

**DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE ELECTROCARDIÓGRAFO INALÁMBRICO
CON VISUALIZACIÓN EN EL COMPUTADOR PERSONAL**

**PEDRO JOSÉ ARZ PULIDO
GUSTAVO EDUARDO SÁNCHEZ CEPEDA**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2006**

**DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE ELECTROCARDIÓGRAFO INALÁMBRICO
CON VISUALIZACIÓN EN EL COMPUTADOR PERSONAL**

**PEDRO JOSÉ ARZ PULIDO
GUSTAVO EDUARDO SÁNCHEZ CEPEDA**

Proyecto de grado para optar al título de ingeniero electrónico

Director:

MPE. Jaime G. Barrero Pérez

Codirector:

Ing. William E. Acevedo Sierra

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2006

Nota de aceptación

Presidente del Jurado

Jurado

Jurado

Bucaramanga, (06, 03, 2006)

DEDICATORIA

A nuestros padres...

AGRADECIMIENTOS

A todas las personas que hicieron posible este logro de nuestras vidas.

CONTENIDO

	Pág.
LISTA DE TABLAS	xi
LISTA DE FIGURAS	xii
LISTA DE ANEXOS	xvi
RESUMEN	xvii
INTRODUCCIÓN	1
OBJETIVOS	4
OBJETIVO GENERAL	4
OBJETIVOS ESPECÍFICOS	4
1. ELECTROCARDIOGRAMA	6
1.1. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL ECG	6
1.2. FUENTES DE RUIDO	9
1.2.1. Fuentes de ruido biológicas	10
1.2.2. Fuentes de ruido del entorno	11
1.2.2.1. Interferencia de fuentes AC	12
1.3. FILTRADO DE LA SEÑAL ANALÓGICA	14
1.3.1. Filtrado de señales	14
1.3.2. Principios de los filtros	15
1.3.3. Filtros analógicos	16
1.3.3.1. Filtros pasivos	17
1.3.3.2. Filtros activos	17
1.3.3.3. Filtros de condensador conmutado	18
1.3.4. Filtros digitales	19
1.3.5. Otras técnicas de reducción de ruido	20
1.3.5.1. Manejador de pierna derecha	20

1.3.5.2. Cables de pares trenzados	21
1.3.5.3. Cables blindados	21
1.4. CONVERSIÓN ANALÓGICO – DIGITAL	22
1.4.1. Señal analógica vs. Señal digital	22
1.4.2. Ventajas de la señal digital	23
1.4.3. Inconvenientes de la señal digital	24
1.4.4. Digitalización	24
1.4.4.1. Muestreo	24
1.4.4.2. Cuantificación	25
1.4.4.3. Codificación	27
1.5. TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DIGITAL	27
1.5.1. Modulación ASK/OOK	28
1.6. INTERFAZ CON EL PC Y VISUALIZACIÓN	32
2. DISEÑO DEL DISPOSITIVO	36
2.1. SENSOR ECG	38
2.1.1. Alimentación	38
2.1.2. Electrodo s	39
2.1.3. Cables	41
2.1.4. Amplificador de Instrumentación	41
2.2. FILTRADO ANALÓGICO	43
2.2.1. Filtro pasa altas	43
2.2.2. Filtro pasa bajas	45
2.3. CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL Y PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN	47
2.3.1. Conversión Analógica Digital	49
2.3.1.1. Resolución y frecuencia de muestreo	49
2.3.1.2. Modulo ADC del microcontrolador	51
2.3.1.2.1 Configuración del ADC en el microcontrolador	52
2.3.1.2.2. Registros del módulo ADC	53
2.3.2 Protocolo de comunicación	55

2.3.2.1. Comunicación serial asíncrona	55
2.3.2.2. Módulo SCI del microcontrolador	56
2.3.2.3. Configuración del SCI en el microcontrolador	58
2.3.2.4. Código para la comunicación con el PC	61
2.4. TRANSMISIÓN INALÁMBRICA	63
2.5. INTERFAZ CON EL PC	65
3. DISEÑO DE LA INTERFAZ GRÁFICA	68
3.1 ADQUISICIÓN DE DATOS POR EL PUERTO SERIE	68
3.2 DECODIFICACIÓN DE LOS DATOS	70
3.3 CONVERSIÓN DE DATOS BINARIOS A DECIMALES	71
3.4 FILTRADO	72
3.4.1. Filtrado pasa bajas	73
3.4.2. Filtro <i>Notch</i>	73
3.5 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA SEÑAL ECG	74
3.6 ALMACENAMIENTO DE LA SEÑAL ECG	75
3.6.1. Programa de almacenamiento de señales ECG	76
3.6.2. Programa de recuperación de ECG almacenados	77
4. PRUEBAS AL DISPOSITIVO Y RESULTADOS OBTENIDOS	78
4.1. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL CARDIACA	78
4.2. FILTRADO DE LA SEÑAL	79
4.3. TRANSMISIÓN INALÁMBRICA	87
4.4. DISPOSITIVO FINAL	89
4.4.1 Tarjeta de adquisición y transmisión de datos	89
4.4.2 Tarjeta de recepción de datos e interfaz con el PC	90
CONCLUSIONES	92
RECOMENDACIONES	95
BIBLIOGRAFÍA	97
ANEXOS	99

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Características de la batería SAFT 14500	39
Tabla 2. Características principales de los amplificadores de instrumentación preseleccionados	42
Tabla 3 Parámetros del microcontrolador MC68HC908GP32	48
Tabla 4. Base del código para la comunicación	61
Tabla 5. Descripción de los pines del transmisor	64
Tabla 6. Descripción de los pines del circuito integrado receptor	65
Tabla 7. Capacitancias requeridas por el MAX232	67
Tabla 8. Características principales de la tarjeta de adquisición	90
Tabla 9. Características principales de la tarjeta de recepción	91

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Estructura básica de un amplificador de instrumentación	7
Figura 2. Configuración del amplificador	8
Figura 3. Amplificador ECG con manejador de pierna derecha	9
Figura 4. Fuentes de ruido típicas y mecanismos de acople	11
Figura 5. Acoplamiento del ruido Inductivo y Capacitivo al circuito de señal	12
Figura 6. Interferencia de líneas de energía de 60 Hz	13
Figura 7. Respuesta en frecuencia de los filtros	15
Figura 8. Banda de paso plana vs. alto factor de calidad Q	16
Figura 9. Ejemplos de filtros pasivos	17
Figura 10. Comparación de filtros activos y pasivos de 2 ^o orden	18
Figura 11. Manejador de pierna derecha	20
Figura 12. Par trenzado blindado	21
Figura 13. Solapamiento de una señal senoidal submuestreada	23
Figura 14. (a) Señal analógica, (b) Señal muestreada	25
Figura 15. Cuantización	26
Figura 16. Codificación	27
Figura 17. Modulación por corrimiento en la amplitud (Amplitude Shift Keying)	28
Figura 18. Análisis de la modulación por corrimiento en la amplitud	29
Figura 19. Representación gráfica de la ecuación 3	30
Figura 20. Diagrama de bloques de un sistema de modulación - desmodulación ASK	30
Figura 21. Detector de envolvente	31

Figura 22. RS-232	33
Figura 23. Diagrama de bloques del prototipo final	38
Figura 24. Batería SAFT 1450	38
Figura 25. Configuración del Inversor de Voltaje con Control de Apagado	39
Figura 26. Electrodo Kendall Meditrace 200 series	40
Figura 27. Cables utilizados en el sensor	41
Figura 28. Topología utilizada en el electrocardiógrafo	43
Figura 29. Filtro pasa altas pasivo	44
Figura 30. Respuesta en frecuencia del filtro pasa altas pasivo	44
Figura 31. Filtro pasa altas activo	44
Figura 32. Respuesta en frecuencia del filtro pasa altas activo	45
Figura 33. Filtro pasa bajas pasivo	45
Figura 34. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas pasivo.....	46
Figura 35. Filtro pasa bajas activo.....	46
Figura 36. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas activo	47
Figura 37. Respuesta en frecuencia en dB a la salida del filtro Pasa-bajas analógico	50
Figura 38. Zoom en -80dB de la figura 37	51
Figura 39. Trama de datos de la comunicación serial asíncrona	56
Figura 40. Distribución de los pines del circuito integrado transmisor	64
Figura 41. Distribución de los pines del circuito integrado receptor	64
Figura 42. Circuito Integrado MAX232	66
Figura 43. Estructura Interna del MAX232	66
Figura 44. Comando VISA configure serial port	68
Figura 45. Comando Visa Read de LabView	69
Figura 46. Diagrama completo de adquisición de datos	69
Figura 47. Diagrama completo de decodificación de los datos	70
Figura 48. Conversión binario/decimal	72
Figura 49. Filtro digital Butterworth de LabView	72

Figura 50. Filtro Butterworth digital implementado	73
Figura 51. Filtro Notch de 60 Hz digital implementado	74
Figura 52. Bloque Waveform Graph	74
Figura 53. Panel de control del programa de visualización del ECG	75
Figura 54. Programa de almacenamiento	76
Figura 55. Programa de recuperación	77
Figura 56. Señal ECG del paciente obtenida con la tarjeta de adquisición	78
Figura 57. Señal ECG del paciente obtenida con el electrocardiógrafo de la facultad de medicina de la UIS.....	79
Figura 58. Electrocardiógrafo de la facultad de medicina de la UIS marca Nihon Kohden Cardiofax de doce derivaciones	79
Figura 59. Señal de Prueba 1 al filtro pasa-altas	80
Figura 60. Respuesta del filtro pasa-altas a la señal de prueba 1	80
Figura 61. Señal de prueba 1 del filtro pasa-bajas	81
Figura 62. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 1	81
Figura 63. Señal de prueba 2 del filtro pasa-bajas	82
Figura 64. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 2	82
Figura 65. Señal de prueba 3 del filtro pasa-bajas	83
Figura 66. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba	83
Figura 67. Señal de prueba 4 del filtro pasa-bajas	84
Figura 68. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 4	84
Figura 69. Señal de prueba 5 del filtro pasa-bajas	85
Figura 70. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 5	85
Figura 71. Señal de prueba 6 del filtro pasa-bajas	86
Figura 72. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 6	86
Figura 73. Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 1	87
Figura 74. Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 1 recibida en el PC.....	88
Figura 75. Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 2.....	88

Figura 76. Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 2 recibida en el PC.....	89
Figura 77. Tarjeta de adquisición y transmisión de señales ECG	90
Figura 78. Tarjeta de recepción de señales ECG inalámbricas	91

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
ANEXO A. Electrocardiografía.....	100
ANEXO B. Dispositivo final	116
ANEXO C. Programa del microcontrolador	119
ANEXO D. Hojas de datos de los dispositivos utilizados	122
ANEXO E. Costos del dispositivo	164

TITULO: DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE ELECTROCARDÍOGRAFO INALÁMBRICO CON VISUALIZACIÓN EN EL COMPUTADOR PERSONAL.*

**AUTORES: PEDRO JOSÉ ARZ PULIDO
GUSTAVO EDUARDO SÁNCHEZ CEPEDA ****

**PALABRAS CLAVES: Biopotenciales, Electrocardiograma, LabView
Repolarización, Telemedicina.**

DESCRIPCIÓN:

Superadas solamente por el cáncer, las enfermedades del corazón son la causa de mortalidad más grande de occidente. Los adelantos en las herramientas de diagnóstico y tratamiento son bienvenidas por la comunidad médica, la cual está buscando mejores maneras de ayudar a sus pacientes. Una de las más importantes herramientas de diagnóstico para los pacientes del corazón es el electrocardiograma (ECG) el cual opera midiendo las señales eléctricas emitidas por el corazón a través de unos electrodos en el pecho.

La integración de las comunicaciones inalámbricas en las aplicaciones médicas está revolucionando continuamente la atención en los hospitales debido a que los sensores biomédicos inalámbricos permiten un nivel de cuidado superior de los pacientes.

El objetivo de esta tesis es proveer un sensor ECG capaz de transmitir estos datos inalámbricamente a un PC. Lo anterior se logra mediante el filtrado del ruido de la señal ECG y la amplificación de esta a un valor capaz de ser leído por un conversor analógico digital, esta información es codificada por un microcontrolador y enviada a un módulo de transmisión inalámbrica. Los datos son recibidos por un circuito integrado receptor e introducido al PC a través del puerto serie. Usando el lenguaje gráfico LabView® la señal obtenida por el ECG es visualizada en el computador personal para su posterior análisis por parte del personal médico calificado. De este modo un sensor ECG que ofrece más movilidad fue alcanzado con la comunicación inalámbrica, mejorando así a los sensores cableados.

* Proyecto de grado

** Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Ingeniería Electrónica.
Director: Mpe. Jaime G. Barrero P. Codirector: William E. Acevedo

INTRODUCCIÓN

Existe un interés extensivo en el campo de la telemedicina en Colombia por parte del servicio médico, de las instituciones educativas, de la industria de la bioingeniería y la sociedad en general, en cómo las técnicas de comunicación inalámbrica presentes y futuras influenciarán la telemedicina especialmente en ambientes familiares tales como el hogar y el trabajo. Esto se basa en que la mayoría de los colombianos no tiene un estilo de vida saludable y sus hábitos los predisponen a diversas enfermedades de preocupación mundial tales como las de origen cardiovascular, que son la segunda causa de muerte en el país, después de la violencia.

Estadísticas de la Asociación Colombiana de Cardiología demuestran que el 12,3 por ciento de los colombianos son hipertensos, el 52,7 por ciento reconoce que nunca hace ejercicio, el 2,0 por ciento sufre de diabetes "*mellitus*", y sólo el 34,8 por ciento se ha practicado un examen de colesterol [1]. Estos resultados son una voz de alerta para la búsqueda de nuevas soluciones en pro de mejorar las condiciones de salud de la población colombiana, tales como el desarrollo de nuevos dispositivos biomédicos que ayuden a llevar un control permanente de su estado de salud, buscando de esta manera procedimientos médicos preventivos en lugar de procedimientos médicos correctivos como es acostumbrado en nuestra sociedad.

Para disminuir este porcentaje de mortalidad, de gran preocupación para nuestra sociedad, existe una serie de señales que deben ser supervisadas de forma constante o periódica en los pacientes, una de las más importantes es el electrocardiograma o ECG.

Con la llegada de nuevas tecnologías inalámbricas, se hace factible el diseño de dispositivos de alto nivel de integración con estos fines (VLSI), abriéndose la posibilidad de transmitir los biopotenciales a dispositivos de visualización tales como un computador personal o centros de procesamiento, sin que se vea limitada la movilidad del paciente.

Tradicionalmente la monitorización se ha realizado haciendo uso de dispositivos de gran tamaño, a los cuales estaban conectados los pacientes a través de cables. Esto afecta en gran medida la movilidad del paciente y por lo tanto su bienestar durante la estancia hospitalaria. Las ventajas de este dispositivo no radican únicamente en la eliminación de los cables de los dispositivos actuales, sino que abre un abanico de nuevos escenarios de utilización.

Es por esta razón que la meta de este proyecto de grado es desarrollar un prototipo de ECG, capaz de transmitir datos inalámbricamente a un computador personal, con lo cual se pretende que este tipo de procedimientos médicos sean más cómodos y asequibles a toda la sociedad. Se argumenta por varias razones que el desarrollo de este proyecto hará la obtención de datos del ECG más productivo, fácil de obtener, y eficaz. Con esto se hará posible el diagnóstico de pacientes que se encuentren en lugares geográficos lejanos a las grandes urbes (siempre y cuando exista una entidad que preste los servicios de telecomunicaciones), beneficiando a los pacientes, que, con el acceso a un dispositivo de uso más amigable, podrán tener un diagnóstico médico desde la comodidad de su hogar o trabajo, reduciendo costos y ahorrándose la inconveniencia de viajar, mejorando así su calidad de vida.

Con el desarrollo de este proyecto, se intenta ratificar que en nuestro país es factible construir dispositivos electrónicos con una buena relación costo beneficio, capaces de emular dispositivos más costosos que en la actualidad importan las instituciones prestadoras de servicios de salud, con lo cual se les puede brindar la oportunidad a diferentes actores de la sociedad, de controlar su estado de salud.

Para lograr los diferentes objetivos y características mencionadas en el desempeño de este dispositivo se escribe esta tesis de grado compuesta por cuatro capítulos, los cuales describen el proceso de selección y diseño del prototipo final, empezando en el capítulo 1 con una breve descripción teórica de los conceptos electrónicos generales relacionados con este proyecto, en el cual se asume un conocimiento previo por parte del lector de la fisiología y funcionamiento del músculo cardíaco (de lo contrario es recomendable leer el anexo A). El capítulo 2 expone el diseño y la selección de las topologías finales implementadas en el dispositivo para captar señales electrocardiográficas, convertirlas a formato digital y transmitirlos de manera inalámbrica. El diseño del software y la interfaz gráfica necesarias para llevar a cabo la visualización de la señal electrocardiográfica en un computador personal hacen parte del capítulo 3. Por último, el capítulo final se encuentran las pruebas realizadas al equipo y los resultados obtenidos en éstas.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Diseñar y construir un prototipo electrónico capaz de amplificar biopotenciales generados por la actividad cardiaca, y transmitirlos de manera inalámbrica para su visualización en un computador personal

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Amplificar el biopotencial correspondiente a la actividad cardiaca de un paciente utilizando un dispositivo de tamaño reducido y bajo consumo de potencia.
2. Acondicionar la señal adquirida para eliminar componentes de frecuencias no deseadas en la realización de un electrocardiograma.
3. Convertir la señal ECG a formato digital para la reducción de ruido e interferencia.
4. Modular y demodular la señal ECG, con el fin de transmitirla de manera inalámbrica utilizando la banda de 433MHz determinada como una banda libre por el Ministerio de Comunicaciones de Colombia.

5. Seleccionar la opción más viable entre los diferentes tipos de modulación tales como OOK, FSK, ASK y GFSK (BLUETOOTH) entre otras, para obtener los mejores resultados de consumo de potencia, distancia de transmisión y tamaño del dispositivo.

6. Implementar la comunicación desde el receptor hasta el computador por medio del puerto serie para así garantizar la compatibilidad del dispositivo electrónico con cualquier tipo de computador personal.

7. Elaborar una interfaz gráfica que permita visualizar la señal cardiaca obtenida en el computador personal.

1. ELECTROCARDIÓGRAFO

En el momento del diseño del dispositivo para la obtención de la señal que representa la actividad cardiaca (ECG) se van a tener en cuenta principalmente los siguientes dos inconvenientes; primero, la señal sensada en los electrodos tiene una amplitud muy reducida, por lo cual otras señales tales como el ruido son mayores, lo que dificulta la amplificación de la señal deseada, y segundo, la señal cardiaca varía en cantidades positivas y negativas en diferentes tiempos. Debido a lo anterior se deben realizar una serie de circuitos para amplificar y acondicionar la señal con el fin de que sea lo más completa y libre de ruido posible.

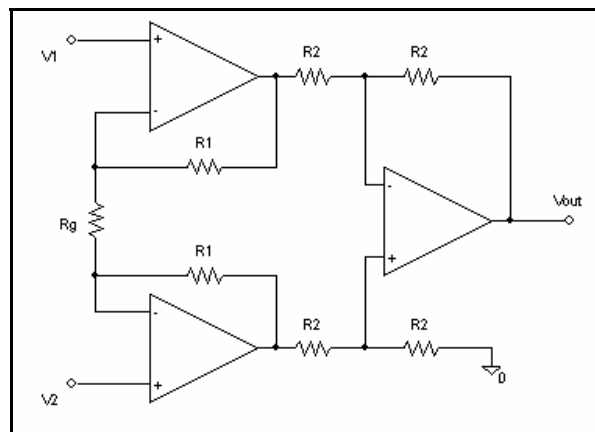
1.1. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL ECG

La mejor manera de medir la señal correspondiente a DI (anexo A) sería amplificar la diferencia de potencial entre el brazo izquierdo y el brazo derecho. El uso de un Op-Amp parecería útil en esta situación, sin embargo, consideraciones tales como que, las señales de ruido saturarían el Op-Amp., antes de la amplificación y la señal sería perdida, nos dicen que no es tan conveniente. La industria médica utiliza un "amplificador de instrumentación" en situaciones como estas.

Los amplificadores de instrumentación (figura 1) amplifican la diferencia entre dos señales. Esas señales diferenciales en la práctica provienen de sensores como pueden ser termocuplas, fotosensores, puentes de medición resistivos, sensores de biopotenciales, etc. En el caso del ECG el acople capacitivo de las líneas de energía (ruido 60Hz de la red eléctrica) genera una señal en el primer electrodo

que con respecto a la tierra común será aproximadamente igual que la señal en el segundo electrodo (figura 2). Esta señal es *común* a ambas entradas por lo cual es llamada Voltaje de Modo Común de la señal diferencial. Se puede ver que estas señales no contienen información útil en lo que se quiere medir y como el amplificador incrementará la *diferencia* de ambas, al ser iguales, se restan y a la salida el resultado será cero o sea idealmente no están contribuyendo a la información de salida. También se ve que se inducen señales de corriente alterna en ambas entradas a la vez y que serán rechazadas como en el caso de continua. Se puede ver que la señal del ECG medida en un electrodo está desfasada con el potencial medido en el otro electrodo y por lo tanto la señal de la diferencia se amplifica. En la práctica, las señales de modo común nunca serán rechazadas completamente, de manera que alguna pequeña parte de la señal indeseada contribuirá a la salida [2].

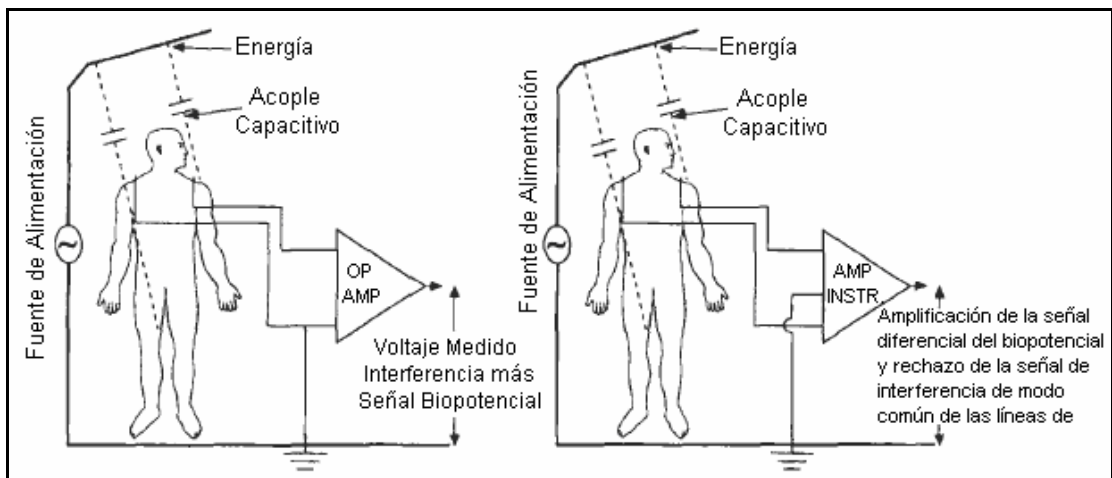
Figura 1. Estructura básica de un amplificador de instrumentación



Fuente: SEDRA, Adel; SMITH, Kenneth. Microelectronic Circuits. 4ª Edición. Oxford University Press, 1997

Por lo expuesto, es que se justifica la utilización de amplificadores de instrumentación para rechazar señales que entran en modo común, o sea en las dos entradas se presenta la misma señal.

Figura 2. Configuración del amplificador



Fuente: METTING VAN RIJN A.C.; PEPPER A.; GRIMBERGEN C.A. High-quality Recording of Bioelectric Events. Med. & Bio. Eng. & Comput. 1990, 28, 389-397.

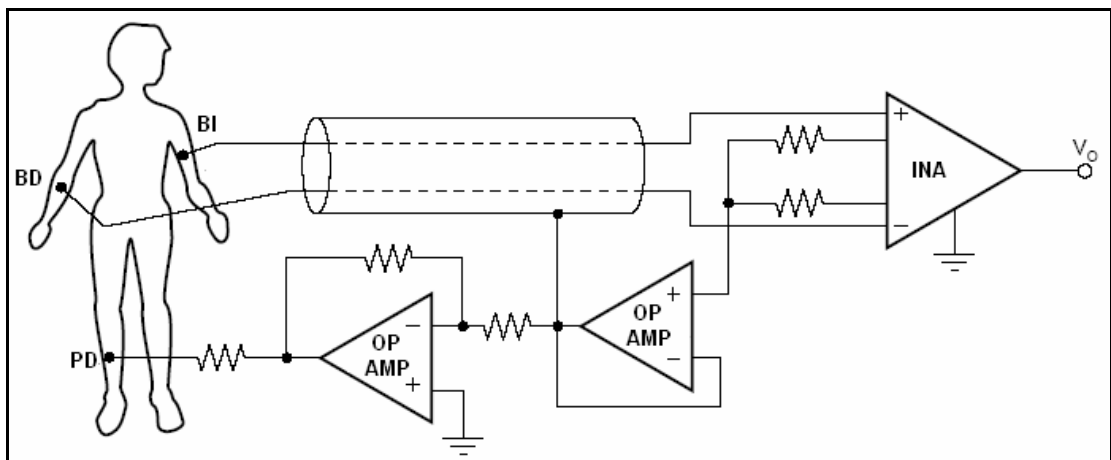
Para la adquisición de biopotenciales se requiere un alto cociente de rechazo de modo común. El cociente de rechazo de modo común para equipos de adquisición de biopotenciales está entre los 80 y 120 dB para mediciones de ECG. La impedancia del amplificador debe ser grande para que el biopotencial se desarrolle a través de la entrada del amplificador y no a través de la interfaz paciente – electrodo [3].

El cociente de rechazo de modo común (CMRR) es la amplificación de la señal diferencial dividida por la amplificación de la entrada de modo común. (1)

$$CMRR = 20 \cdot \log\left(\frac{V_d}{V_{cm}}\right) \quad (1)$$

Otra ayuda que sirve con el ánimo de reducir el ruido de modo común que se puede propagar a través de los filtros analógicos, puede ser útil usar un “circuito manejador de pierna derecha” y un circuito de guarda para los cables apantallados. El manejador de pierna derecha simplemente conduce la señal de modo común de vuelta al paciente. Esto es efectivamente un lazo de realimentación el cual sirve para reducir la señal total de modo común captada; se extrae la señal de modo común del canal que va a ser amplificado usando un seguidor de voltaje, esta señal se pasa por un amplificador inversor a través de circuitos de protección y de nuevo al paciente [4]. (figura 3)

Figura 3. Amplificador ECG con manejador de pierna derecha



Fuente: <http://www.ti.com>, INA118 datasheet

1.2. FUENTES DE RUIDO

Existen dos fuentes de ruido importantes en la captación de una señal ECG y se pueden describir como las generadas por causas biológicas y del entorno. Las causas biológicas incluyen las contracciones musculares, la modulación de la

amplitud del ECG (debido a la respiración) y el ruido causado por los cambios en la impedancia entre el electrodo y la piel debido al movimiento. El ruido de movimiento y de los músculos son considerados como interferencia a alta frecuencia (>100 Hz) y pueden ser reducidos con la colocación cautelosa de los electrodos. Las fuentes de ruido del entorno incluyen la interferencia de las líneas de energía y el ruido de instrumentación (procesamiento de la señal, equipos de electro cirugía y equipos de radiofrecuencia) [3].

1.2.1. Fuentes de ruido biológicas

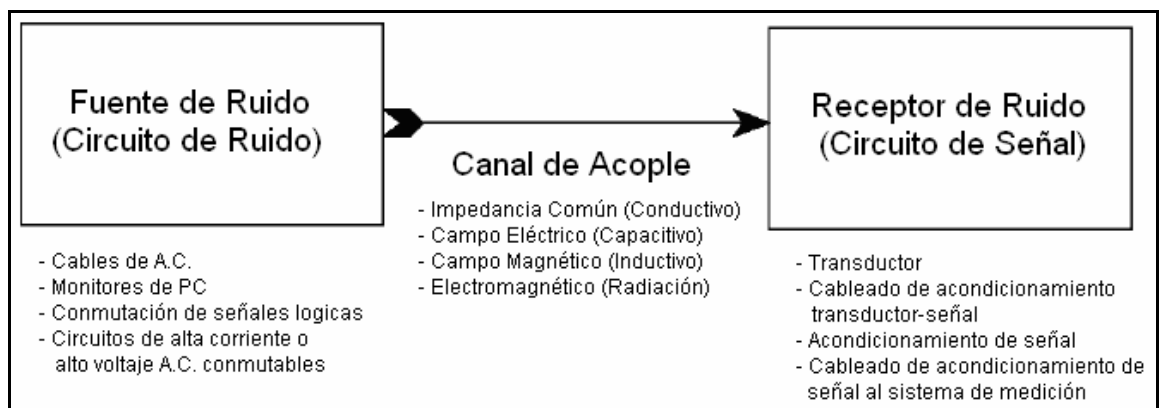
Un cambio de voltaje bajo (alrededor de ± 300 mV) aparece cuando un electrodo entra en contacto con la piel. Este potencial puede empeorar por electrodos mal conectados, por la transpiración, o por causa de la respiración. Por otra parte, el movimiento de los músculos genera ruido que interfiere con la señal ECG. Esto sucede especialmente cuando las mediciones son tomadas en las extremidades del cuerpo. Además cualquier movimiento del paciente afecta la conexión entre el electrodo y el mismo cambiando las propiedades eléctricas de la interfase e induciendo cambios indeseados en la señal medida. Esto se debe a que si uno de los dos electrodos está más suelto que el otro (debido a células muertas en la piel, un adhesivo desgastado, etc.) este puede tener una impedancia mayor que la del cuerpo del paciente, esta diferencia de impedancias, que debería ser normalmente un voltaje de modo común presente en las personas, se convierte en un voltaje diferencial con respecto a los electrodos [5].

Se puede ver, que la mejor señal ECG se obtiene cuando el paciente esta relajado y quieto. La preparación de la piel para remover células muertas poco conductivas y garantizar un muy buen contacto del electrodo con la piel son factores importantes para obtener una señal de buena calidad.

1.2.2. Fuentes de ruido del entorno

Existen cuatro fuentes principales de ruido o mecanismos de acoplamiento debidos al entorno: conductivo, capacitivo, inductivo y de radiación. (figura 4). El acoplamiento conductivo resulta de compartir corrientes de diferentes circuitos en una impedancia común. El acoplamiento capacitivo resulta de campos eléctricos variantes con el tiempo en la vecindad del camino de la señal. El ruido del acoplamiento inductivo o magnético resulta de campos magnéticos variantes con el tiempo en áreas cercanas al circuito de la señal. Si la fuente del campo electromagnético está lejos del circuito de la señal, el acoplamiento del campo magnético y eléctrico se considera como acoplamiento electromagnético o de radiación [6]. (figura 5)

Figura 4. Fuentes de ruido típicas y mecanismos de acople



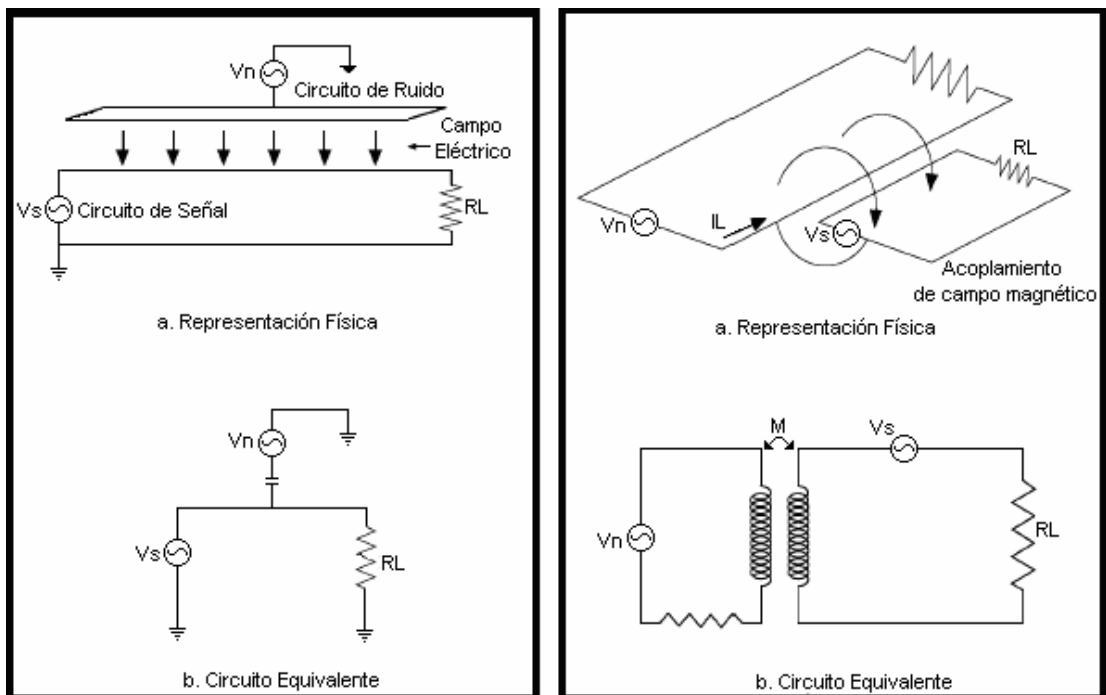
Fuente: SHAH, Syed J., Field Wiring and Noise Considerations for Analog Signals, National Instruments Application Note 025

1.2.2.1. Interferencia de Fuentes A.C.

El acoplamiento de la interferencia de la línea de energía a los cables del ECG causa interferencia electromagnética (EMI) a una frecuencia de 60 Hz. Filtrar

dichas señales EMI es un reto dado que la frecuencia de la línea de energía variante con el tiempo se encuentra en el rango de frecuencia de la señal ECG (0.15Hz a 100 Hz). La figura 5 muestra dos tipos de interferencia de la línea de energía que causan el ruido de 60 Hz en la señal ECG. La capacitancia entre el cuerpo humano y las líneas de energía cercanas causan la recolección electrostática y los lazos formados por las derivaciones conectadas al cuerpo humano causan recolección magnética. No obstante el blindaje y el trenzado de los cables reducen estos ruidos, el filtrado sigue siendo necesario.

Figura 5. Acoplamiento del ruido Inductivo y Capacitivo al circuito de señal

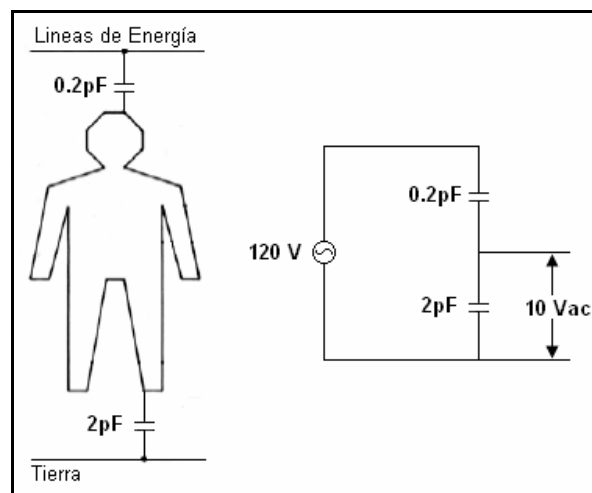


Fuente: SHAH, Syed J., Field Wiring and Noise Considerations for Analog Signals, National Instruments Application Note 025

La capacitancia que efectivamente acopla al paciente a la fuente de energía es de alrededor de 0.2pF y el acoplamiento capacitivo a tierra es de alrededor de 2pF. El ruido de 60 Hz es común a todos los puntos del paciente y es aditivo a la señal ECG [6]. (figura 6)

Estas capacitancias pueden ser muy pequeñas, sin embargo el paciente es susceptible a tener un voltaje oscilando significativamente sobre su cuerpo a la frecuencia de la fuente de alimentación. La magnitud de esta señal puede estar en el orden de decenas o cientos de voltios, y aparecen en el hardware del ECG como enormes señales de modo común y como señales diferenciales significativas. La componente diferencial del ruido de 60 Hz se introduce al sistema en diversas formas. Primeramente, posicionar los electrodos en el cuerpo de la persona significa que siempre habrá un lazo en el que de alguna manera el flujo puede viajar. Al pasar el flujo a través de este lazo, resultará una señal de 60 Hz diferencial que necesita ser eliminada, lo que no puede suceder realmente si se tiene la necesidad física de ubicar los electrodos separados espacialmente.

Figura 6. Interferencia de líneas de energía de 60 Hz



Fuente: METTING VAN RIJN A.C.; PEPPER A.; GRIMBERGEN C.A. High-quality Recording of Bioelectric Events. Med. & Bio. Eng. & Comput. 1990, 28, 389-397.

1.3. FILTRADO DE LA SEÑAL ANALÓGICA

A la salida del amplificador de instrumentación se obtiene la señal ECG amplificada, pero además una señal de 60Hz, y una multitud de señales no

deseadas, que deben ser filtradas para obtener una señal “limpia” (sin componentes de frecuencia no deseadas) a la cual se le puedan hacer diagnósticos médicos acertados.

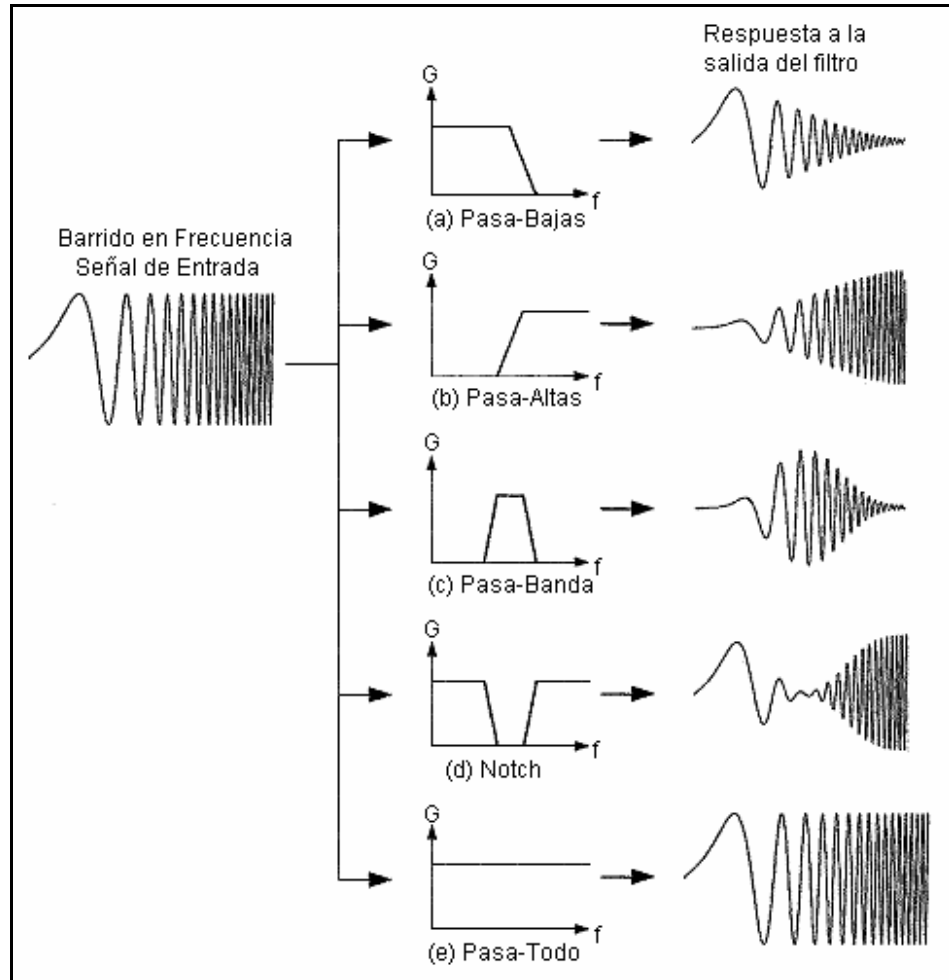
Para lograr lo anterior, se debe filtrar la señal y solo dejar pasar las componentes que correspondan a la banda de 0.02Hz a 150Hz. Para tal fin se deben implementar 3 filtros: un filtro pasa-altas, un filtro pasa-bajas y un filtro *notch* o rechaza-banda de 60 Hz.

1.3.1. Filtrado de señales

El ruido puede ser definido como todas aquellas señales indeseadas que afectan un sistema y que deben ser removidas para obtener la información requerida, valiéndose para ello del uso de los filtros. Los filtros se utilizan muy a menudo en sistemas electrónicos para acentuar señales en ciertas gamas de frecuencias y para rechazar señales en otras. Los cinco tipos básicos de filtros son: pasa-bajas, pasa-altas, pasa-banda, notch y pasa-todo [2]. (figura 7)

El filtrado se puede llevar a cabo con el uso de circuitos analógicos o con el procesamiento digital de la señal. La naturaleza débil de la señal ECG y el ruido que la afectan requiere que una gama de filtros sea implementada.

Figura 7. Respuesta en frecuencia de los filtros



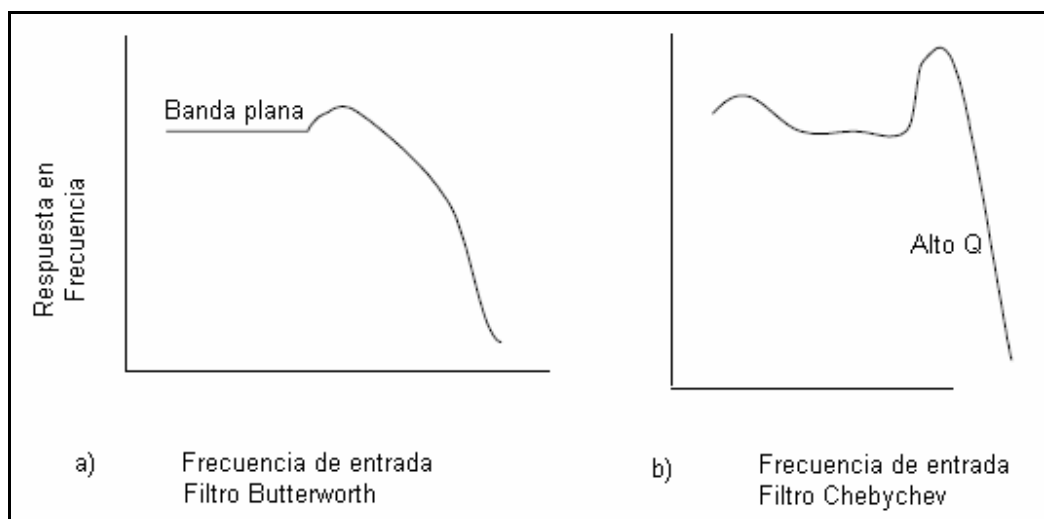
Fuente: www.sensorsmag.com

1.3.2. Principios de los filtros

La mayoría de los filtros se construyen basándose en la característica fundamental de un condensador: este se comportará como un corto circuito en las altas frecuencias y como un circuito abierto para las bajas. El orden de un filtro, describe la severidad de la atenuación que recibirá una señal cuya frecuencia esté

por fuera de banda de paso del filtro y puede ser evaluado generalmente contando el número de condensadores existentes. La pendiente que representa el índice de atenuación por década de frecuencia se conoce a menudo como el factor de calidad (Q). La selección de un filtro implica generalmente compensaciones entre varios factores. Un alto factor de calidad que rechace las frecuencias indeseadas sería ideal, pero esta característica causará que la señal en la banda de paso se deforme. Ésta diferencia se pueden ver en la figura 8, y muestra una comparación del comportamiento de los filtros de Butterworth y de Chebychev.

Figura 8. Banda de paso plana vs. alto factor de calidad Q



Fuente: masa.tic.udc.es

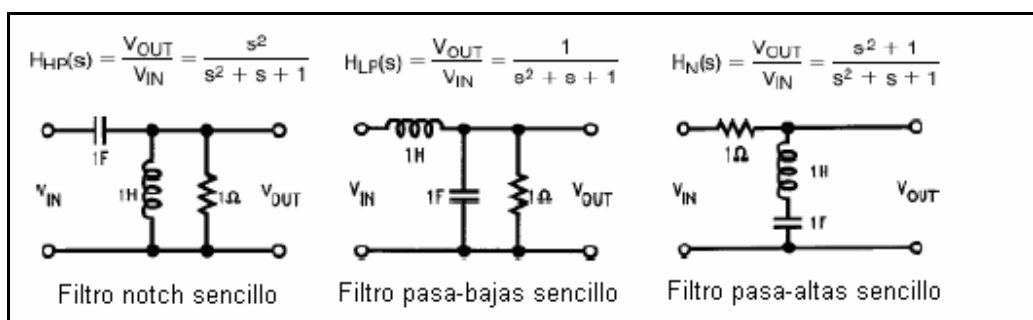
1.3.3. Filtros analógicos

Utilizando topología de circuitos pueden implementarse tres tipos de filtros: los activos, los pasivos y los de condensador-conmutado.

1.3.3.1. Filtros pasivos

Los filtros pasivos están compuestos únicamente por componentes tales como resistores, condensadores e inductores (figura 9). Estos filtros no hacen ningún uso de circuitos amplificadores tales como transistores u op-amps y por lo tanto no están sujetos a la limitación del ancho de banda de estos dispositivos. Otras ventajas importantes son el costo, el hecho de que no requieren ninguna fuente de alimentación y que además generan menos ruido que los circuitos que contienen componentes activos [8]. Las desventajas se relacionan con la disipación adicional de energía, la alta susceptibilidad a la variación de los valores de los componentes, la naturaleza no ideal de sus impedancias de entrada y de salida y las limitaciones en encontrar los inductores convenientes. En la gama de frecuencias bajas (1Hz a 1MHz), el valor del inductor llega a ser muy grande lo que hace que la producción de estos filtros sea difícil y poco económica.

Figura 9. Ejemplos de filtros pasivos



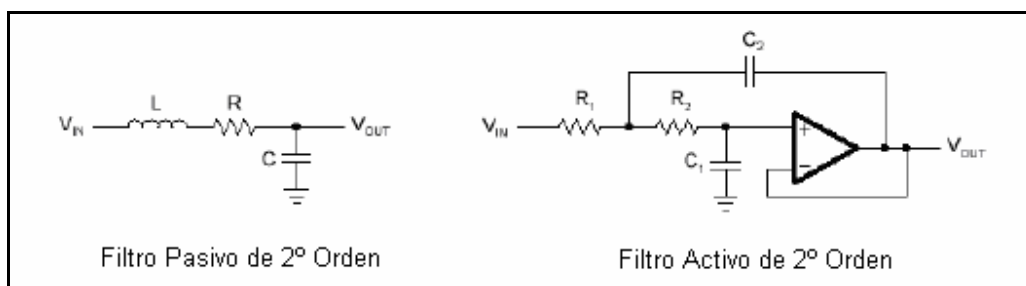
Fuente: www.sensorsmag.com

1.3.3.2. Filtros activos

Los filtros activos son aquellos que hacen uso de circuitos amplificadores, especialmente amplificadores operacionales (op-amps) como dispositivo activo,

que junto con algunos resistores y condensadores, proporcionan un comportamiento de filtro R-L-C a bajas frecuencias. (figura 10) Los filtros activos tienen altas impedancias de entrada, bajas impedancias de salida y pueden proporcionar una determinada ganancia. No requieren de inductores y por ello no están limitados por la alta tolerancia y el espaciado de estos dispositivos. A pesar del uso de condensadores y de resistores de baja tolerancia se puede obtener una buena exactitud a la hora del diseño [7]. Las desventajas incluyen el ancho de banda limitado de las unidades amplificadoras y el ruido que éstas producen.

Figura 10. Comparación de filtros activos y pasivos de 2º orden



Fuente: www.sensormag.com

1.3.3.3. Filtros de condensador-conmutado

Los filtros de condensador-conmutado son filtros que hacen uso de un reloj externo para fijar muy exactamente sus frecuencias de corte. Se basan en la capacidad, de los condensadores y de los interruptores MOS, de simular resistores en el chip, los cuales pueden unirse a otros dispositivos del circuito con el ánimo de hacer filtros integrados exactos. Cambiar la velocidad del reloj provisto, altera el valor de los resistores del integrador, de modo que la frecuencia

central del filtro varíe. La diferencia fundamental con los filtros activos es el hecho de que los filtros de condensador-conmutado funcionan en tiempo discreto en vez de tiempo continuo. La ventaja principal que proporciona este tipo de filtro es su muy exacta frecuencia de corte. Su desventaja importante es causada por el ruido adicional que se produce como resultado del reloj que alimenta el dispositivo a diferencia de los filtros activos [8].

1.3.4. Filtros digitales

Un filtro digital es un sistema en tiempo discreto que realiza la transformación de una señal digital de entrada en una secuencia diferente a la salida. El comportamiento de un filtro se describe en términos de las relaciones de la entrada-salida y se clasifica normalmente basándose en su respuesta al impulso. Cuando la entrada al filtro es una secuencia de impulsos $\delta(n)$, la respuesta a la salida es $h(n)$ y se puede utilizar para determinar la respuesta a secuencias de entrada más complicadas. Si $h(n)$ se compone de un número finito de términos distintos a cero, se conoce como un filtro con respuesta al impulso finita (FIR). Si el $h(n)$ oscila infinitamente con valores distintos de cero, es un filtro con respuesta al impulso respuesta infinita (IIR) [9].

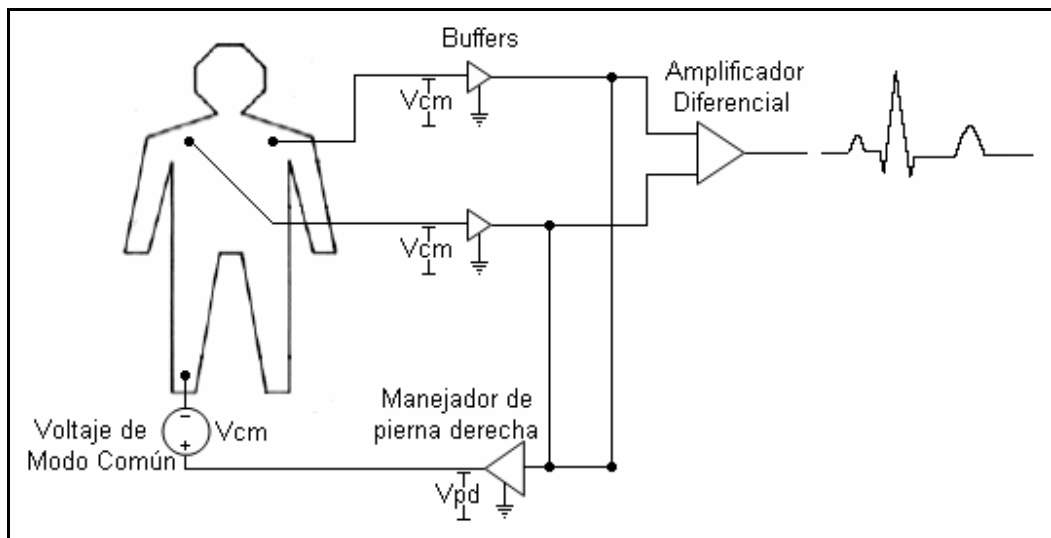
El resultado de este tipo de filtrado lo da la función de transferencia. El número de coeficientes de dicha función controla la respuesta en frecuencia del filtro. Existen varias técnicas de diseño, algunas de las cuales requieren fuertes tareas de cómputo. Entre otras se pueden mencionar las técnicas de ventanas, el método de frecuencia-muestreo o el diseño del filtros equiripple (filtros con rizado constante) para los FIR. Los filtros IIR generalmente utilizan Butterworth, Chebychev, diseño elíptico, transformaciones de invarianza al impulso o transformaciones bilineales [9].

1.3.5. Otras técnicas de reducción de ruido

1.3.5.1. Manejador de pierna derecha

El manejador de pierna derecha se implementa en sistemas de medida de ECG para contrarrestar el ruido de modo común en el cuerpo. El sistema se muestra en figura 11. Las dos señales que entran en el amplificador diferencial se suman, se invierten y se amplifican en el manejador de pierna derecha antes de ser realimentada a un electrodo unido a la pierna derecha. Los otros electrodos toman esta señal y así el ruido es cancelado.

Figura 11. Manejador de pierna derecha



Fuente: METTING VAN RIJN A.C.; PEPPER A.; GRIMBERGEN C.A. High-quality Recording of Bioelectric Events. Med. & Bio. Eng. & Comput. 1990, 28, 389-397.

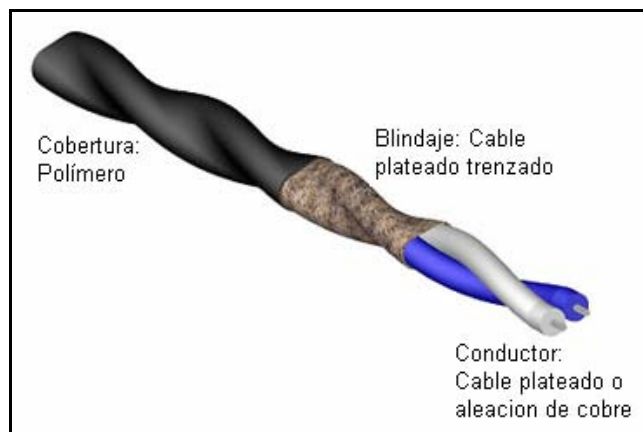
1.3.5.2. Cables de pares trenzados

El cableado de pares trenzados consiste en enroskar los dos conductores sobre toda la longitud del cable. El trenzado va desde varias vueltas por centímetro hasta una vuelta por metro. Esta tasa determina la frecuencia eficaz de cancelación del ruido; cuanto más juntas están las vueltas más alta es la frecuencia de cancelación. Cualquier ruido inducido en un alambre también será inducido en el otro. Debido a la geometría del trenzado y del electromagnetismo, las señales de ruido se inducen con magnitudes iguales, pero en polaridades opuestas. Esto causa una cancelación de las señales de ruido.

1.3.5.3. Cables blindados

Cables con longitudes mayores a los 15cms se convierten en antenas resonantes para las fuentes de ruido electromagnéticas y de radio (< 450 MHz). La introducción de un protector o de una trenza de tierra en el cable se puede utilizar para aislar los cables de señal de la interferencia de radiofrecuencia (IRF) y de la interferencia electromagnética (EMI). (figura 12).

Figura 12. Par trenzado blindado



Fuente: www.gore.com

1.4. CONVERSIÓN ANALÓGICO – DIGITAL

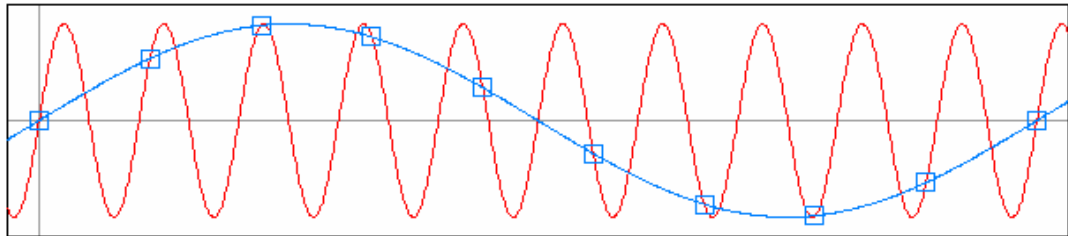
Al ser un registro gráfico el electrocardiograma contiene abundante información de la actividad eléctrica cardíaca. Dicha información puede ser almacenada, transmitida y procesada de diversas maneras. La tecnología digital moderna permite que estos procesos de manipulación de la información se puedan realizar a grandes velocidades y en grandes volúmenes, manteniendo e incluso mejorando la calidad de la información. Es precisamente por esta razón que se utilizará un conversor analógico-digital.

1.4.1. Señal analógica vs. señal digital

Una señal analógica es aquella que puede tomar una infinidad de valores (frecuencia y amplitud) dentro de un límite superior e inferior. El término *analógico* proviene de *análogo*. En cambio, una señal digital es aquella señal cuyos valores (frecuencia y amplitud) no son continuos sino discretos, lo que significa que la señal necesariamente ha de tomar unos determinados valores fijos predeterminados. Estos valores fijos se toman del sistema binario, lo que significa que la señal va a quedar convertida en una combinación de ceros y unos, que ya no se parece a la señal original [10].

Los equipos modernos de bioinstrumentación “digitalizan” la señal ECG debido a que esto reduce los problemas de interferencia y ruido relacionados con las señales analógicas, de manera que al obtener la señal amplificada y filtrada se realiza una conversión analógica-digital teniendo en cuenta el teorema de Nyquist, por lo que la señal deberá ser muestreada a 300Hz como mínimo, para evitar el solapamiento (figura 13) y garantizar la recuperación de todas las componentes presentes en la señal ECG.

Figura 13. Solapamiento de una señal senoidal submuestreada.



Fuente: <http://www.asifunciona.com>

1.4.2. Ventajas de la señal digital

- La señal digital es inmune al ruido. Las señales analógicas son más susceptibles que los pulsos digitales a variación de amplitud, frecuencia y fase.
- Ante la pérdida de cierta cantidad de información, la señal digital puede ser reconstruida gracias a los sistemas de regeneración de señales. También se cuenta, con sistemas de detección y corrección de errores que, por ejemplo, permiten introducir el valor de una muestra dañada, obteniendo el valor medio de las muestras adyacentes (interpolación).
- Se prefieren los pulsos digitales debido a que estos presentan facilidad de almacenamiento y procesamiento, además ocupan menos espacio de memoria que las señales analógicas.
- Los sistemas digitales utilizan la regeneración de señales, en vez de la amplificación de señales, por lo tanto producen un sistema más inmune al ruido que su contraparte analógica.
- Las señales digitales son más sencillas de medir y evaluar.
- El formato digital se adapta por sí mismo de manera ideal a la tecnología de estado sólido, particularmente en los circuitos integrados.

1.4.3. Inconvenientes de la señal digital

- La señal digital requiere mayor ancho de banda para ser transmitida que la analógica.
- Se necesita una conversión analógica-digital previa y una decodificación posterior, en el momento de la recepción.
- La transmisión de señales digital requiere una sincronización precisa entre los tiempos del reloj de transmisor, con respecto a los del receptor. Un desfase, por mínimo que sea, cambia por completo la señal.

1.4.4. Digitalización

La digitalización o conversión analógica-digital (conversión A/D) consiste básicamente en realizar de forma periódica medidas de la amplitud de la señal y traducirlas a un lenguaje numérico. La conversión A/D también es conocida por el acrónimo inglés ADC (analogic to digital conversion).

En esta definición están presentes los procesos que intervienen en la conversión analógica-digital:

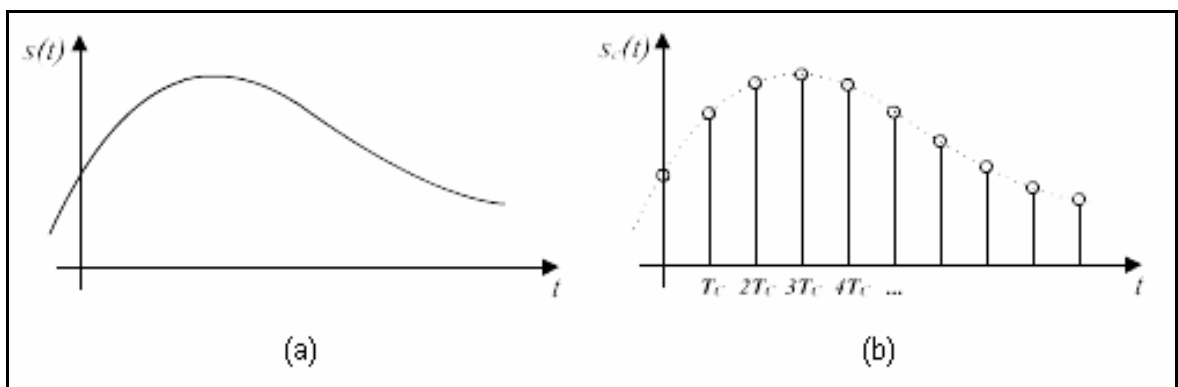
1.4.4.1. Muestreo

El muestreo digital es uno de los procesos que permite la digitalización de las señales. Consiste en tomar muestras periódicas de la amplitud de la señal analógica. Estas muestras no se toman de forma aleatoria, al azar, sino que se toman intervalos fijos de tiempo (de ahí que hayan quedado definidas como *periódicas*). (figura 14)

Cada muestra debe durar el mismo tiempo y efectuarse en el mismo intervalo. La velocidad a la que se hace este muestreo, es decir, el número de muestras que se toman por segundo es lo que se conoce como frecuencia de muestreo

Por muy eficaz que sea el muestreo realizado, por muy alta que sea la frecuencia de muestreo, hay que tener presente que siempre que haya un muestreo va a haber una *cierta pérdida* de calidad de la señal. Siempre habrá matices de la señal que no van a ser tenidos en cuenta, dado que no han sido muestreados.

Figura 14. (a) Señal analógica, (b) señal muestreada



Fuente: es.wikipedia.org/wiki/Conversi3n_anal3gica-digital

1.4.4.2. Cuantificaci3n

El proceso de cuantificaci3n es uno de los pasos que se sigue para lograr la digitalizaci3n de una se1al anal3gica. B1sicamente, la cuantificaci3n lo que hace es convertir la se1al anal3gica de amplitud continua en una sucesi3n de valores de amplitudes discretas (se1al digital).

Durante el proceso de cuantificaci3n se mide el nivel de voltaje de cada una de las muestras retenidas y se les atribuye a un valor finito (discreto) de amplitud,

seleccionado por aproximación dentro de un margen de niveles previamente fijado. (figura 15)

Los valores preestablecidos para ajustar la cuantificación se eligen en función de la propia resolución que utilice el código empleado durante la codificación. Si el nivel obtenido no coincide exactamente con ninguno, se toma como valor el inferior más próximo. En este momento, la señal analógica (puede tomar cualquier valor) se convierte en una señal digital (los valores están preestablecidos, son finitos). No obstante, todavía no se traduce al sistema binario. La señal ha quedado representada por un valor finito que durante la codificación (siguiente proceso de la conversión analógico digital) será cuando se transforme en una sucesión de ceros y unos.

Así pues, la señal digital que resulta tras la cuantificación es *sensiblemente* diferente a la señal eléctrica analógica que la originó, por lo que siempre va a existir una cierta diferencia entre ambas que es lo que se conoce como error de cuantificación que se produce cuando el valor real de la muestra no equivale a ninguno de los escalones disponibles para su aproximación y la distancia entre el valor real y el que se toma como aproximación es muy grande. Un error de cuantificación se convierte en un ruido cuando se reproduzca la señal tras el proceso de decodificación digital.

Figura 15. Cuantización



Fuente: <http://www.asifunciona.com>

1.4.4.3. Codificación

La codificación es el último de los procesos que tiene lugar durante la conversión analógica-digital y consiste en la traducción de los valores de tensión eléctrica analógicos que ya han sido cuantificados (ponderados) al sistema binario, mediante códigos preestablecidos. La señal analógica va a quedar transformada en un tren de impulsos digital (sucesión de ceros y unos).

Durante el muestreo y la retención, la señal aun es analógica puesto que aún puede tomar cualquier valor. No obstante, a partir de la cuantificación, cuando la señal ya toma valores finitos, la señal ya es digital. (figura 16).

Figura 16. Codificación



Fuente: <http://www.asifunciona.com>

1.5. TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DIGITAL

La selección del circuito integrado transmisor se realizó considerando que el desarrollo de este proyecto requiere características precisas del transmisor inalámbrico tales como tamaño, peso, bajo consumo de potencia, portabilidad, rango de transmisión, integrabilidad con el circuito impreso entre otras. El C.I. seleccionado que cumple con lo mencionado anteriormente emplea la transmisión

de datos digitales utilizando modulación ASK (Amplitude Shift Keying) la cual se expone a continuación.

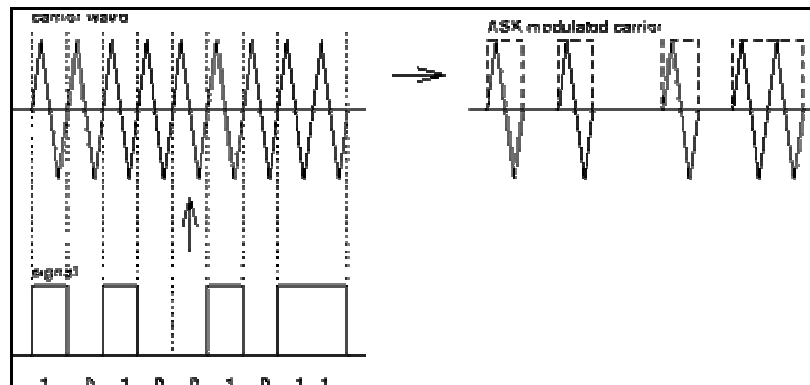
1.5.1. Modulación ASK/OOK

La modulación ASK es una forma de modulación mediante la cual la amplitud de la señal está dada por la ecuación

$$s(t) = \begin{cases} A \sin(\omega_c t) & ; 0 \leq t \leq T \\ 0 & ; \text{en otro caso} \end{cases} \quad (3)$$

ASK entonces, puede ser descrito como la multiplicación de la señal de entrada $f(t)=A$ (valido en sistemas digitales) por la señal de la portadora. Además, esta técnica es muy similar a la modulación en amplitud AM, con la única diferencia que para este caso el índice de modulación m es igual a 0. (figura 17)

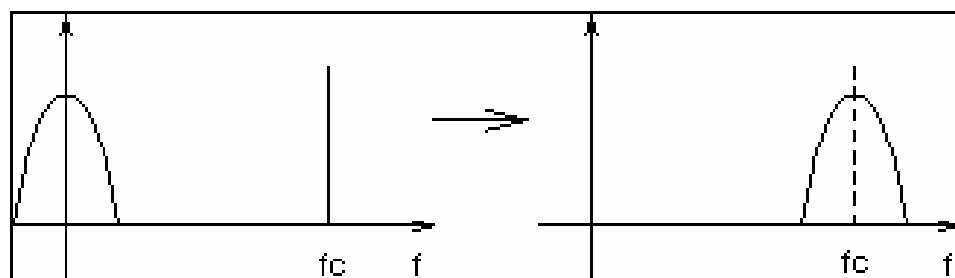
Figura 17. Modulación por corrimiento en la amplitud (Amplitude Shift Keying)



Fuente: media.en.kku.ac.th

En el dominio de la frecuencia, tal y como se mencionó anteriormente, el efecto de la modulación por ASK permite que cualquier señal digital sea adecuada para ser transmitida en un canal de ancho de banda restringida sin ningún problema, además al estar en función de una sola frecuencia, es posible controlar e incluso evitar los efectos del ruido sobre la señal con tan sólo utilizar un filtro pasa bandas, o bien, transmitir más de una señal independientes entre sí sobre un mismo canal, con tan sólo modularlas en frecuencias diferentes [11]. Esto queda demostrado gráficamente si se observa la representación de la figura 18.

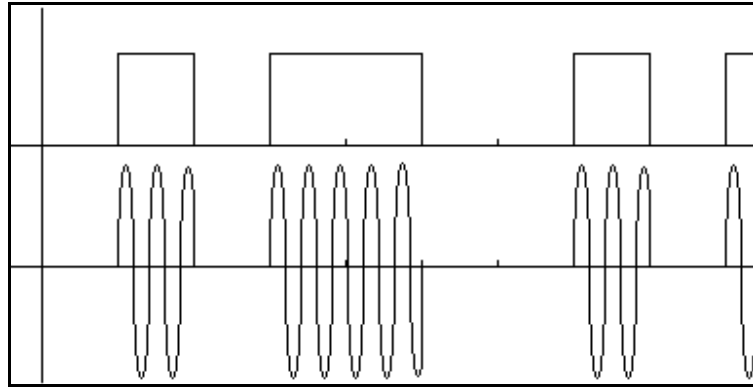
Figura 18. Análisis de la modulación por corrimiento en la amplitud.



Fuente: media.en.kku.ac.th

Ahora a partir de los datos básicos del proceso de modulación en ASK, se debe producir una señal de salida que se encuentre en función de ello. En principio, se observa de la ecuación 3, que la relación es lineal, y si se cuenta con una señal digital que varíe entre n estados, la amplitud de la señal a transmitir de igual forma será proporcional de tal manera que una simple convolución en frecuencia entre ambos será más que suficiente para cumplir con las condiciones totales del sistema de forma que gráficamente se pueda representar como se ve en la figura 19.

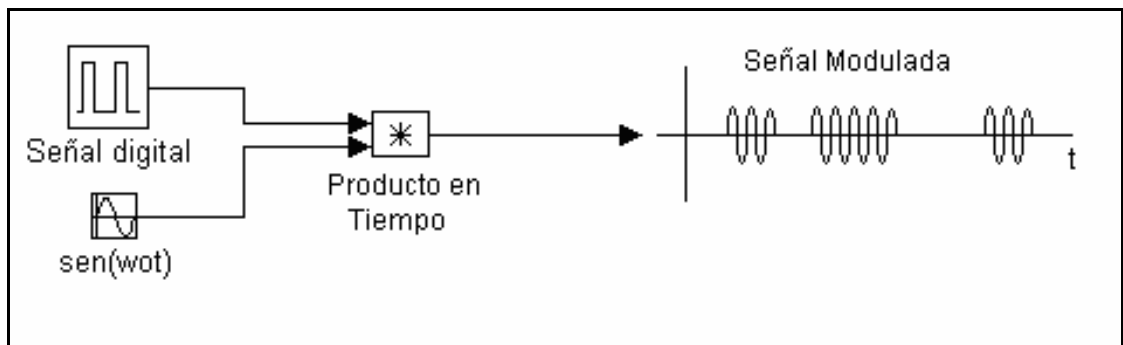
Figura 19. Representación grafica de la ecuación 3



Fuente: media.en.kku.ac.th

En donde en realidad para todo punto se cumple la primera parte de la ecuación 3, es decir $A \text{sen}(\omega_0 t)$. Por tanto ya se puede ejemplificar el caso más general de modulación ASK mediante un diagrama a bloques. (figura 20)

Figura 20. Diagrama de bloques de un sistema de modulación desmodulación ASK



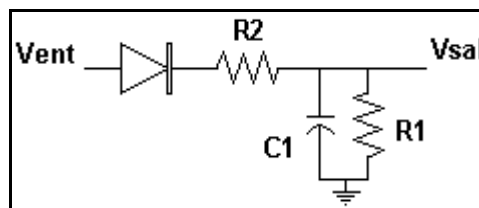
Fuente: Autores

La señal $\text{sen}(\omega_0 t)$ es una señal producida internamente por el modulador y el demodulador, dado que es la que determinará la frecuencia a la que se transmitirá la señal digital. A su vez, la señal digital es un tren de pulsos de dos o más estados, cuya amplitud determinarán el estado enviado [11].

Dado que la frecuencia es la misma para todos los estados modulados, sólo es necesario contar con una señal sinusoidal a la misma frecuencia que la del transmisor para lograr la correcta demodulación de los datos.

El detector de envolvente por su parte, es construido físicamente con un circuito similar al descrito en la figura 21, el cual consta de un diodo de alta frecuencia a modo de saturador y un suavizante de pendientes construido a partir de un circuito tanque RC en paralelo.

Figura 21. Detector de envolvente



Fuente: Autores

El circuito tanque sigue la señal durante el primer cuarto de su periodo, después empieza a descargarse de forma exponencial hasta llegar a cero en un tiempo igual a $1/RC$ seg.

El resultado de ajustar la constante de tiempo es lograr que la descarga del circuito tanque sea tan lenta como sea posible de tal forma que tienda a seguir únicamente a las crestas de la señal sinusoidal.

Por otra parte, la modulación en ASK no es otra cosa que una variante de la modulación en AM que se adapta perfectamente a las condiciones de los sistemas digitales, además de que les permite trabajar sobre una sola frecuencia de transmisión en vez de tener que lidiar con pulsos cuadrados que contienen componentes en todas las frecuencias del espectro [11].

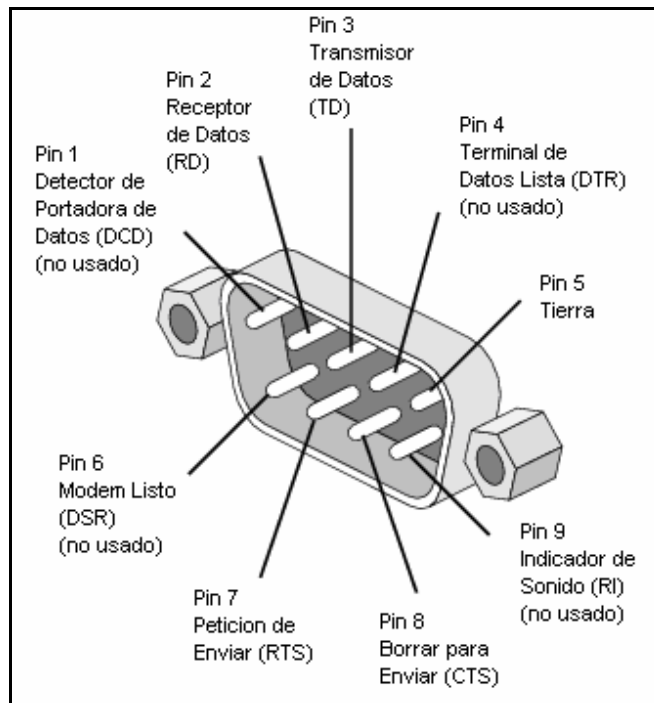
Su recuperación también resulta ser más sencilla, dado que sólo depende de sincronizar la frecuencia de las señales sinusoidales que sirven de portadoras y regeneradoras dependiendo si se hallan en el modulador o el demodulador.

1.6. INTERFAZ CON EL PC Y VISUALIZACIÓN

La comunicación desde el receptor hasta el computador será realizada utilizando el puerto serie del PC. El puerto serie es una interfaz de comunicaciones entre ordenadores y periféricos en donde la información es transmitida enviando un solo bit a la vez. El puerto serie por excelencia es el RS-232 que utiliza cableado simple desde 3 hilos hasta 25 y que conecta ordenadores o microcontroladores a todo tipo de periféricos. El RS-232 utiliza un conector pequeño de solamente 9 pines que es el que actualmente se utiliza. (figura 22)

La señal recibida en el PC será visualizada utilizando LabView la cual es una herramienta gráfica de prueba, control y diseño que utiliza lenguaje gráfico de programación.

Figura 22. RS-232



Fuente: www.laserfx.com

Principales usos de LabView

Es usado principalmente por ingenieros y científicos para tareas como:

- Adquisición de datos
- Control de instrumentos
- Automatización industrial o PAC (Controlador de Automatización Programable)
- Diseño de control: prototipaje rápido y hardware-en-el-bucle (HIL)

Principales características de LabView

Su principal característica es la facilidad de uso. Personas con pocos conocimientos en programación pueden hacer programas relativamente complejos, imposibles para ellos de hacer con lenguajes tradicionales. También es muy rápido hacer programas con LabVIEW, cualquier programador por experimentado que sea puede beneficiarse de él. Con LabVIEW pueden crearse programas de miles de VIs (páginas de código) para aplicaciones avanzadas, programas de automatización de decenas de miles de puntos de entradas/salidas, etc. Incluso existen buenas prácticas de programación para optimizar el rendimiento y la calidad de la programación [12].

Presenta facilidades para el manejo de:

- Interfaces de comunicaciones:
 - Puerto serie RS-232
 - Puerto paralelo
 - GPIB
 - PXI
 - VXI
 - TCP/IP, UDP, DataSocket
 - IrDA
 - Bluetooth
 - USB
 - OPC...
- Capacidad de interactuar con otras aplicaciones:
 - Active X
 - Matlab
 - Simulink

- Herramientas para el procesado digital de señales.
- Visualización y manejo de gráficas con datos dinámicos.
- Adquisición y tratamiento de imágenes.
- Control de movimiento.
- Tiempo Real estrictamente hablando.
- Programación de FPGAs.
- Sincronización.

2. DISEÑO DEL DISPOSITIVO

En el proceso de diseño de este proyecto de grado se tomaron todas las decisiones con el fin de lograr un dispositivo de buen desempeño y capaz de obtener una señal ECG equivalente a la adquirida por otros equipos médicos similares pero que presentara otro tipo de características relevantes como las que se mencionan a continuación:

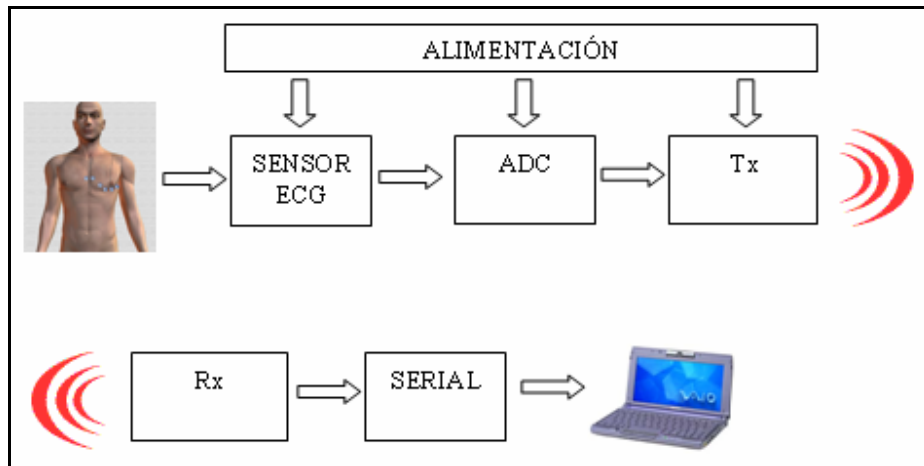
- Bajo consumo de potencia para que trabaje con una sola batería.
- Distancia de transmisión que permita al usuario movilidad en su entorno.
- Capacidad de obtener el registro de la actividad cardiaca correspondiente a la derivación uno (DI).
- Adquisición en el computador personal de la señal ECG por el puerto serie.
- Diseño del PCB siguiendo las recomendaciones de diseño.
- Tamaño reducido.
- Simulaciones mediante herramientas CAD (Computer Assisted Design) con los modelos de los dispositivos a utilizar, suministrados por sus correspondientes fabricantes.

Al obtener un prototipo electrónico con las características mencionadas anteriormente se obtiene un dispositivo capaz de cumplir con los siguientes objetivos:

- Facilitar el monitoreo de las señales ECG en el paciente debido a la eliminación del cableado existente en los dispositivos médicos actuales.
- Establecer bases para que en los hogares del futuro se puedan hacer monitoreos de salud completos a todos los miembros de la familia, mejorando así su calidad de vida.
- Implementar dispositivos electrónicos que no se fabrican a nivel nacional con el ánimo de sustituir tecnologías extranjeras.
- Recibir y visualizar la señal ECG en un computador personal utilizando LabView para así crear una interfaz fácil de usar y amigable para el usuario.
- Completar la comunicación inalámbrica entre el ECG y el PC utilizando las bandas libres establecidas por el Ministerio de Comunicaciones de Colombia.
- Brindar la posibilidad de utilizar dispositivos electrónicos inalámbricos en el área de la medicina para optimizar la movilidad de los pacientes y de esta forma mejorar la comodidad de los procedimientos médicos.

Para lograr todo lo mencionado anteriormente es necesario la implementación de cada una de las etapas mencionadas en la figura 23.

Figura 23. Diagrama de bloques del prototipo final.



Fuente: Autores

2.1. SENSOR ECG

2.1.1. Alimentación

El sensor ECG está alimentado con una batería marca SAFT de Litio no recargable como la que se observa en la figura 24 para dar un voltaje total de 3.6 Volts. Sus principales características se pueden ver en la tabla 2.

Figura 24. Batería SAFT 14500



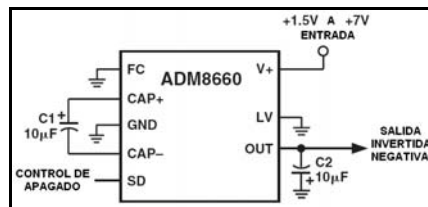
Fuente: store.batteryspecialists.com/sals14aa3lib.html

Tabla 1 Características de la batería SAFT 14500

Tipo	AA
Material	Litio
Dimensiones	47mm de largo 14 mm de diámetro
Voltaje	3.6 V
Corriente	2200 mAh

Algunos dispositivos del sistema necesitan alimentación dual para funcionar correctamente (entre ellos el amplificador de instrumentación INA 118 y el Op Amp THS4222D). Al ser éste un sistema operado con una batería sólo se cuenta con la alimentación positiva (V+) razón por la cual se utilizó el circuito integrado ADM8660 de Analog Devices que es un inversor de voltaje y así tener un voltaje negativo (V-). (figura 25)

Figura 25. Configuración del Inversor de Voltaje con Control de Apagado



Fuente: <http://www.analog.com>, ADM8660 datasheet

2.1.2. Electrodo

Los electrodos utilizados para la realización de las pruebas de este proyecto son electrodos desechables de marca Kendall, de referencia Meditrace 200 series (figura 26), los cuales tienen las siguientes características:

- Espuma de 50 mm
- Adhesivo que asegura contacto instantáneo y seguro con la piel
- Son hipoalergénicos
- Diseñados para monitoreo
- Gel conductor incluido (electrolito)
- Contacto de plata- cloruro de plata (AG/AgCl)

Figura 26. Electrodo Kendall Meditrace 200 series



Fuente: http://www.progressivemed.com/emsproducts/monitoring%20supplies/meditrace_200.htm

Para garantizar un buen contacto entre el electrodo y la piel del paciente se deben tener en cuenta las siguientes recomendaciones:

- La superficie de la piel debe estar lo más limpia posible. Es recomendable para tal fin, limpiarla con alcohol isopropílico o con una solución abrasiva para eliminar las células muertas y el exceso de grasa.

- Debido a su naturaleza desechable, no es recomendable utilizar los electrodos para efectuar varias mediciones ya que el gel electrolítico va perdiendo sus propiedades iniciales y el adhesivo pierde su adherencia por lo cual se genera un voltaje de offset que llega a saturar los amplificadores.

2.1.3. Cables

Con el fin de reducir al máximo la interferencia en los cables debido a que su longitud es mayor a 15 cm. se utilizaron cables de par trenzado blindado para la conexión de los electrodos a la tarjeta de adquisición. (figura 27). El apantallamiento de los cables es conectado al plano de tierra del circuito impreso.

Figura 27. Cables utilizados en el sensor



Fuente: Autores

2.1.4. Amplificador de Instrumentación

El amplificador de instrumentación seleccionado debe cumplir con las consideraciones de diseño en lo que se refiere a:

- Bajo voltaje de alimentación para ser operado con baterías recargables
- CMRR mayor a 80dB para frecuencias menores o iguales a los 100Hz
- Bajo consumo de potencia
- Tamaño reducido
- Montaje superficial

Dentro de los amplificadores encontrados que cumplieran los requisitos de diseño se encontraron el INA114, el INA118 de Texas Instruments y el AD627 de Analog Devices y de los cuales se pueden ver sus principales características en la tabla 3

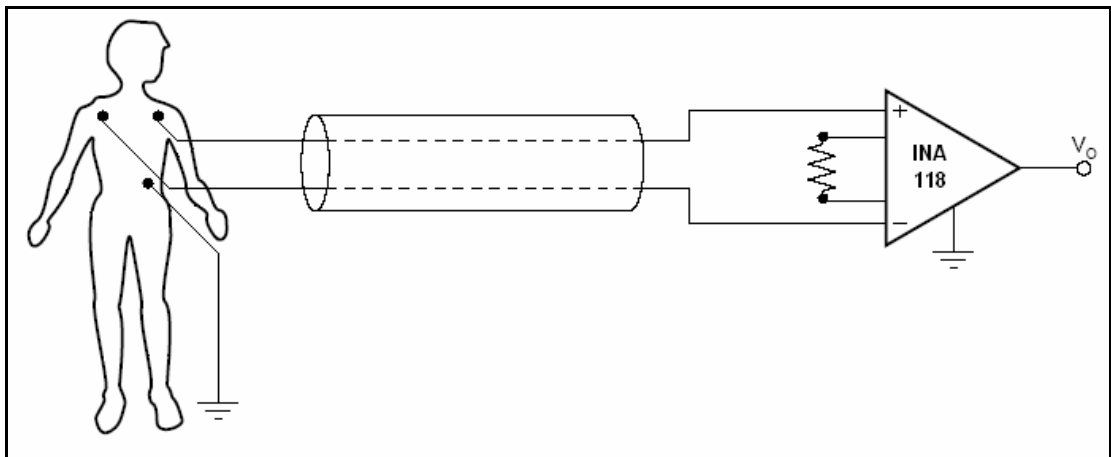
Tabla 2 Características principales de los amplificadores de instrumentación preseleccionados

Característica	INA114	INA118	AD627
Voltaje de alimentación mínimo (Vs)	± 2.25 V	± 1.35 V	+2.7 V
Corriente de alimentación (Is)	3 mA	0.35 mA	0.06 mA
Ruido Referido a la Entrada (RTI)	10 nV/rt(Hz)	10 nV/rt(Hz)	38 nV/rt(Hz)
CMRR	115 dB	110 dB	83 dB
Voltaje de Offset	50 μ V	50 μ V	200 μ V

De acuerdo con el objetivo general del proyecto de diseñar un prototipo portátil, el requerimiento de un bajo consumo de potencia es una característica importante para la selección del amplificador de Instrumentación. Además, entre mayor sea el valor del CMRR mejor será la calidad de la señal diferencial obtenida por el amplificador. Basados en lo anterior y de acuerdo a la tabla 2 se seleccionó el INA118 como la mejor opción para este tipo de aplicación en particular (ver hoja

de datos en el anexo D). La topología que se utilizó para obtener la señal cardiaca se puede observar en la figura 28 para amplificar la señal ECG por un factor de 500.

Figura 28. Topología utilizada en el electrocardiógrafo



Fuente: Autores

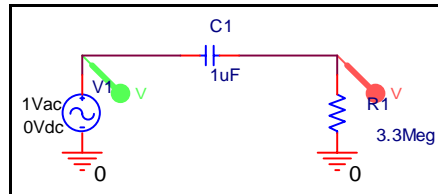
2.2. FILTRADO ANALÓGICO

Para eliminar todas las componentes de frecuencia que no son del interés de este proyecto se implementaron dos filtros analógicos que se describen a continuación:

2.2.1. Filtro pasa altas

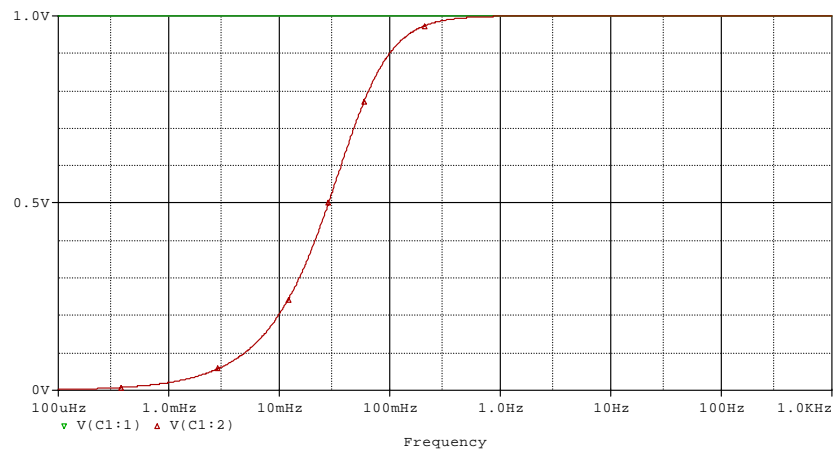
El filtro pasa altas que se diseñó es un filtro pasivo (figura 29) con frecuencia de corte 0.05 Hz (figura 30), la selección de este filtro pasivo se debe a que el desempeño es muy similar al que se obtiene con el filtro activo (figuras 31 y 32), lo que se demuestra a continuación, y en cambio se ahorra el uso de un op-amp [13].

Figura 29. Filtro pasa altas pasivo



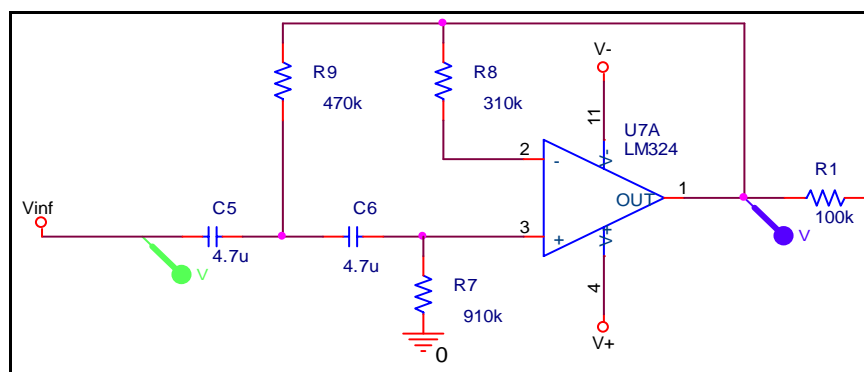
Fuente: Autores

Figura 30. Respuesta en frecuencia del filtro pasa altas pasivo



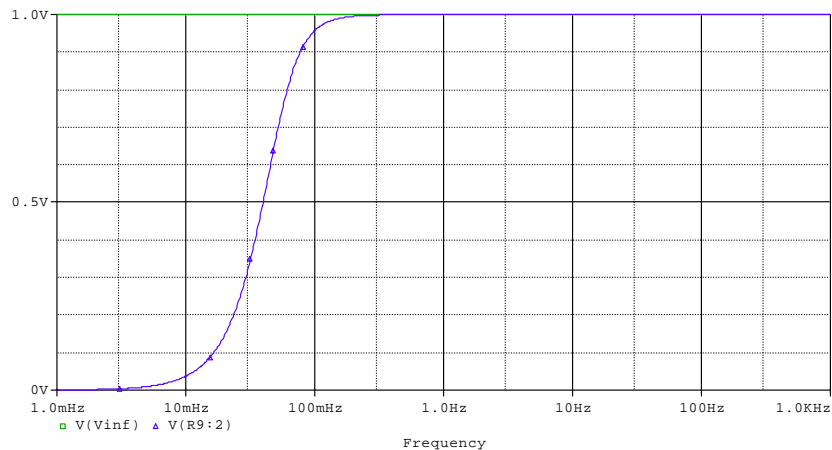
Fuente: Autores

Figura 31. Filtro pasa altas activo



Fuente: Autores

Figura 32. Respuesta en frecuencia del filtro pasa altas activo

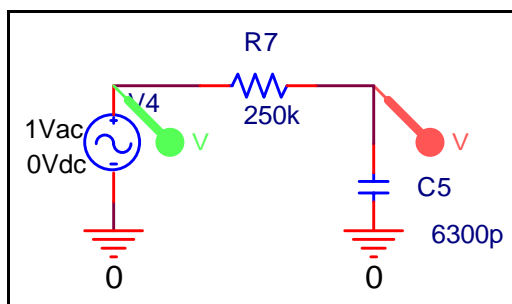


Fuente: Autores

2.2.2. Filtro pasa bajas

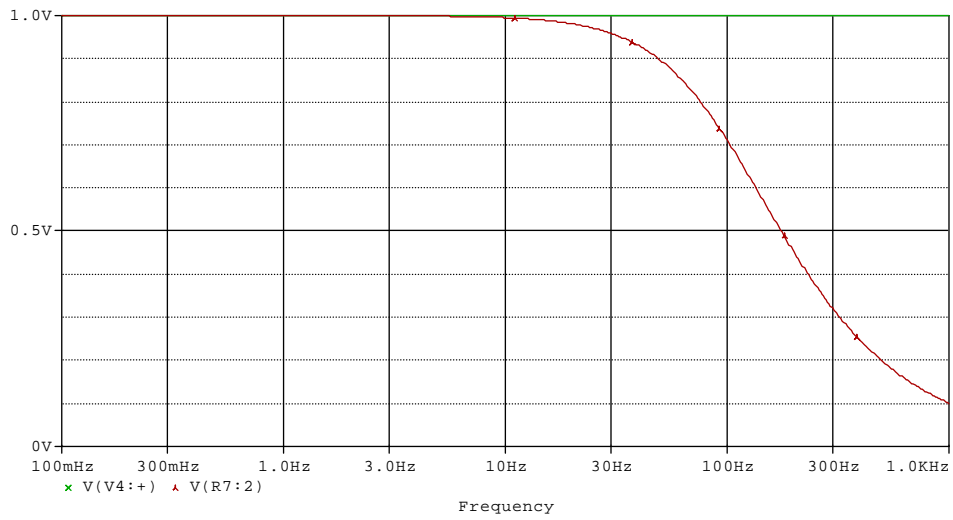
Para la selección del filtro pasa bajas de 150 Hz se realizó el montaje de dos configuraciones, un filtro pasivo (figura 33) y un filtro activo [14] (figura 34), con lo que se pudo deducir que la respuesta en frecuencia de el filtro activo es mucho mejor (figuras 35 y 36).

Figura 33. Filtro pasa bajas pasivo



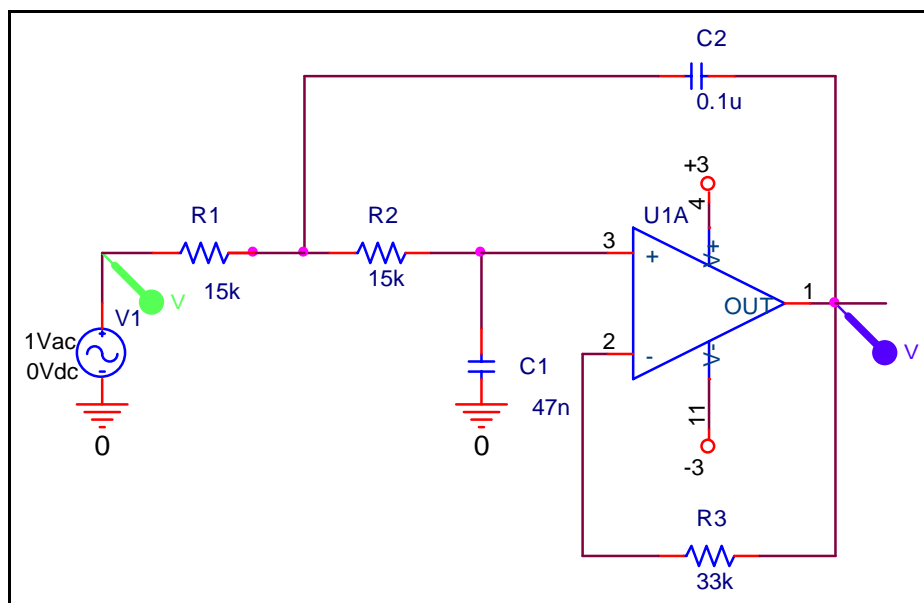
Fuente: Autores

Figura 34. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas pasivo



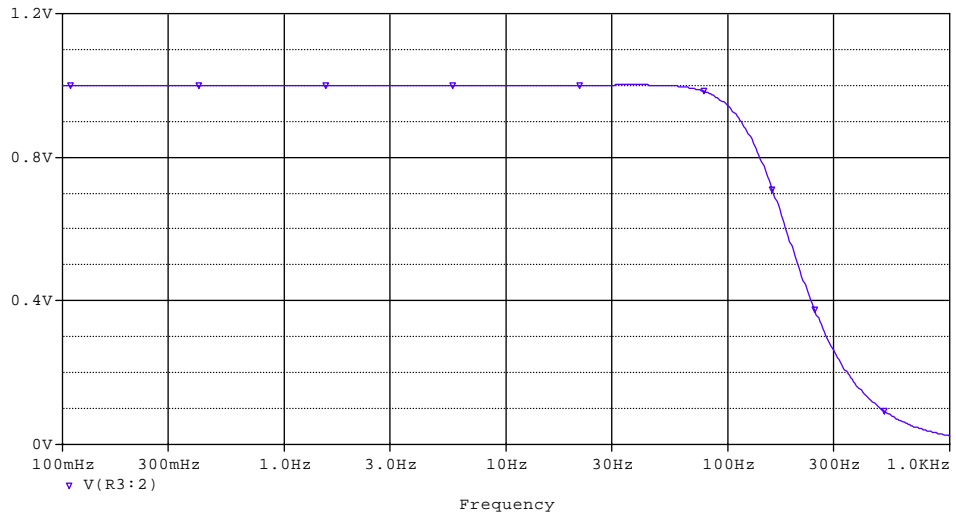
Fuente: Autores

Figura 35. Filtro pasa bajas activo



Fuente: Autores

Figura 36. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas activo



Fuente: Autores

2.3 CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL Y PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN

La conversión ADC y el protocolo de comunicaciones se realizan utilizando el microcontrolador MC68HC908GP32 de *Freescale*. Este microcontrolador se caracteriza por:

- Arquitectura M68HC08 de alto desempeño optimizada para compiladores C
- Código compatible con las familias M6805, M146805, y M68HC05
- Frecuencia de bus interna de 8-MHz
- Seguridad del programa en la memoria FLASH
- Programación On-Chip para uso con el computador personal
- Programación In-System
- Sistema de protección con las siguientes características
 - Reset opcional por COP (Computer Operating Properly)
 - Detección de bajo voltaje con reset opcional y punto de operación seleccionable para 3.0-V y 5.0-V

- Detección de código ilegal con reset
- Detección de dirección ilegal reset

Los parámetros más relevantes de este microcontrolador se pueden ver en la tabla 4.

Tabla 3 Parámetros del microcontrolador MC68HC908GP32

Memoria RAM	512 Bytes
Memoria Flash	32768 Bytes
Interfase Serial	SCI, SPI
Frecuencia del Bus	4.1 MHz (min.) 8.2 MHz (máx.)
Temporizadores	Canales: 2
Conversor A/D	Canales: 8 Bits: 8
Voltaje de alimentación	3 V (min.) 5 V (máx.)
PWM	16 bits
Pines de Entrada Salida	29
Otros periféricos	Inhibidor de Bajo Voltaje

Para su correcto funcionamiento en un PCB, este microcontrolador requiere de un oscilador externo de 4.9152 MHz, y su respectiva alimentación. Previamente a su montaje en el prototipo final, el microcontrolador debe ser programado utilizando una tarjeta de desarrollo para acceder al modo monitor y de ésta manera guardar el código en memoria. Este código puede escribirse en lenguaje Assembler utilizando el programa ICS08GPGTZ In-Circuit Simulator - WinIDE development System o el CodeWarrior de Metrowerks para su programación en lenguaje C. Para este proyecto en particular, la programación se llevó a cabo en lenguaje Assembler y su código completo puede verse en el Anexo B.

2.3.1. Conversión analógica digital

2.3.1.1. Resolución y frecuencia de muestreo

Después de amplificar la señal ECG con el amplificador de instrumentación por un factor de 500 y pasarla por los filtros analógicos, ésta tiene una amplitud mínima en su onda P de aproximadamente 250mV. Si se quiere asegurar una resolución por lo menos 10 veces menor a este valor, es decir 25mV de la ecuación (7) se pueden hallar el número de bits mínimo necesario para lograr esta resolución con una alimentación del conversor de 3V.

$$R = \frac{ViFS}{2^n - 1} \quad (4)$$

Donde:

R = Resolución en Voltios: 25mV

$ViFS$ = Voltaje que hay que colocar a la entrada del convertidor para obtener una conversión máxima (todas las salidas en "1"): 3V

n = Número de Bits del conversor

Resolviendo (4) para los valores seleccionados

$$n = \log_2 \left(\frac{3V}{25mV} + 1 \right)$$

$$n = 6.91$$

El número de bits necesario es de 6.91, con lo que se garantiza que un conversor analógico digital de 8 bits será suficiente para representar digitalmente la señal cardiaca.

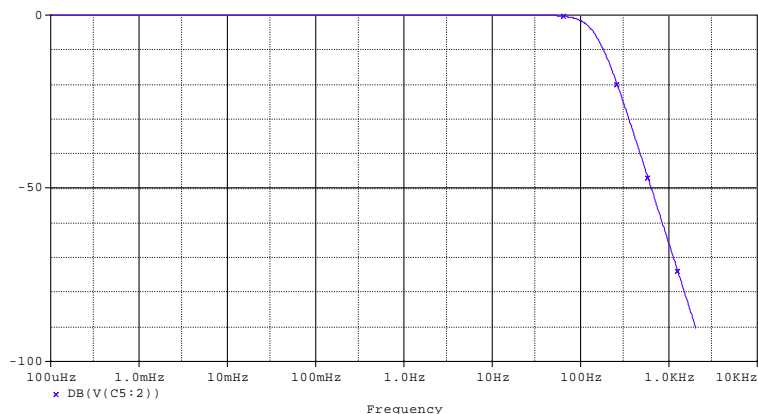
Sabiendo el número de bits, se procede a calcular la frecuencia a la cual se debe muestrear la señal para garantizar la recuperación de todos los datos a la hora de la visualización. La frecuencia de muestreo f_m debe satisfacer dos condiciones principales.

$$f_m \geq 2 \cdot f_{int} \quad (5)$$

$$f_m \geq f_{int} + f_{80dB} \quad (6)$$

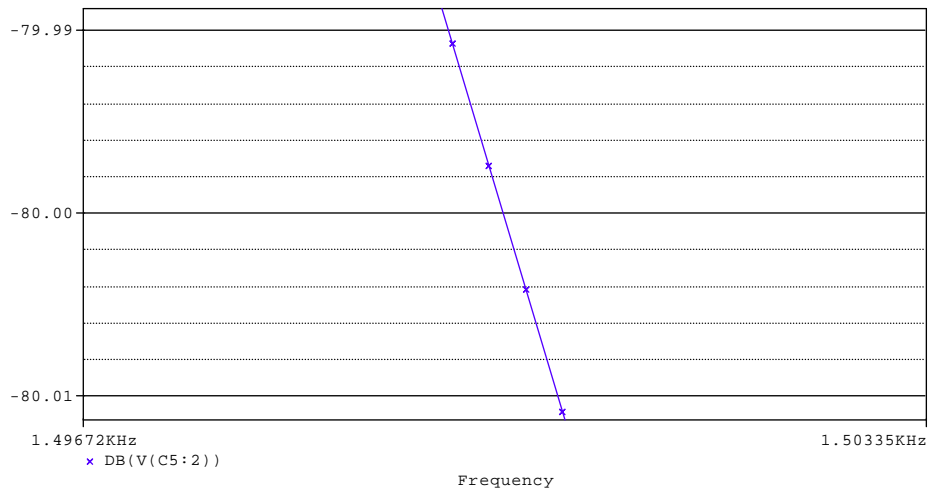
Donde f_{int} es la frecuencia de interés máxima de la señal ECG (150 Hz) y f_{80dB} es la frecuencia a la cual el filtro pasa-bajas ha atenuado la señal ECG 80 dB o ha alcanzado el 0.01% de su amplitud original. De las figuras 37 y 38 se puede observar que el valor para la frecuencia de 80dB es 1.5kHz

Figura 37. Respuesta en frecuencia en dB a la salida del filtro pasa bajas analógico



Fuente: Autores

Figura 38. Zoom en -80dB de la figura 37



Fuente: Autores

Con esto se determina que la frecuencia de muestreo f_m debe ser mayor a 1650 Hz.

2.3.1.2. Módulo ADC del microcontrolador

Según lo demostrado anteriormente con la ecuación (4), la conversión analógica digital de la señal ECG requerirá un conversor de 8 bits.

El microcontrolador MC68HC908GP32 incluye un conversor A/D de 8 bits de resolución. Soporta dos modos de conversión, el modo de conversión continua y el modo de conversión única. En modo de conversión única, se completa una conversión entre el escribir el registro de estado y el registro de control. En modo de conversión continua, la entrada analógica del ADC se convierte continuamente y el resultado se escribe en el registro de datos del ADC. En este modo, los datos de la conversión anterior se borran sin tener en cuenta si estos datos han sido leídos o no.

EL ADC ofrece dos maneras diferentes de supervisar el estado de conversión completa. Dependiendo del modo de conversión, cuando se ha completado una conversión, se puede usar el software para consultar un indicador (*'flag'*) o se puede configurar el ADC para generar una señal de interrupción. El ADC tiene un reloj de entrada seleccionable. Se puede usar este reloj de entrada para optimizar las conversiones del ADC para diferentes frecuencias de cristal y para acomodar el 68HC08 con el PLL interno.

2.3.1.2.1 Configuración del ADC en el microcontrolador

Para configurar el módulo ADC del MC68HC908GP32 para hacer conversiones, primero hay que configurar el pin de alimentación analógica V_{DDAD} . Normalmente se conecta este pin al mismo voltaje que el pin de alimentación digital V_{DD} . Para lograr un buen funcionamiento del ADC, es necesario usar un filtrado externo para asegurar un voltaje limpio en V_{DDAD} . Para la máxima inmunidad al ruido, hay que rutar cuidadosamente V_{DDAD} y poner condensadores de desacoplo tan cerca como sea posible al encapsulado del microcontrolador. El ADC usa el pin V_{SSAD} como el pin de tierra analógica. Se debe conectar este pin al mismo potencial que V_{SS} . En esta configuración, el pin de tensión de referencia alto V_{REFH} , esta separado del pin de tensión de referencia bajo V_{REFL} . El pin V_{REFH} está compartido con el pin de alimentación V_{DDAD} y V_{REFL} está compartido con el pin de tierra V_{SSAD} .

Una vez se ha configurado el módulo ADC como se ha descrito, está listo para convertir el voltaje de entrada V_{ADIN} a un valor digital. La señal de entrada se lee desde el canal seleccionado de entrada del ADC en el registro de estado y de control del ADC. El resultado de la conversión depende del valor de V_{ADIN} .

El pin V_{REFH} (tensión de referencia alta) se conecta al pin de alimentación analógica V_{DDAD} del ADC y el pin V_{REFL} (tensión de referencia baja) se conecta al

pin de tierra analógica V_{SSAD} . Por consiguiente, V_{ADIN} no debe exceder la tensión de alimentación analógica.

Si el valor de V_{ADIN} está entre V_{REFH} y V_{REFL} , el ADC convierte el voltaje usando una conversión lineal. El resultado es uno de los 256 valores digitales que van de \$00 a \$FF. Si V_{ADIN} se iguala a V_{REFH} el ADC convierte la señal a \$FF. Si V_{ADIN} se iguala a V_{REFL} , el ADC lo convierte a \$00.

El proceso de la conversión es monótonico y no tiene ninguna pérdida de código. Esto significa que si se aumenta el voltaje de entrada, el ADC convierte la señal con valores entre \$00 y \$FF, y el siguiente resultado de la conversión será siempre mas alto que el anterior.

2.3.1.2.2. Registros del módulo ADC

Se puede controlar y monitorizar el funcionamiento del ADC utilizando tres registros especializados para tal fin; ellos son:

- *Registro ADSCR:*

Usando este registro de estado y control del ADC, se puede configurar el canal de entrada analógica y el modo de la conversión, además supervisa el estado de conversión completa.

ADSCR

\$0003C
Leer:
Escribir:
Reset:

Bit 7	6	5	4	3	2	1	0
COCO/ IDMAS	AIEN	ADCO	ADCH4	ADCH3	ADCH2	ADCH1	ADCH0
0	0	0	1	1	1	1	1

##%00100000

Selecciona modo de conversión completa

- *Registro ADR:*

El registro de datos ADR del ADC es un registre de sólo lectura que el ADC usa para guardar los resultados de la conversión. El ADC actualiza el registro ADR después de que haya sido completada cada conversión

ADR	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
Leer:	AD7	AD6	AD5	AD4	AD3	AD2	AD1	AD0
Escribir:								
Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

- *Registro ADCLK:*

Usando los bits del preescalador del reloj del ADC, ADIV2-ADIV1-ADIV0, se puede seleccionar uno de los cinco valores del divisor: 1, 2, 4, 8 o 16. El ADC genera la frecuencia de reloj dividiendo la fuente de reloj por el valor del divisor seleccionado. El módulo del ADC se ha diseñado para operar mejor con una frecuencia de reloj de entrada de 1MHz. Si la frecuencia de reloj externa es mayor o igual a 1MHz, se debe usar el reloj externo como fuente de entrada. De lo contrario, hay que usar el reloj interno del bus como fuente de entrada.

ADCLK	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
Leer:	ADIV2	ADIV1	ADIV0	ADICLK	0	0	0	0
Escribir:								
Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

#%01100000

EL PCB usa un cristal oscilador de 5 MHz
por lo que el reloj de entrada al ADC se divide por
4 para dar el reloj recomendado de 1.25 MHz

Cálculo del Tiempo de una Conversión

Una vez se ha seleccionado la fuente de reloj de entrada, se puede calcular la cantidad de tiempo que se usa para completar una sola conversión. Primero se determina el número de ciclos que se usa para completar la conversión y entonces dividir este valor por la frecuencia de reloj de entrada.

$$\text{Tiempo de una Conversión} = \frac{17 \text{ (ciclos del ADC)}}{1\text{MHz (Frecuencia del ADC)}} = 17 \mu\text{s} \quad (7)$$

2.3.2 Protocolo de comunicación

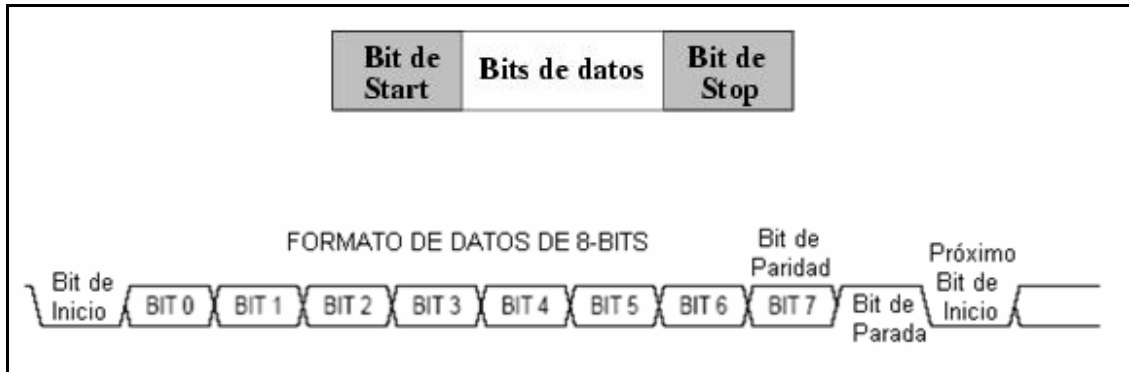
Obtenida la señal digital, se procede a codificar la información de manera que pueda ser enviada utilizando un protocolo de comunicaciones. Una manera de hacer esto es mediante comunicaciones serie asíncronas.

2.3.2.1. Comunicación serial asíncrona

En la comunicación serial asíncrona, los bits de datos se transmiten en serie y cada dispositivo tiene su propio reloj. Previamente se ha acordado que ambos dispositivos (transmisor y receptor) intercambiarán los datos a la misma velocidad.

Los datos en la comunicación serial asíncrona se encuentran encapsulados en tramas como se observa en la figura 39:

Figura 39. Trama de datos de la comunicación serial asíncrona



Fuente: www.freescale.com, MCU68HC908GP32 datasheet, SCI module

2.3.2.2. Módulo SCI del microcontrolador

El SCI (Serial Communications Interface) o Interfase de Comunicaciones Seriales, es el módulo mediante el cual, el microcontrolador se encarga de la comunicación serial asíncrona de los datos obtenidos por el módulo ADC del microcontrolador.

Características del módulo SCI

El módulo SCI, también llamada UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter), proporciona comunicaciones con dispositivos periféricos u otras MCUs, en modo full duplex, asíncrono y de gran velocidad. El SCI usa un formato de no retorno a cero (NRZ) e incluye un generador de velocidad de transmisión ('*baud rate*') interno. Este generador del SCI interno no requiere del '*Timer*' del sistema del 68Hc08. En cambio, deriva una de las 32 frecuencias del '*baud rate*' normales, directamente del oscilador de la MCU.

Se puede seleccionar una longitud del carácter de ocho o nueve bits. La configuración más común que se usa es un bit de inicio, 8-bits de datos del carácter y un bit de paro. La configuración de nueve bits usa un bit de inicio, 9-bits

de datos del carácter y un bit de paro. El noveno bit de datos del carácter se puede usar como un bit de paro extra, como la función de *'wake-up'* o de despertar el receptor del SCI o como un bit de paridad.

El transmisor y el receptor se activan separadamente y son funcionalmente independientes, aunque usan los mismos formatos de datos y de velocidad de transmisión.

La polaridad de salida del transmisor es programable, poniendo un bit en uno de los registros de control del SCI. Este rasgo le permite transmitir a niveles TTL. Algunos dispositivos transforman los niveles lógicos de TTL en niveles de datos estándar RS-232. Tales dispositivos requieren una polaridad de señal, en la que un nivel lógico 0 representa 0 V y un nivel lógico representa un voltaje por encima de 3 V.

El SCI se puede interrumpir por medio de ocho indicadores (*'flags'* o *'banderas'*) y peticiones de interrupción. El SCI mantiene las peticiones de interrupción y vectores, separados para el transmisor, el receptor y para las condiciones de error. Esto proporciona un proceso de interrupción muy eficaz, de función normal de transmisor/receptor sin ninguna exploración o verificación de interrupción. Cualquier condición de error se puede manejar por una rutina de servicio de interrupción separada.

El módulo SCI usa dos pines de entrada/salida. El pin RxD es un pin de entrada para recibir datos y el pin TxD es una salida para transmitir datos. Estos dos pines son compartidos con los pines del puerto de entrada salida de la MCU. Cuando se desactiva el SCI, los dos pines se pueden usar como dos pines de entrada/salida de propósito general.

2.3.2.3. Configuración del SCI en el microcontrolador

El conjunto de registros del Módulo SCI incluyen varios registros para controlar y verificar los funcionamientos del SCI, incluyendo un registro de datos, un registro de velocidad de transmisión, tres registros de control y dos registros de estado. Para la transmisión de los datos en este proyecto se utilizan los siguientes registros:

- *Registro CONFIG2:*

Este registro es configurado de modo que el SCI utilice como fuente de reloj el reloj interno del Bus de Datos

Addr.	Register Name	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	
\$001E	Configuration Register 2 (CONFIG2)†	Read:	0	0	0	0	0	0	OSC-STOPENB	SCIBD-SRC
		Write:								
		Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

#%00000001

- *Registro SCDR de Datos del SCI:*

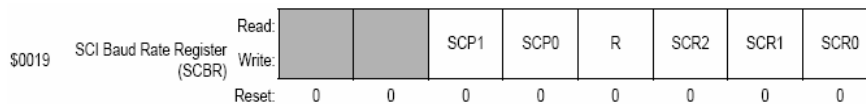
El registro SCDR de datos del SCI, realmente tiene dos registros que se acceden con una dirección. Los dos registros son el registro de datos recibidos y el registro de datos a transmitir

\$0018	SCI Data Register (SCDR)	Read:	R7	R6	R5	R4	R3	R2	R1	R0
		Write:	T7	T6	T5	T4	T3	T2	T1	T0
		Reset:	Unaffected by reset							

Datos a Tx

- *Registro SCBR de Velocidad de Transmisión:*

Se puede programar el preescalador y el divisor 'baud rate' usando el registro de 'baud rate' del SCI SCBR. Se deben seleccionar los valores apropiados para cada aplicación



#%00000011

Ajusta la tasa de transferencia a 9600Bps

Cálculo del Baud Rate

Para generar un 'baud rate' de 9600 baudios asumiendo una fuente de reloj con una frecuencia de 4.9152 MHz, se calcula de la siguiente manera:

$$\text{baud rate} = \frac{\text{Fuente de Reloj}}{\text{preescalador} \times \text{divisor} \times 4 \times 16} = \frac{4.9152\text{MHz}}{1 \times 8 \times 4 \times 16} = 9600 \text{ baudios} \quad (8)$$

- *Registros SCC1, SCC2 y SCC3 de Control del SCI:*

El SCI tiene tres registros de control, SCC1, SCC2 y SCC3. Se pueden configurar un modo funcionamiento normal, usando los bits del 7 al 0 del registro SCC1, los bits del 3 al 0 del registro SCC2 y los bits del 7 al 4 del registro SCC3. También se puede configurar el SCI para generar ocho interrupciones diferentes, usando los bits del 7 al 4 del registro SCC2 y los bits del 3 al 0 del registro SCC3.

- SCC1:

El registro SCC1 contiene ocho bits de control de lectura/escritura que se borran con un reset. Los ocho bits configuran los funcionamientos normales del SCI

Addr.	Register Name	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0	
\$0013	SCI Control Register 1 (SCC1)	Read:	LOOPS	ENSCI	TXINV	M	WAKE	ILTY	PEN	PTY
		Write:								
		Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

#%01000000
Activa el SCI y el
Baud Rate Generador

- SCC2:

El registro SCC2 contiene ocho bits de control de lectura/escritura que se borran con un reset. Los bits del 3 al 0 configuran los funcionamientos normales del SCI

\$0014	SCI Control Register 2 (SCC2)	Read:	SCTIE	TCIE	SCRIE	ILIE	TE	RE	RWU	SBK
		Write:								
		Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

#%00001000
Activa el Transmisor y
desactiva el Receptor

- SCS1:

El registro de estado SCS1 del SCI, es un registro de sólo lectura que contiene ocho indicadores de estado para supervisar las operaciones del SCI.

\$0016	SCI Status Register 1 (SCS1)	Read:	SCTE	TC	SCRF	IDLE	OR	NF	FE	PE
		Write:								
		Reset:	1	1	0	0	0	0	0	0

Se debe leer este registro
para iniciar la Tx

2.3.2.4. Código para la comunicación con el PC

Los 8 bits de datos de la comunicación serial asíncrona, con los cuales se van a representar los valores analógicos de la señal ECG, tienen ser codificados de alguna manera debido a que LabView solamente recibe caracteres ASCII alfanuméricos. Para esto, cada byte es dividido en sus dos *nibbles* con el fin de colocarle a cada uno de ellos un encabezado y así representarlo con un carácter alfanumérico; 2 caracteres alfanuméricos seguidos representaran un byte obtenido con el conversor analógico digital.

La codificación se propuso de manera que con un determinado encabezado, a cada uno de los 16 valores que se pueden representar con un *nibble* (4 bits), le corresponda un carácter alfanumérico diferente. El encabezado elegido para cada *nibble* fue el número 4, así los diferentes *nibbles* irán desde el carácter ASCII “@” hasta la el carácter ASCII “O”. La tabla 5 muestra el número decimal, el número hexadecimal, su correspondiente carácter alfanumérico y el *nibble* que fue asociado a éste.

Tabla 4. Base del código para la comunicación.

Número Decimal	Número Hexadecimal	Carácter Alfanumérico	Nibble Asociado
64	40	@	0000
65	41	A	0001
66	42	B	0010
67	43	C	0011
68	44	D	0100
69	45	E	0101
70	46	F	0110
71	47	G	0111

72	48	H	1000
73	49	I	1001
74	4A	J	1010
75	4B	K	1011
76	4C	L	1100
77	4D	M	1101
78	4E	N	1110
79	4F	O	1111

Ejemplo del protocolo de comunicación:

1) El ADC del microcontrolador genera un número de 8 bits.

01011101

2) Este byte se divide en 2 nibbles

0101-1101

5 D

3) Se les introduce el encabezado 4, (0100 en binario)

45

4D

4) Se coloca una letra "Z" al comienzo de los dos caracteres para propósitos de identificación de los datos en el momento de la recepción

5) Se envía la Z y posteriormente los correspondientes caracteres ASCII de 8 bits de longitud

"Z"

45 → "E"

4D → "M"

El módulo SCI enviará los datos a través del pin de salida TxD es una salida para transmitir datos. Estos dos pines son compartidos con los pines del puerto de entrada salida de la MCU. Cuando se desactiva el SCI, los dos pines se pueden usar como dos pines de entrada/salida de propósito general.

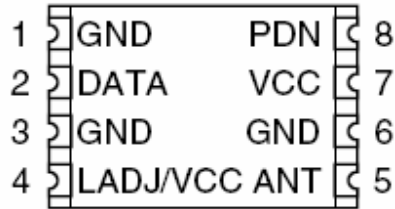
2.4. TRANSMISIÓN INALÁMBRICA

Para completar la comunicación inalámbrica se escogieron dos circuitos integrados de la compañía Linx Technologies de referencia TXM-433-LR y RXM-433-LR para el transmisor y el receptor respectivamente. (anexo D).

Estos circuitos integrados son ideales para este tipo de proyectos ya que transmiten en radiofrecuencia a 433 MHz, la cual es una banda libre asignada por el Ministerio de Comunicaciones de Colombia [15,16]. Además, estos circuitos integrados pueden completar un enlace capaz de transmitir datos hasta 10.000 bps a más de 1000 metros en línea de vista. Otra característica importante de estos integrados es que no necesitan de componentes externos para su operación aparte de una antena, lo cual lo hace muy fácil de integrar a un diseño y reduce los inconvenientes de ensamble en el PCB.

La distribución de los pines de los integrados se muestra en la figura 40 y 41 y la descripción de los pines se puede encontrar en las tablas 5 y 6.

Figura 40. Distribución de los pines del circuito integrado transmisor.

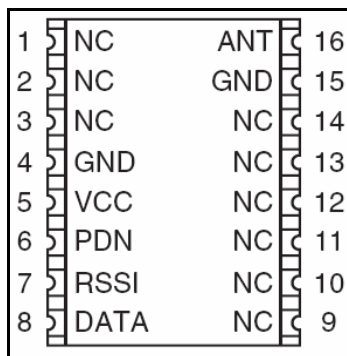


Fuente: <http://www.linxtechnologies.com>, TXM-433-LR datasheet

Tabla 5 Descripción de los pines del transmisor.

Pin #	Nombre	Descripción
1	GND	Tierra Analógica
2	DATA	Entrada de datos digitales
3	GND	Tierra Analógica
4	LADJ/VCC	Ajuste de nivel. Esta puede ser usada ajustar el nivel potencia de la salida del transmisor.
5	ANT	Salida RF de 50 ohms
6	GND	Tierra Analógica
7	VCC	Voltaje de alimentación (2.1 a 3.6 Vdc)
8	PDN	Apagado. Este pin permite poner el transmisor en estado de bajo consumo de corriente, en este estado el transmisor no transmite.

Figura 41. Distribución de los pines del circuito integrado receptor.



Fuente: <http://www.linxtechnologies.com>, RXM-433-LR datasheet

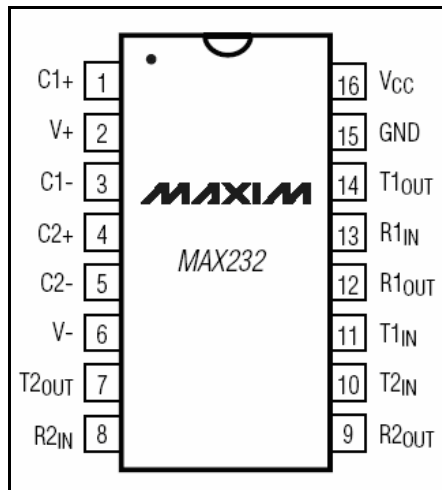
Tabla 6 Descripción de los pines del circuito integrado receptor.

Pin #	Nombre	Descripción
1	NC	No conectar
2	NC	No conectar
3	NC	No conectar
4	GND	Tierra Analógica
5	VCC	Voltaje de Alimentación (2.7 a 3.6 Vdc)
6	PDN	Apagado. Este pin permite poner el receptor en estado de bajo consumo de corriente, en este estado el receptor no recibe.
7	RSSI	Indicador de Potencia de la Señal Recibida. Este pin sirve para enviar un voltaje analógico que es proporcional a la potencia de la señal recibida.
8	DATA	Salida de los Datos Digitales. En este pin se encuentra la señal digital demodulada.
9	NC	No conectar
10	NC	No conectar
11	NC	No conectar
12	NC	No conectar
13	NC	No conectar
14	NC	No conectar
15	GND	Tierra Analógica
16	ANT	Entrada RF de 50 ohms

2.5. INTERFASE CON EL PC

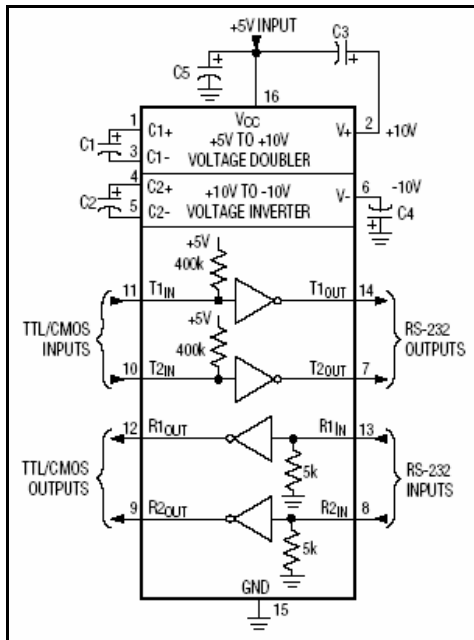
A la salida del C.I. receptor es necesario conectar un MAX232 para ajustar los niveles de voltaje TTL (0 a 3Vdc) y convertirlos en los que el PC requiere en su puerto serial (-5 a 5 Vdc). (Figuras 42 y 43)

Figura 42. Circuito Integrado MAX232



Fuente: <http://www.maxim-ic.com>, MAX232 datasheet

Figura 43. Estructura Interna del MAX232



Fuente: <http://www.maxim-ic.com>, MAX232 datasheet

Tabla 7. Capacitancias requeridas por el MAX232

CAPACITANCIA					
	C1	C2	C3	C4	C5
MAX232	1uF	1uF	1uF	1uF	1uF

Los datos que entrega el MAX232 ya están listos para ser procesados por un programa en el PC el cual se encargue del almacenamiento, la decodificación y la visualización de la señal ECG en el monitor.

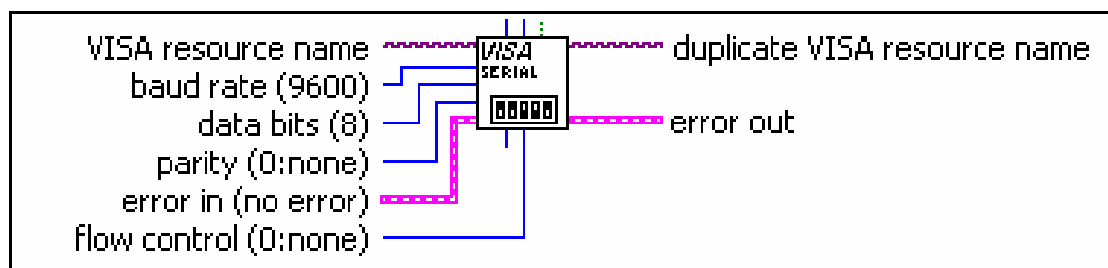
3. DISEÑO DE LA INTERFAZ GRÁFICA

El programa diseñado en LabView® se encarga de obtener por medio del puerto serial los datos que entrega el MAX232. A partir de estos datos se realiza el proceso inverso del Protocolo de Comunicaciones, es decir, a partir de 2 caracteres alfanuméricos seguidos, se obtiene la trama original de 8 bits, y se representa en valores numéricos decimales en una gráfica de Tiempo vs. Voltaje. El objetivo es presentar de manera eficaz y sencilla para el usuario una presentación gráfica que permita visualizar el registro del ECG.

3.1 ADQUISICIÓN DE DATOS POR EL PUERTO SERIE

Para la adquisición de los datos por el puerto serie (Com 1) se utilizó el comando de LabView VISA configure serial port, el cual es un comando que inicializa el puerto serie con las especificaciones que le sean configuradas. (figura 44)

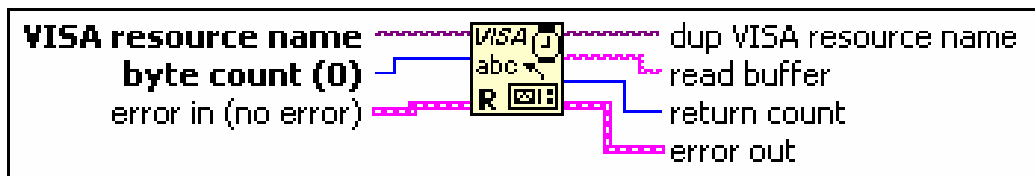
Figura 44. Comando VISA Configure Serial Port



Fuente: Autores

Seguido de el comando anterior se utiliza el bloque VISA Read (figura 45), el cual permite leer cierta cantidad de Bytes (para este caso 1) del dispositivo que le sea asignado (del VISA configure serial port)

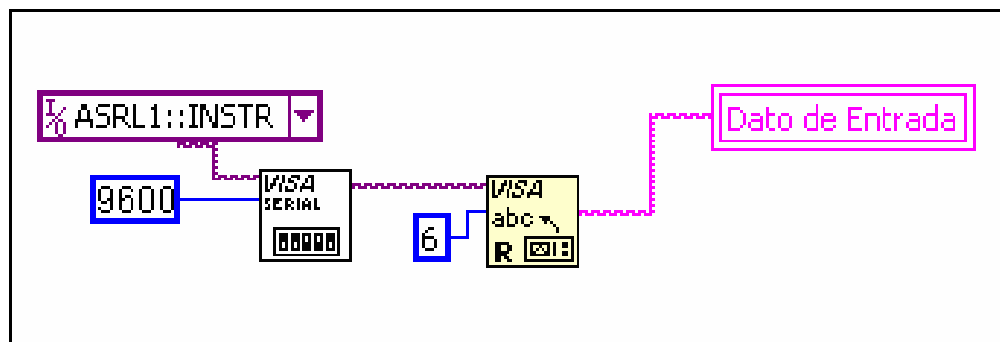
Figura 45. Comando Visa Read de LabView



Fuente: Autores

El diagrama completo de adquisición de datos por el puerto serie se muestra en la figura 46.

Figura 46. Diagrama completo de adquisición de datos

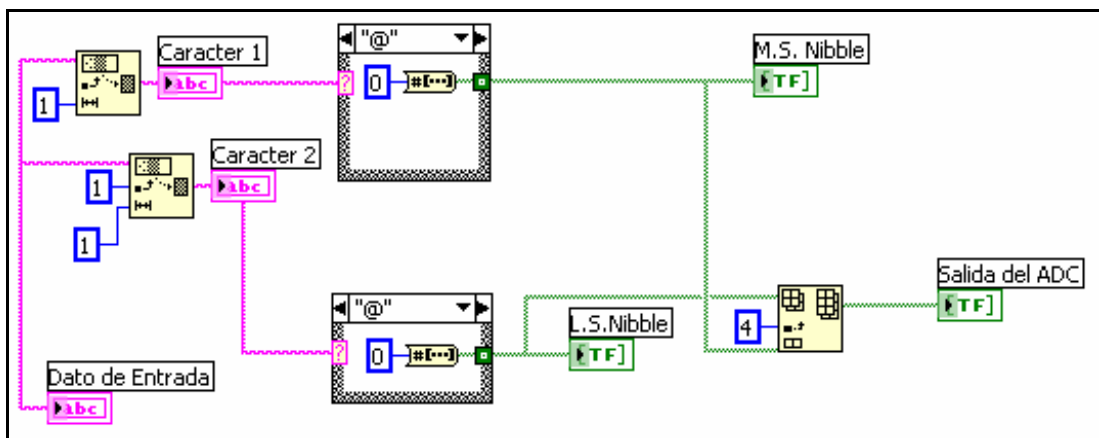


Fuente: Autores

3.2 DECODIFICACIÓN DE LOS DATOS

Para la decodificación de los datos se realiza el proceso inverso al que se describió en el numeral 2.3.2.3, en donde la trama de 8 bits se partía en dos nibbles y se le agregaba un encabezado a cada uno de ellos, con lo que se obtenían dos caracteres ASCII. Este proceso inverso se realiza utilizando el programa de LabView que se muestra en la figura 47.

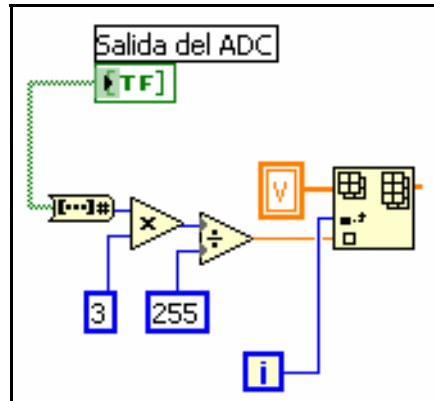
Figura 47. Diagrama completo de decodificación de los datos



Fuente: Autores

El dato de entrada está compuesto por dos caracteres ASCII de 8 bits; cada uno de estos es comparado por el bloque que contiene la tabla 4. Con esta comparación a cada carácter se le elimina el encabezado "\$4" (0100) y se obtiene el nibble correspondiente a la parte inferior y superior del número binario de 8 bits que se obtuvo a la salida del ADC.

Figura 48. Conversión binario/decimal

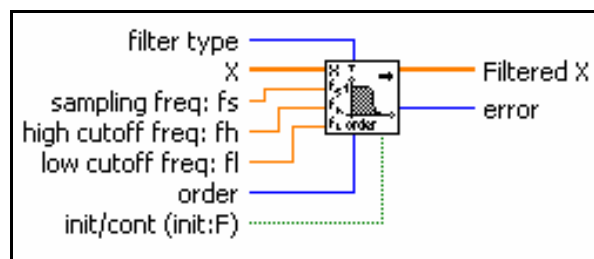


Fuente: Autores

3.4 FILTRADO

Además de los filtros analógicos implementados en la tarjeta de adquisición y transmisión de los datos, la señal es filtrada digitalmente en LabView con un filtro pasa bajas y un filtro Notch de 60 Hz. Los filtros fueron implementados en LabView utilizando el bloque de filtro Butterworth digital al cual se le pueden asignar el tipo de filtro, los valores de frecuencia de muestreo (400Hz), frecuencia de corte alta, frecuencia de corte baja y el orden (4). (figura 49)

Figura 49. Filtro digital Butterworth de LabView



Fuente: Autores

3.4.1. Filtrado pasa bajas

Para realizar el filtro pasa bajas se le asignaron los siguientes valores al bloque de la figura 49. (figura 50)

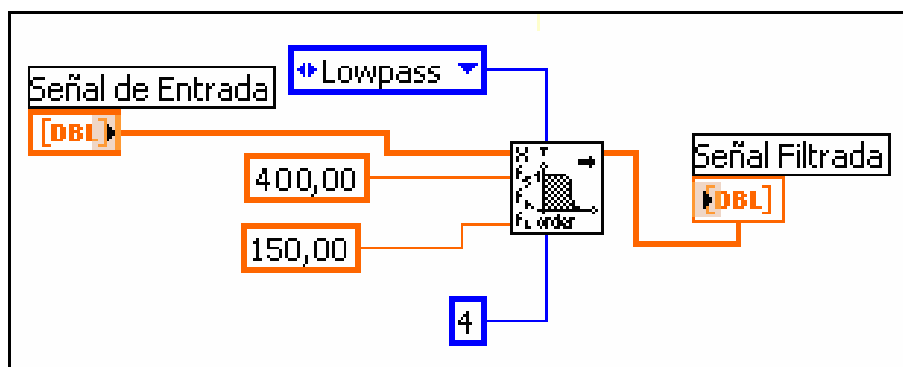
Tipo de filtro: Pasa bajas

Frecuencia de muestreo: 400 Hz

Frecuencia de corte: 150 Hz

Orden: 4

Figura 50. Filtro Butterworth digital implementado



Fuente: Autores

3.4.2. Filtro Notch

De igual manera, para realizar el filtro Notch de 60 Hz se le asignaron los siguientes valores al bloque de la figura 49. (figura 51)

Tipo de filtro: Notch de 60 Hz

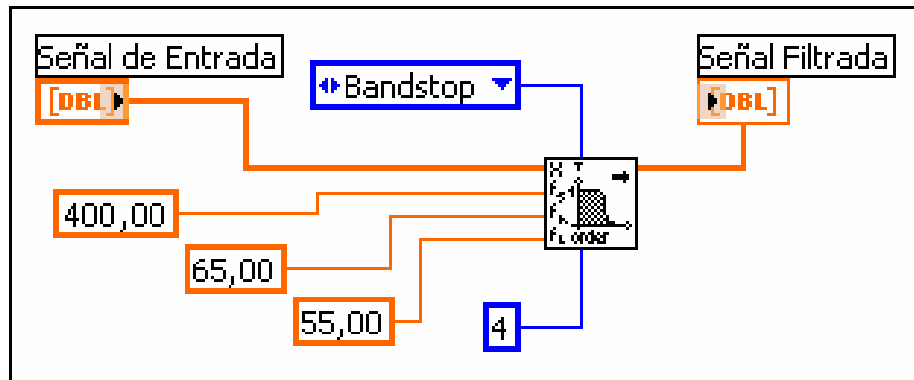
Frecuencia de muestreo: 400 Hz

Frecuencia de corte bajo: 55 Hz

Frecuencia de corte alto: 65 Hz

Orden: 4

Figura 51. Filtro Notch de 60 Hz digital implementado

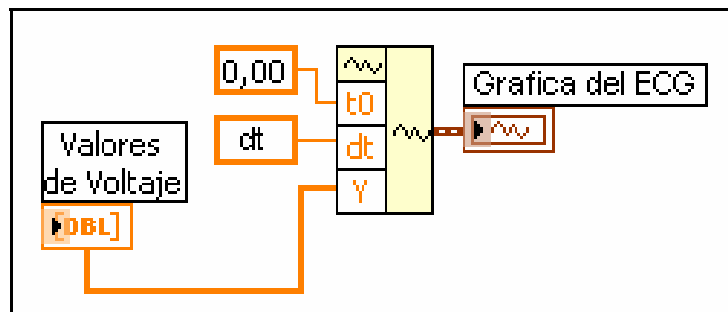


Fuente: Autores

3.5 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA SEÑAL ECG

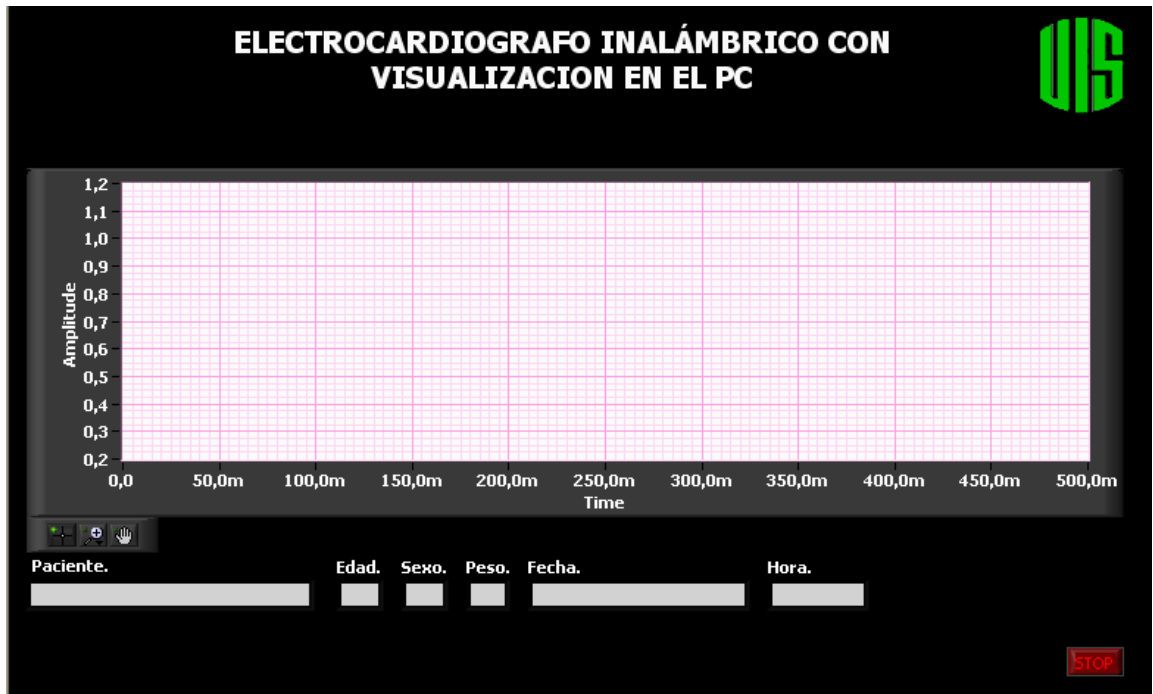
Para el proceso final de visualización de la señal ECG después de la etapa de filtrado, se utiliza el bloque de LabView "Build Waveform" (figura 52) y su salida es representada en el indicador "Waveform Graph" en el panel de control. (figura 53)

Figura 52. Bloque Waveform Graph



Fuente: Autores

Figura 53. Panel de control del programa de visualización del ECG



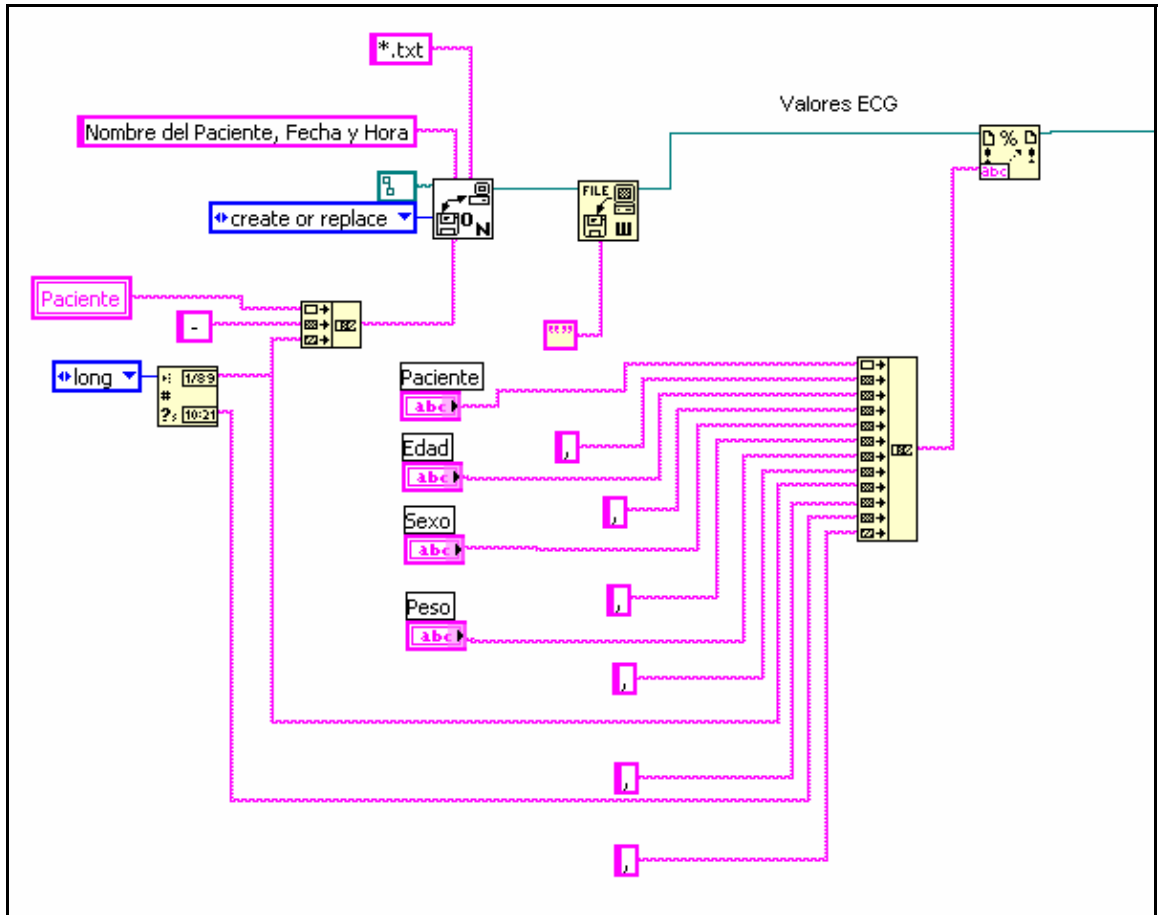
Fuente: Autores

3.6 ALMACENAMIENTO DE LA SEÑAL ECG

Aparte del de visualización, también se elaboraron dos programas para almacenar los valores de voltaje de la señal cardiaca en el disco duro, y otro para representar los valores almacenados anteriormente en el disco duro.

3.6.1. Programa de almacenamiento de señales ECG

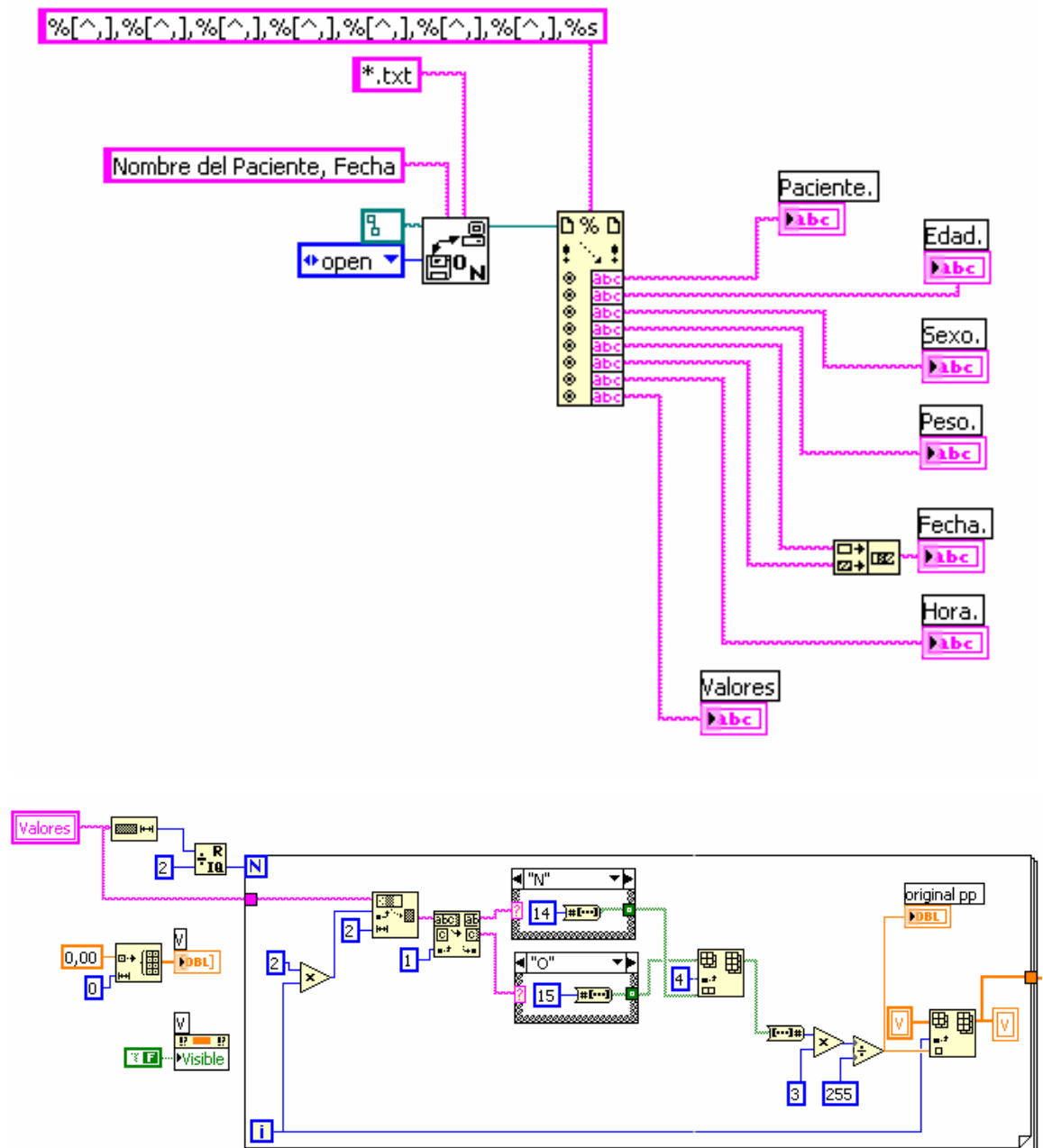
Figura 54. Programa de almacenamiento



Fuente: Autores

3.6.2. Programa de recuperación de ECG almacenados

Figura 55. Programa de recuperación.



Fuente: Autores

4. PRUEBAS AL DISPOSITIVO Y RESULTADOS OBTENIDOS

4.1 ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL CARDIACA

Se probó la tarjeta de adquisición en diferentes personas y los resultados obtenidos se muestran a continuación comparándolos con los obtenidos en un ECG convencional de la facultad de salud de la Universidad Industrial de Santander:

PACIENTE

Nombre: Pedro José Arz P.

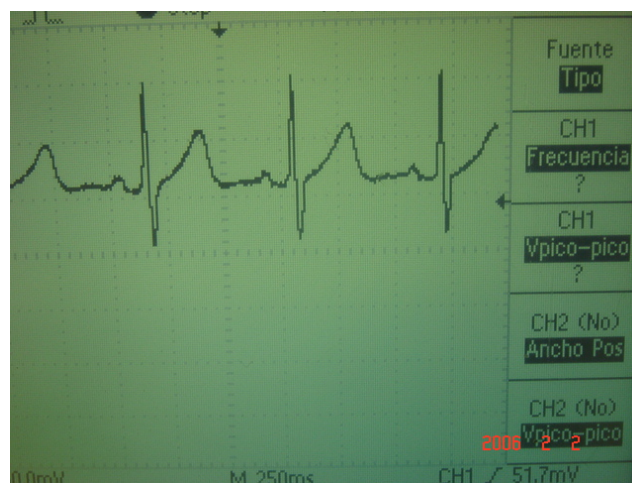
SEXO: Masculino

ESTATURA: 1.92

PESO: 95

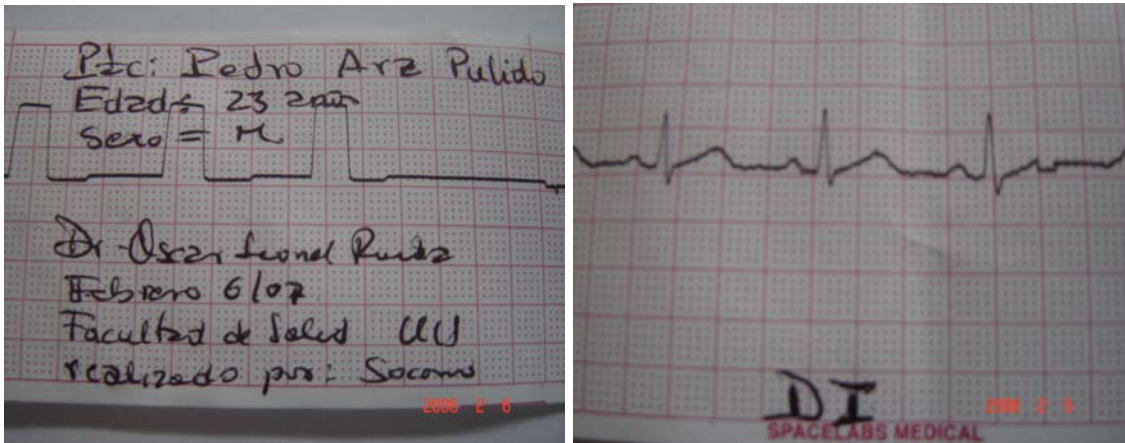
EDAD: 23

Figura 56. Señal ECG del paciente obtenida con la tarjeta de adquisición



Fuente: Autores

Figura 57. Señal ECG del paciente obtenida con el electrocardiógrafo de la facultad de medicina de la UIS



Fuente: Autores

Figura 58. Electrocardiógrafo de la facultad de medicina de la UIS marca Nihon Kohden Cardiofax de doce derivaciones.



Fuente: Autores

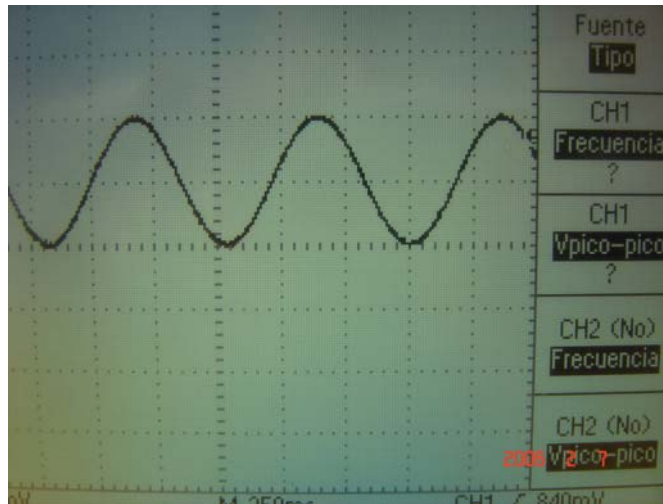
4.2 FILTRADO DE LA SEÑAL

Para verificar el funcionamiento de los filtros, se introdujeron señales de prueba de diferentes características a los diferentes filtros

- **Filtro Pasa-altas**

Figura 59. Señal de Prueba 1 al filtro pasa-altas.

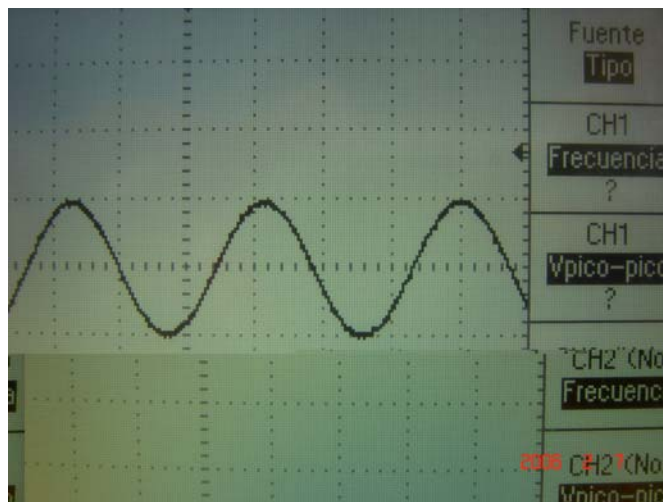
Tipo: Senoidal
 Amplitud: 100 mV
 Frecuencia: 2 Hz
 Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 60. Respuesta del filtro pasa-altas a la señal de prueba 1.

Tipo: Senoidal
 Amplitud: 100 mV
 Frecuencia: 2 Hz
 Offset: 0 mV

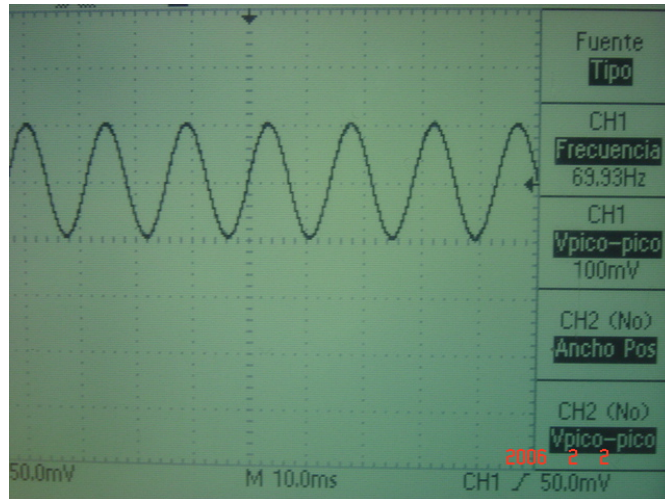


Fuente: Autores

- **Filtro Pasa-bajas**

Figura 61. Señal de prueba 1 del filtro pasa-bajas.

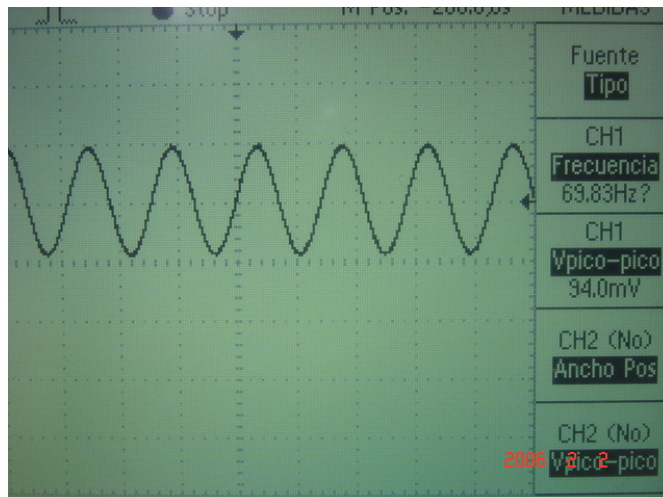
Tipo: Senoidal
 Amplitud: 100 mV
 Frecuencia 69.93 Hz
 Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 62. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 1.

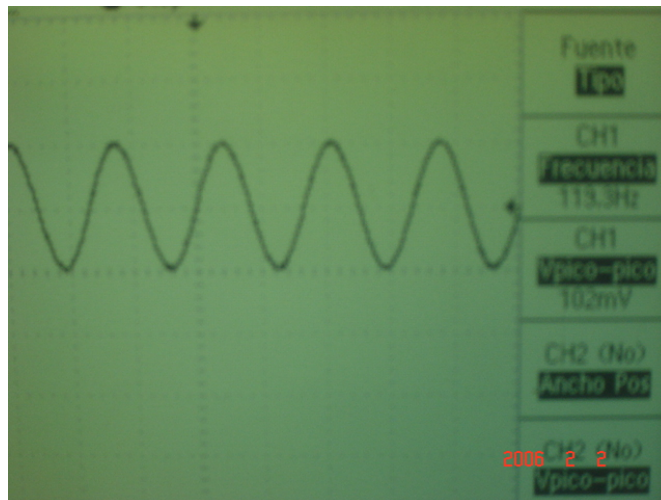
Tipo: Senoidal
 Amplitud: 94 mV
 Frecuencia 69.93 Hz
 Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 63. Señal de prueba 2 del filtro pasa-bajas.

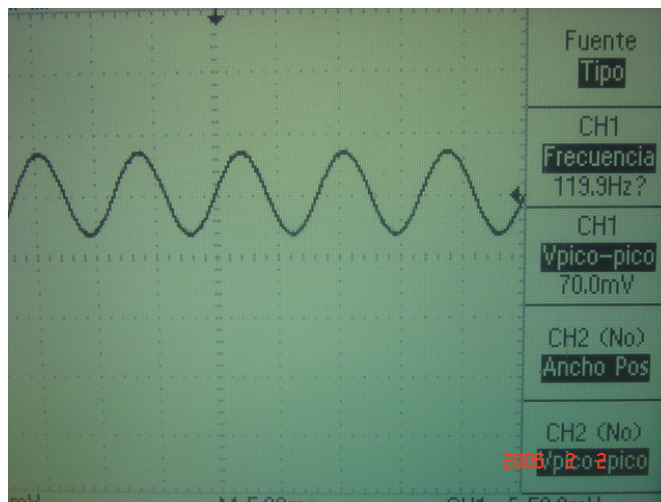
Tipo: Senoidal
Amplitud: 102 mV
Frecuencia 119.9 Hz
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 64. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 2.

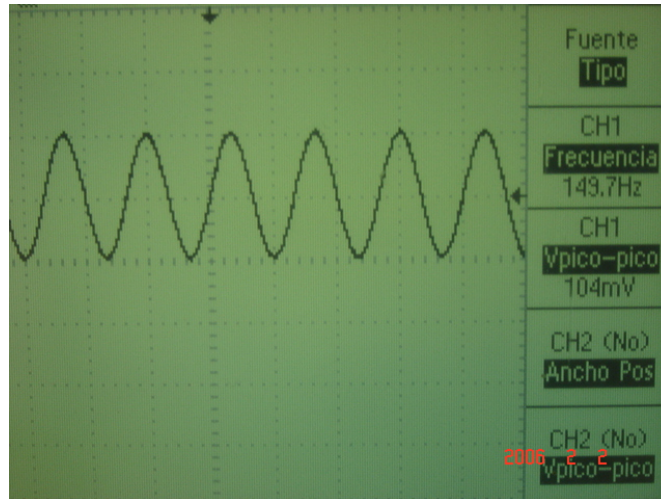
Tipo: Senoidal
Amplitud: 70 mV
Frecuencia 119.9 Hz
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 65. Señal de prueba 3 del filtro pasa-bajas.

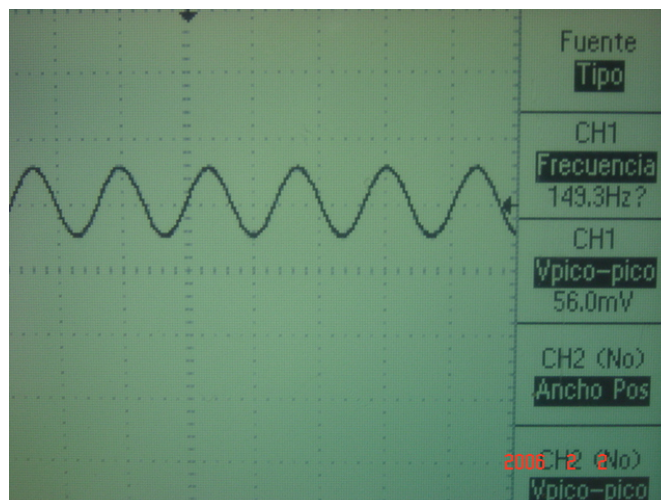
Tipo: Senoidal
Amplitud: 104 mV
Frecuencia 149.7 Hz
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 66. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 3.

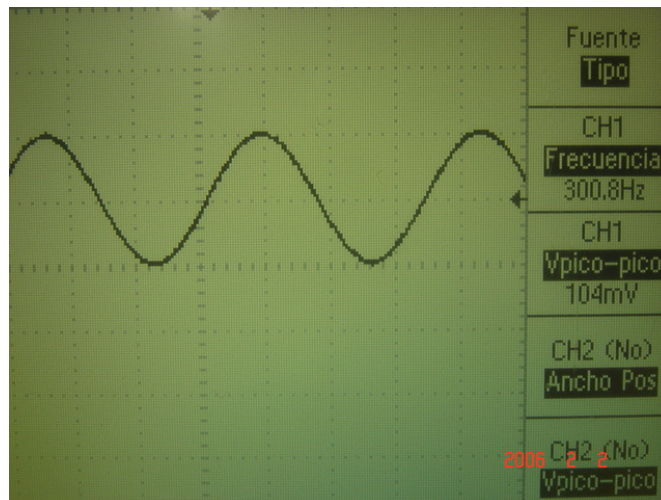
Tipo: Senoidal
Amplitud: 56 mV
Frecuencia 149.3 Hz
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 67. Señal de prueba 4 del filtro pasa-bajas.

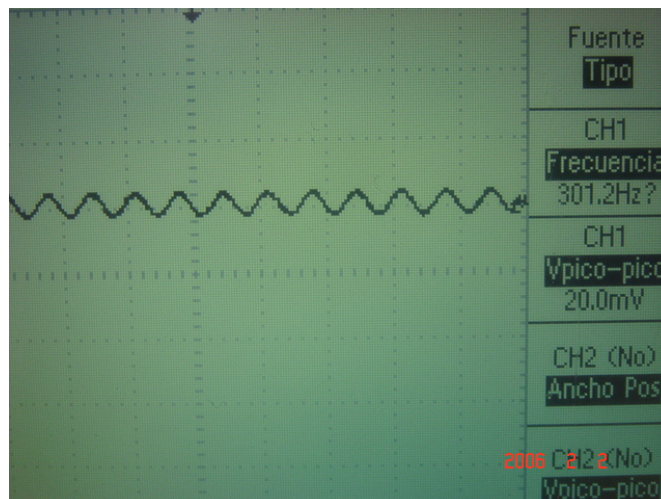
Tipo: Senoidal
Amplitud: 104 mV
Frecuencia: 300 Hz
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 68. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 4.

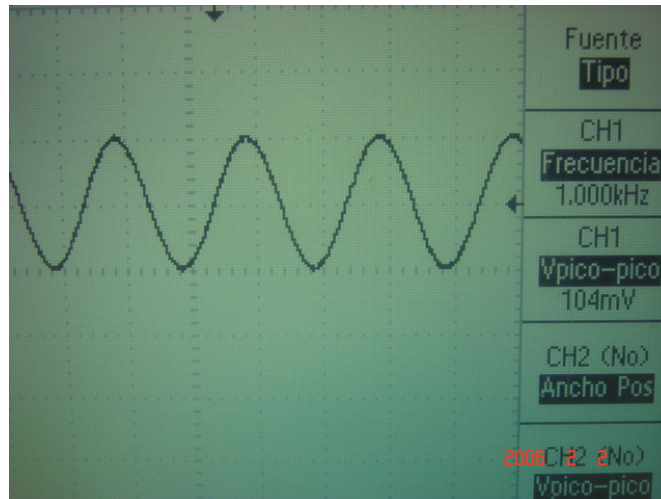
Tipo: Senoidal
Amplitud: 20 mV
Frecuencia: 301 Hz
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 69. Señal de prueba 5 del filtro pasa-bajas.

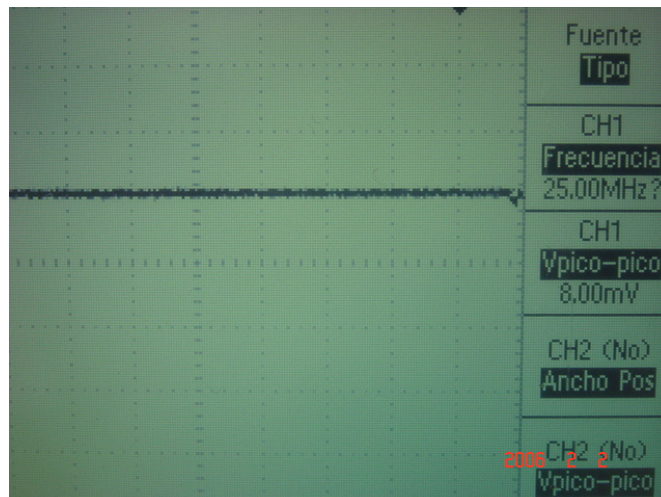
Tipo: senoidal
Amplitud: 104 mV
Frecuencia: 1 KHz.
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 70. Respuesta del filtro a la señal de prueba 5 pasa-bajas.

Tipo: Aleatorio
Amplitud: 8 mV
Frecuencia: Indeter.
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 71. Señal de prueba 6 del filtro pasa-bajas.

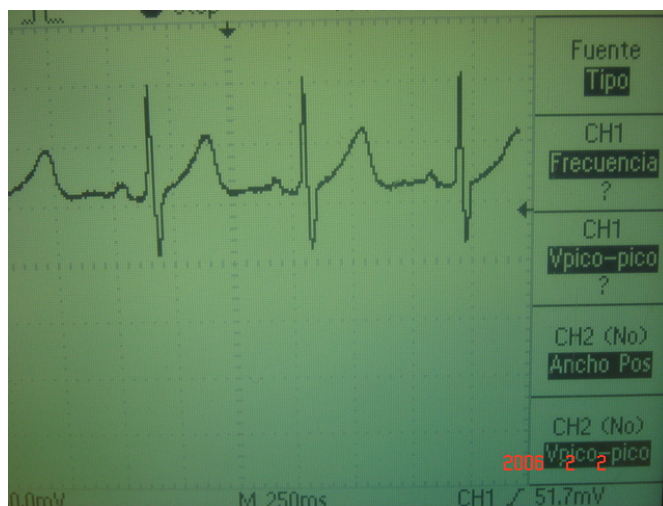
Tipo: ECG
Amplitud: 1.5 V
Frecuencia: 150 Hz
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

Figura 72. Respuesta del filtro pasa-bajas a la señal de prueba 6.

Tipo: ECG
Amplitud: 1.5 V
Frecuencia: 150 Hz
Offset: 50 mV



Fuente: Autores

4.3 TRANSMISIÓN INALÁMBRICA

La transmisión inalámbrica se probó ubicando el transmisor y receptor a diferentes distancias e introduciendo señales cardiacas para ver qué características de la señal van cambiando a medida que se aumenta la distancia

Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 1

Tipo: ECG

Amplitud: 850 mV

Frecuencia: 150 Hz

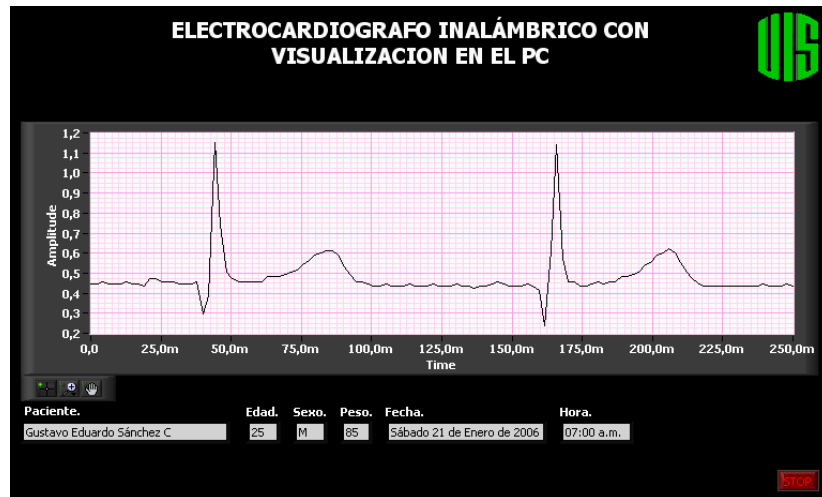
Distancia: 5 m

Figura 73. Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 1



Fuente: Autores

Figura 74. Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 1 recibida en el PC.



Fuente: Autores

Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 2

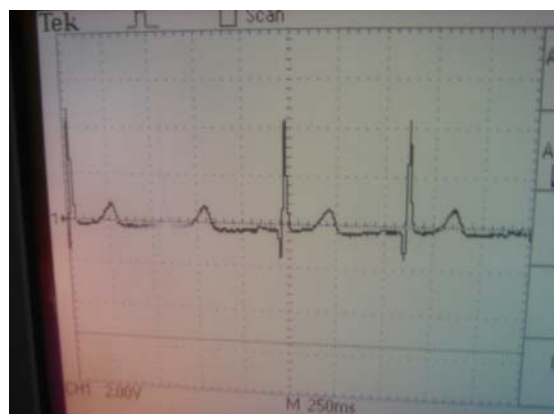
Tipo: ECG

Amplitud: 850 mV

Frecuencia: 150 Hz

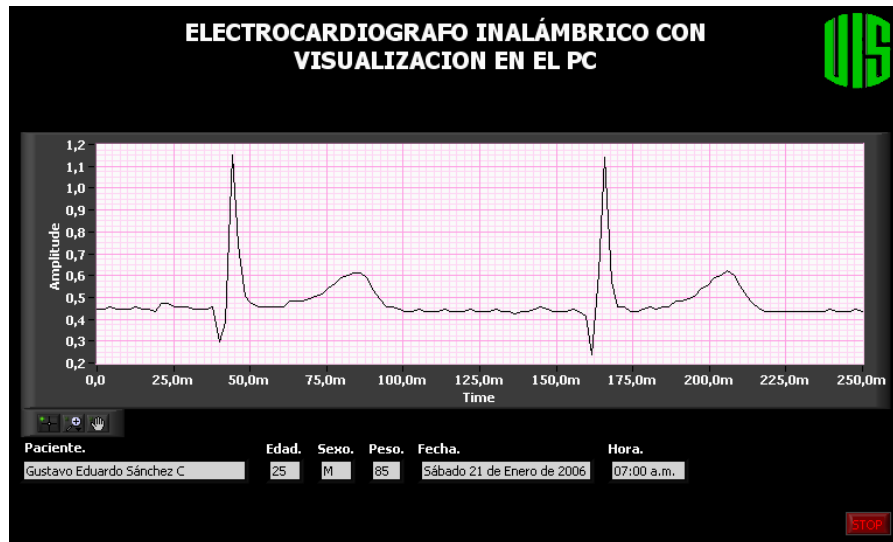
Distancia: 10 m

Figura 75. Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 2



Fuente: Autores

Figura 76. Señal de prueba de la transmisión inalámbrica 2 recibida en el PC



Fuente: Autores

4.4 DISPOSITIVO FINAL

El dispositivo final está montado sobre una lámina de 16 capas de fibra de vidrio con grosor del cobre de 35 μm . recubierto con un material conductor de 10 μm de espesor. El impreso está recubierto de un dieléctrico protector de los caminos del circuito, además fabricado con la técnica conocida como "*through hole*". Los dispositivos con los que cuenta son en su gran mayoría de montaje superficial para reducir el tamaño de la tarjeta de adquisición y transmisión.

4.4.1 Tarjeta de adquisición y transmisión de datos

El PCB del montaje final del dispositivo de adquisición y transmisión de señales ECG se observa en la figura 77

Figura 77. Tarjeta de adquisición y transmisión de señales ECG



Fuente: Autores

Tabla 8. Características principales de la tarjeta de adquisición.

Peso	90 gramos
Dimensiones	Largo: 9 cm. Ancho: 7cm. Alto: 1.5 cm.
Consumo de Potencia	53 mW
Tiempo de funcionamiento	160 horas
Distancia Máxima de Transmisión	10 m.

4.4.2 Tarjeta de recepción de datos e interfase con el PC

El PCB del montaje final del dispositivo de recepción de datos digitales e interfase con el PC observa en la figura 78

Figura 78. Tarjeta de recepción de señales ECG inalámbricas



Fuente: Autores

Tabla 9. Características principales de la tarjeta de recepción.

Peso	40 gramos
Dimensiones	Largo: 6 cm. Ancho: 5 cm. Alto: 1.5 cm.
Sensibilidad	-112dB

CONCLUSIONES

Se diseñó y desarrolló un dispositivo que brinda una solución inalámbrica al método convencional de medida de las señales ECG de un paciente. El sistema ofrece numerosas ventajas tanto al paciente como a aquellos que están realizando la adquisición del electrocardiograma. Los beneficios de tal sistema incluyen:

- Reducción en los costos para este tipo de dispositivos médicos.
- Sistemas más prácticos al descongestionar el cableado alrededor de la cama de los pacientes brindándoles una mayor libertad de movimiento.
- Datos del ECG en formato digital los cuales pueden ser fácilmente grabados en el PC para su uso posterior.
- Facilidad de conexión al paciente por parte del personal médico o inclusive por él mismo.
- Tamaño reducido de la tarjeta de adquisición para ser llevado convenientemente por el paciente.

Debido a que la tasa máxima de transferencia es de 9600 bps y a que para enviar un solo dato del ECG se necesitan 3 bytes, la frecuencia real de muestreo del dispositivo es de 400 Hz, por lo tanto la visualización en tiempo real no se alcanzó y es recomendable implementar un filtro anti aliasing digital.

Las pruebas realizadas a la transmisión inalámbrica se limitaron a la comprobación de la distancia de transmisión requerida (10 metros) y no se midió la variación de la potencia de la señal respecto a la distancia.

Es de suma importancia la preparación previa de la piel así como la correcta colocación de los electrodos. Imprecisiones en esta parte, pueden conducir a que el voltaje de *offset* en los electrodos, sature la etapa de amplificación y no se obtenga ninguna señal ECG en el software de visualización.

La batería de la tarjeta de adquisición y transmisión funcionando en modo continuo tienen una vida útil de aproximadamente 160 horas. La tarjeta del receptor, al ser alimentada con un adaptador conectado a la red eléctrica, no tiene tales limitantes y puede operar sin problemas de manera ininterrumpida.

El computador usado para ejecutar la adquisición de datos y el procesamiento de los mismos, debe tener ciertas características específicas mínimas como son: Sistema Operativo Windows 98 SE, Software LabView de National Instruments, memoria RAM de 64 Megabytes o superior, procesador Pentium II o posterior y un puerto de comunicación serial RS-232.

Se diseñó e implementó el hardware para obtener señales cardiacas en el orden de los 0.25 a 2 mV a nivel de la piel, y con frecuencia no mayor a 150Hz, para su posterior transmisión a través de un medio no guiado, y su visualización en un PC.

Se desarrolló una herramienta de software que está en capacidad de tomar datos a través del puerto RS-232 y almacenarlos en el PC con el fin de visualizarlos, imprimirlos, enviarlos a través del Internet etc. de modo que se pueda analizar el comportamiento del corazón de un paciente a partir del registro de su complejo PQRST obtenido con la derivación I (DI).

El uso de dispositivos de última generación con tan bajos consumos de potencia hace que se pueda pensar en crear dispositivos 100% portátiles y de tamaño muy reducido. Además, incluir en los diseños circuitos integrados tales como el ADM8660 de Analog Devices, hace que se pueda pensar en operar sistemas

completos con una sola batería sin importar que algunos de sus componentes requieran de alimentación dual.

Mediante este proyecto se lograron reunir y aplicar varios conceptos de la carrera de Ingeniería Electrónica. Para lograr el objetivo de diseñar e implementar este prototipo se necesitaron conocimientos en electrónica analógica (obtención y filtrado de la señal ECG), electrónica digital y uso de microcontroladores (conversión A/D y protocolo de comunicaciones), comunicaciones (Transmisión Inalámbrica), y desarrollo de herramientas en software (Visualización de datos en el PC).

La no disponibilidad en el país de prácticamente todos los componentes utilizados limita de manera drástica la comprobación práctica del diseño y hace que la selección de estos componentes sea hecha con suma cautela ya que cualquier cambio que se quiera realizar en el montaje implica por lo menos quince días de retraso.

La falta de apoyo de las diferentes entidades médicas, hace que la comprobación de los resultados obtenidos con el prototipo sea una tarea difícil y que además requiere de mucho tiempo el cual se podría utilizar en otras etapas de diseño.

La no utilización de un protocolo de comunicación estándar, no permite la detección de posibles errores y pérdidas de datos en la recepción.

Los circuitos integrados transmisor y receptor se escogieron sobre otros métodos de transmisión tales como *Bluetooth* debido a la facilidad de integración al diseño y a que su voltaje de alimentación, consumo de potencia y distancia de transmisión superaban las expectativas iniciales para la selección de los mismos.

RECOMENDACIONES

Si en un futuro se desea continuar con la labor de mejora de las prestaciones de este prototipo de ECG inalámbrico, los autores sugieren tener en cuenta los siguientes aspectos:

Una prioridad importante será diseñar todo el dispositivo de acuerdo con especificaciones técnicas requeridas para dispositivos comerciales. Los dos principales estándares para el diseño de sensores ECG son el estándar AAMI (Asociation for the Advancement of Medical Instrumentation) en electrocardiografía y el estándar UL544 (Medical and Laboratory Standard).

Utilizar un microcontrolador más pequeño de modo que se reduzca el tamaño del dispositivo final, se minimice el consumo de potencia y éste sea mejor aprovechado. Además, contemplar la posibilidad de usar un microcontrolador de mayor resolución con el fin de cumplir algunos estándares para este tipo de dispositivos médicos que recomiendan un ADC de mínimo 10 bits.

Visualización de la señal en tiempo real. En la actualidad, el sistema desarrollado no satisface el criterio de tiempo real para la visualización del ECG, debido a la implementación del protocolo para la comunicación con LabView en el microcontrolador y a la máxima tasa de transmisión que permite el transmisor inalámbrico (10.000 bps). Estos dos factores limitan la velocidad de muestreo y por ende la naturaleza de la señal obtenida. Una posible solución a esto, sería utilizar otro tipo de protocolo de comunicación y un transmisor con una mayor tasa de transferencia para así reducir el tiempo de muestreo y satisfacer plenamente el criterio de Nyquist.

La incorporación de comunicación por el puerto USB haría el dispositivo más compatible con los PCs actuales debido a que éstos últimamente no cuentan con puertos de comunicación RS-232.

Implementar un multiplexado de señales analógicas en el sensor y ajustar el programa de visualización, para adquirir más derivaciones aparte de la DI; con esto, el personal médico capacitado tendrá más herramientas para el diagnóstico de problemas cardíacos.

Eliminar los cables que van desde los electrodos hasta la tarjeta de adquisición de datos, y así, desarrollar un sistema completamente inalámbrico que brinde una total libertad de movimiento al paciente.

Crear un archivo ejecutable para que las personas que van a utilizar el programa de visualización, no tengan que instalar previamente todo el paquete de LabView.

Agregar al programa de visualización de las señales electrocardiográficas un componente de comunicaciones vía Internet para que el médico observe las señales ECG en su consultorio, al mismo tiempo que el paciente las obtiene en la su hogar o habitación del hospital.

Siguiendo la rama de las mediciones de tipo médico, se puede aplicar el concepto de transmisión inalámbrica a sensores tales como:

- Frecuencia cardíaca
- Presión sanguínea
- EEG – Electroencefalografía
- EMG – Electromiografía
- Niveles de oxígeno en la sangre
- Frecuencia respiratoria

BIBLIOGRAFÍA

[1] Sociedad Colombiana de Cardiología

<http://www.scc.org.co/>

[2] SEDRA, Adel; SMITH, Kenneth. Microelectronic Circuits. 4ª Edición. Oxford University Press, 1997.

[3] JENNINGS D.; Flint A.; FIRTON B.C.H; NOKES L.D.M. Introduction to Medical Electronics Applications. Hodder Headline PLC, 1995.

[4] METTING VAN RIJN A.C.; PEPPER A.; GRIMBERGEN C.A. High-quality Recording of Bioelectric Events. Med. & Bio. Eng. & Comput. 1990, 28, 389-397.

[5] AKAY, Metin; MARSH, Andy. Information Technologies in Medicine, Volume I: Medical Simulation and Education. John Wiley & Sons, Inc, 2001.

[6] SHAH, Syed J., Field Wiring and Noise Considerations for Analog Signals, National Instruments Application Note 025

[7] CARTER, Bruce, Filter Design in Thirty Seconds, Application Report, SLOA093 – December 2001

<http://focus.ti.com/lit/an/sloa093/sloa093.pdf>

[8] LACANETTE Kerry, A Basic Introduction to Filters – Active, Passive, and Switched Capacitor, National Semiconductor Application note 779, April 1991

<http://www.national.com/an/AN/AN-779.pdf>

[9] OPPENHEIN, Alan; SCHASEL, Ronald; Procesamiento Digital de Señales, 2ª edición. Prentice Hall.

[10] Enciclopedia virtual Wikipedia
es.wikipedia.org/wiki/Conversi3n_anal3gica-digital

[11] COUCH, Leon; Sistemas de Comunicación Digitales y Anal3gicos, 5ª edición. Prentice Hall.

[12] Pagina oficial de LabView
<http://www.ni.com/labview>

[13] CARDIOTAC3METRO DIGITAL: DISEÑO Y CONSTRUCCI3N / Javier González Barajas, Miguel Pinto Aparicio; directores Jaime Barrero Pérez, Oscar Rueda.

[14] DIGITALIZACI3N DE LA SEÑAL PROVENIENTE DE UN POLÍGRAFO / Helmuth Andrey Hernandez Amaya, Javier Alexander Noriega Méndez, Pedro Vicente Rueda Isaza ; directores Jaime G. Barrero Pérez, Carlos A. Conde Cotes.

[15] Ministerio de Comunicaciones de Colombia
<http://www.mincomunicaciones.gov.co/>

[16] Comisi3n de Regulaci3n de Telecomunicaciones
<http://www.crt.gov.co>

ANEXOS

ANEXO A

ELECTROCARDIOGRAFÍA

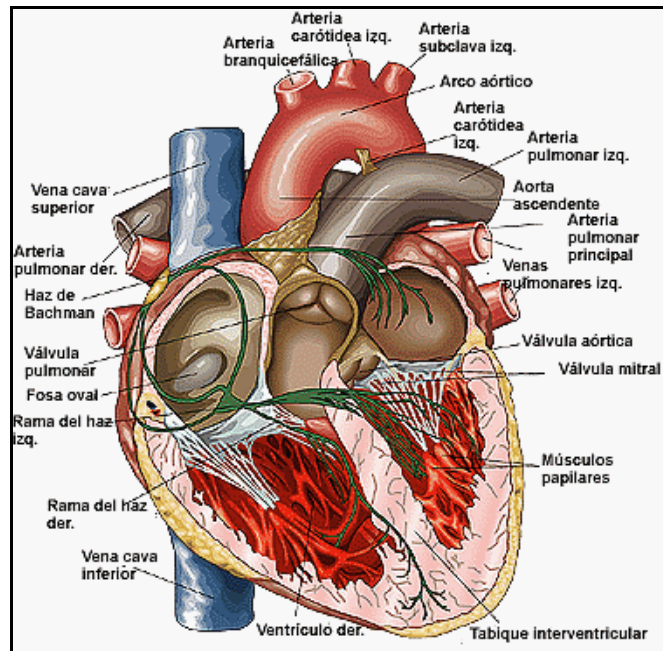
El registro de las señales electrocardiográficas (ECG), constituye una herramienta clínica de ayuda diagnóstica para determinar el estado de salud del músculo cardiaco. A partir de una serie de registros gráficos, es posible determinar la actividad eléctrica del mismo y verificar el estado de salud del paciente. Los registros eléctricos obtenidos, constituyen un modelo vectorial del funcionamiento del sistema cardiaco.

A.1. DESCRIPCIÓN DEL CORAZÓN

El centro del sistema cardiovascular es el corazón, éste, puede considerarse como una bomba de cuatro cámaras en la cual se recibe la sangre sin oxígeno del cuerpo, la envía a los pulmones para ser oxigenada y luego bombea sangre oxigenada a todo el cuerpo. Late, entre 70 y 90 veces por minuto y 100.000 por día y sobre los 70 años, el corazón de un ser humano, ha bombeado cerca de 2.500 millones de veces. Su tamaño es, aproximadamente, el del puño apretado de la persona y pesa entre 200 y 400 gramos, dependiendo del sexo del individuo. El corazón, está situado en el centro del pecho, con sus dos terceras partes a la izquierda de la línea media del cuerpo; el músculo cardiaco, es de una variedad especial, puede latir automáticamente sin que el cerebro tenga que decirle que lo haga y gracias a los discos inter-compaginados, las células actúan juntas para

latir sincrónicamente y alcanzar el objetivo de bombear la sangre alrededor del cuerpo. La estructura anatómica del corazón se muestra en la figura 1.

Figura A.1. Estructura anatómica del corazón

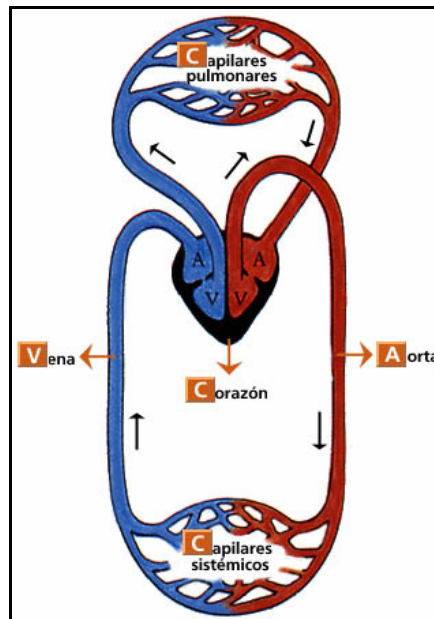


A.2. CICLO CARDIACO

El comienzo del ciclo cardiaco, se puede considerar cuando la sangre desoxigenada vuelve del cuerpo a través de las venas a la aurícula derecha, ésta se contrae, enviando la sangre al ventrículo derecho. Luego una válvula unidireccional permite que la sangre, en la contracción del ventrículo derecho, sea enviada a los pulmones, donde se oxigena (sistema pulmonar). La sangre oxigenada que vuelve de los pulmones, llega a la aurícula izquierda, y luego al ventrículo izquierdo, con la contracción del mismo, otra vez por vía de una válvula

unidireccional y finalmente, la sangre es enviada a las diversas partes del cuerpo a través de los vasos sanguíneos (figura A.2).

Figura A.2. Sistema cardiovascular



A.3. FUNCIONAMIENTO ELÉCTRICO DEL CORAZÓN

Hay ciertas células en el corazón, capaces de una despolarización espontánea, estas células, son importantes en la generación del ritmo del corazón y existen en el nodo sinoatrial (SA). Este nodo, permite que las células se despolaricen más rápidamente y fijen el ritmo cardíaco. Esta despolarización de los músculos del nodo SA, hace que se contraigan y bombeen la sangre a los ventrículos antes de repolarizarse. La señal eléctrica, pasa entonces al nodo auro-ventricular (AV) haciendo que los ventrículos se contraigan y bombeen la sangre a la circulación pulmonar y sistemática. (figura A.3). Los ventrículos, se repolarizan y el proceso

se repite cuando las células de los marcapasos en el nodo SA se despolaricen otra vez. La transmisión de varios impulsos a lo largo de estos caminos emite una señal eléctrica, y es la medida de estas señales lo que representa el ECG. (figura A.4)

Figura A.3. Caminos de conducción nerviosa del corazón

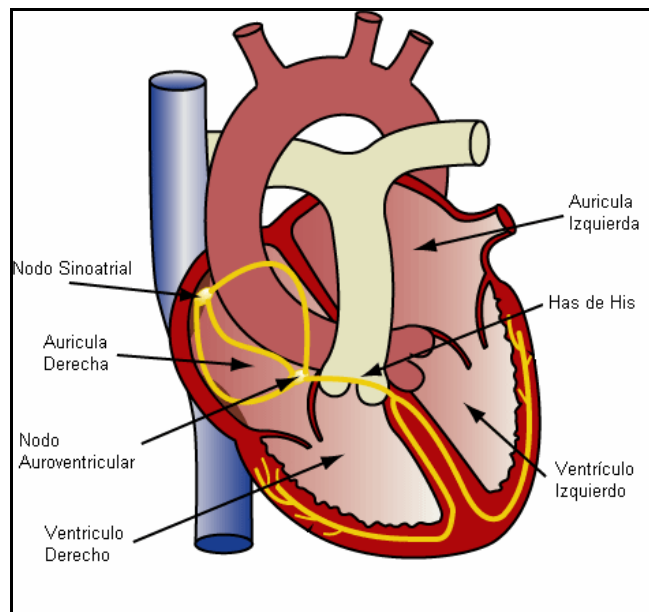
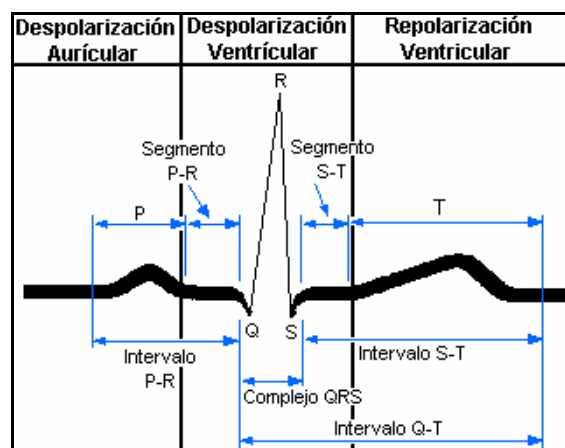


Figura A.4. Señal ECG típica



A.4. BIOPOTENCIALES

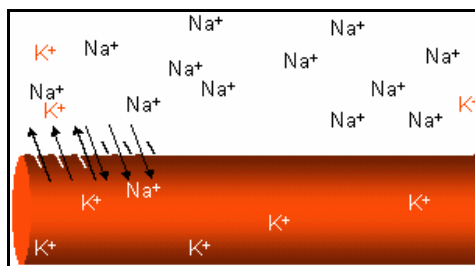
La corriente eléctrica, que fluye por un conductor, está formada por electrones libres que se propagan a la velocidad de la luz, mientras que la corriente iónica está formada por partículas o iones, que no son más que átomos o grupos de átomos cargados eléctricamente debido a la pérdida o ganancia de electrones y que se propagan en un electrolito a una velocidad mucho menor que la velocidad de la corriente de electrones a través de un conductor metálico. Los potenciales bioeléctricos o biopotenciales, se producen como resultado de la actividad electroquímica de una cierta clase de células conocidas como células excitables que son componentes del tejido nervioso, muscular o glandular. En reposo, dichas células, presentan lo que se conoce como potencial de reposo; debidamente excitadas muestran lo que se conoce como potencial de acción.

La despolarización de músculos y nervios, que causan, respectivamente, la contracción y el paso de la información, se asocia al movimiento de iones a través de una membrana semipermeable; este movimiento iónico, genera un potencial de acción, si se colocan dos electrodos cerca de una célula excitable. Cuando la célula se despolariza, se desarrolla un potencial eléctrico entre los dos electrodos. La adquisición de biopotenciales, mide con eficacia el potencial producido por la despolarización de la célula o la actividad eléctrica de nervios y de músculos. Esencialmente, la despolarización de la membrana celular es idéntica en nervios y músculos, con la diferencia que la amplitud de la respuesta es mucho mayor en músculos; aproximadamente, en el orden de 1000 veces mayor en la contracción del músculo del corazón que en el de un impulso nervioso. La medición de la contracción muscular, a través de la medida de los cambios en los potenciales, se llama Electromiografía (EMG), la medida de la contracción del corazón, que se puede ver como un tipo especial de músculo, se llama Electrocardiografía.

A.5. COMPLEJO PQRST

En el siglo XIX se hizo evidente que el corazón generaba electricidad. El primero en aproximarse sistemáticamente a este órgano bajo el punto de vista eléctrico fue Augustus Waller, que trabajaba en el hospital St. Mary, en Paddington (Londres). Aunque en 1911 aún veía pocas aplicaciones clínicas a su trabajo, el logro llegó cuando Willem Einthoven, que trabajaba en Leiden (Países Bajos), descubrió el galvanómetro de cuerda, mucho más exacto que el galvanómetro capilar que usaba Waller. Einthoven asignó las letras P, Q, R, S y T a las diferentes deflexiones y describió las características electrocardiográficas de gran número de enfermedades cardiovasculares. Le fue otorgado el Premio Nóbel de Fisiología o Medicina en 1924 por su descubrimiento, éste, consistía en la representación de la onda de la diferencia de potencial causada por la actividad cardiaca, la tecnología ha avanzado en las mediciones del ECG, pero el principio permanece siendo el mismo. Esta diferencia de potencial, es creada por el flujo de iones en las células. Una célula típica con iones de sodio y potasio se muestran en la figura 5.

Figura A.5. Iones de sodio cargados positivamente en el exterior de la célula



Al bombear sangre el corazón, la pared celular ofrece mayor permeabilidad y un exceso de sodio fluye dentro de la célula. Cuando esto ocurre deja de existir un potencial negativo con respecto al exterior, esto, se conoce como despolarización.

Eventualmente, después de que la excitación pasa, la célula se repolariza volviendo a un potencial negativo.

La despolarización ocurre, primero, haciendo el exterior de la célula negativo con respecto al interior, este desequilibrio hace fluir una corriente iónica y que el brazo izquierdo registre un valor positivo con respecto al brazo derecho, esto se conoce como la *onda P*, y es la señal eléctrica que corresponde a la contracción auricular. Ambas aurículas, derecha e izquierda, se contraen simultáneamente, las ondas P irregulares o inexistentes pueden indicar una arritmia. Su relación con los complejos QRS determina la presencia de un bloqueo cardiaco. Después de esto, viene una onda negativa causada por la repolarización de las aurículas; sin embargo, esta forma de onda es enmascarada, generalmente, por la despolarización de los ventrículos, y mostrada como el complejo QRS en la figura 6. El complejo QRS corresponde a la corriente eléctrica que causa la contracción de los ventrículos derecho e izquierdo, la cual es mucho más potente que la de las aurículas y compete a más masa muscular, produciendo de este modo una mayor deflexión en el ECG.

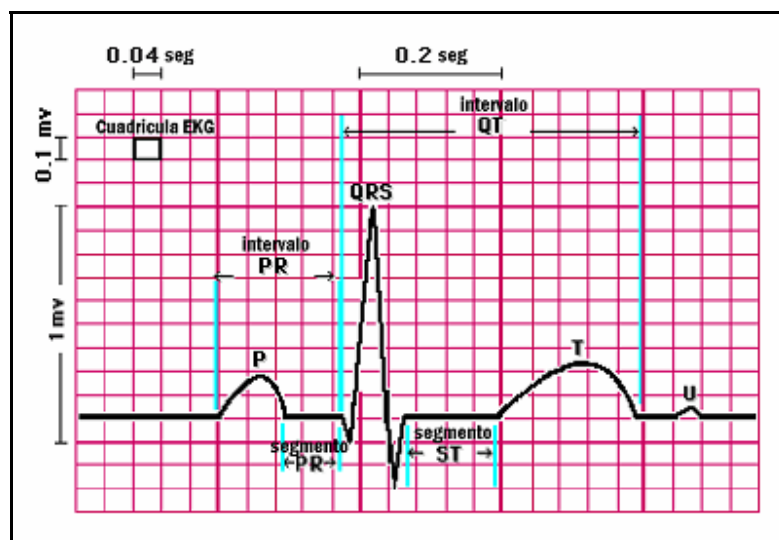
La onda Q, cuando está presente, representa la pequeña corriente horizontal (de izquierda a derecha) del potencial de acción viajando a través del septum interventricular. Las ondas Q que son demasiado anchas y profundas no tienen un origen septal, sino que indican un infarto de miocardio.

Las ondas R y S indican contracción del miocardio. Las anomalías en el complejo QRS pueden indicar bloqueo de rama (cuando es ancha), taquicardia de origen ventricular, hipertrofia ventricular u otras anomalías ventriculares. Los complejos son a menudo pequeños en las pericarditis.

La despolarización entonces, pasa al nodo auro-ventricular, sigue siendo relativamente negativa con respecto al ventrículo izquierdo, lo que genera una corriente y un voltaje del brazo izquierdo al brazo derecho, esta es la *onda R*.

La *onda T* representa la repolarización de los ventrículos. El complejo QRS oscurece generalmente la onda de repolarización auricular, por lo que la mayoría de las veces no se ve. Eléctricamente, las células del músculo cardiaco son como muelles cargados; un pequeño impulso las dispara, despolarizan y se contraen. La recarga del muelle es la repolarización (también llamada potencial de acción). En la mayoría de las derivaciones, la onda T es positiva. Las ondas T negativas pueden ser síntomas de enfermedad, aunque una onda T invertida es normal en V1 (V2-3 en la gente de color). El segmento ST conecta con el complejo QRS y la onda T. Puede estar reducido en la isquemia y elevado en el infarto de miocardio.

Figura A.6. Complejo QRS



Los tiempos y amplitudes típicos para la duración de los diferentes complejos, se muestran en la tabla 1. Desde una perspectiva de procesamiento de señales, la diferencia de potencial entre los brazos izquierdo y derecho es típicamente de 1-3mV y la frecuencia de la señal ECG esta entre 0.02 y 150Hz.

Tabla A.1 Tiempos de transmisión en el corazón

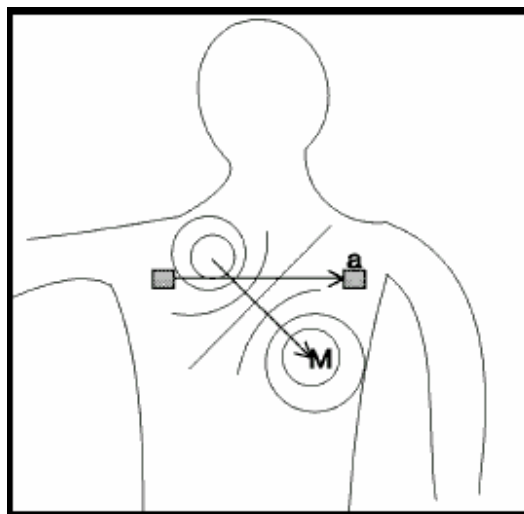
Evento ECG	Rango de duración (segundos)	Amplitud (mV)
Onda P	0.06 – 0.11	0.25
Segmento P-R (onda)	0.06 – 0.10	
Intervalo P – R (inicio de la onda P a inicio del complejo QRS)	0.12 – 0.21	
Onda Q	<0.04	<0.2
Onda R	<0.07	0.04-2.2
Complejo QRS (onda e intervalo)	0.03 – 0.10	
Segmento S – T (onda)(final del complejo QRS al inicio de la onda T)	0.10 – 0.15	
Onda T	Varía	<2/3 R
Intervalo S – T (final del complejo QRS al final de la onda T)	0.23 – 0.39	
Intervalo Q – T (inicio del complejo QRS al final de la onda T)	0.26 – 0.49	

A.6. ECG

Los impulsos eléctricos, dentro del corazón, actúan como una fuente del voltaje, que genera un flujo de corriente en el torso y los correspondientes potenciales en la piel. La distribución de potencial, puede ser modelada como si el corazón fuera

un dipolo eléctrico variante en el tiempo. El dipolo, está situado aproximadamente según lo demostrado en la figura 7 por el vector M. Este vector también es conocido como el eje eléctrico del corazón. Este eje es la dirección general del impulso eléctrico a través del corazón. Normalmente se dirige hacia la parte inferior izquierda, aunque se puede desviar a la derecha en gente muy alta u obesa. Una desviación extrema es anormal e indica un bloqueo de rama, hipertrofia ventricular o (si es hacia la derecha) embolia pulmonar. También puede diagnosticar una dextrocardia o una inversión de dirección en la orientación del corazón, pero esta enfermedad es muy rara y a menudo ya ha sido diagnosticada por alguna prueba más (como los rayos X).

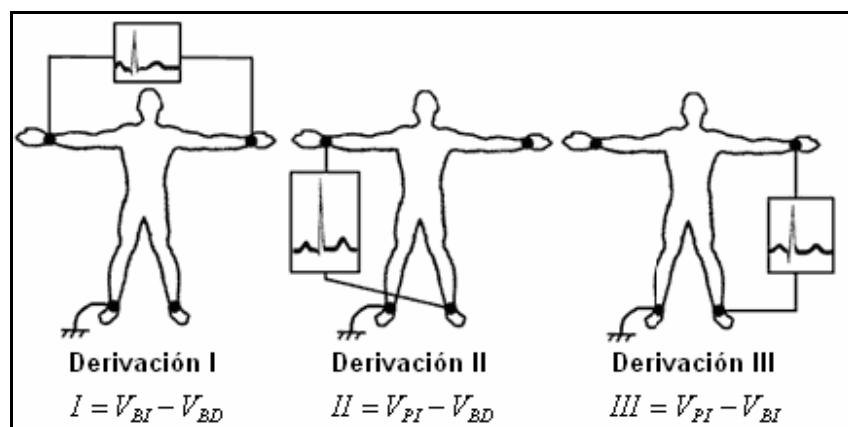
Figura A.7. Modelo Vectorial del Corazón y su interacción con los electrodos



Si se conectan dos electrodos entre dos puntos en el cuerpo (formando un vector entre ellos), el voltaje eléctrico observado entre los dos electrodos es dado por el producto punto de los dos vectores. El termino "derivación" es definido como un arreglo espacial de dos electrodos en el cuerpo. Una derivación es llamada "+" (positiva) y la otra "-" (negativa). La ubicación del electrodo define la dirección de

la derivación, que es llamado eje o ángulo. El eje es determinado por la dirección que va desde el electrodo negativo al positivo. El registro del ECG computa las diferencias (magnitud) entre el electrodo positivo y el negativo. Así, para conseguir una grafica completa del vector cardiaco, se requieren múltiples puntos de referencia y mediciones simultáneas. Una indicación exacta de la proyección frontal del vector cardiaco, se puede proporcionar por tres electrodos, cada uno conectado en uno de los tres vértices del triángulo de Eindhoven. El concepto de la proyección de 60 grados, permite que los puntos de la conexión de los tres electrodos sean los miembros (figura A.8).

Figura A.8. Derivaciones de miembros

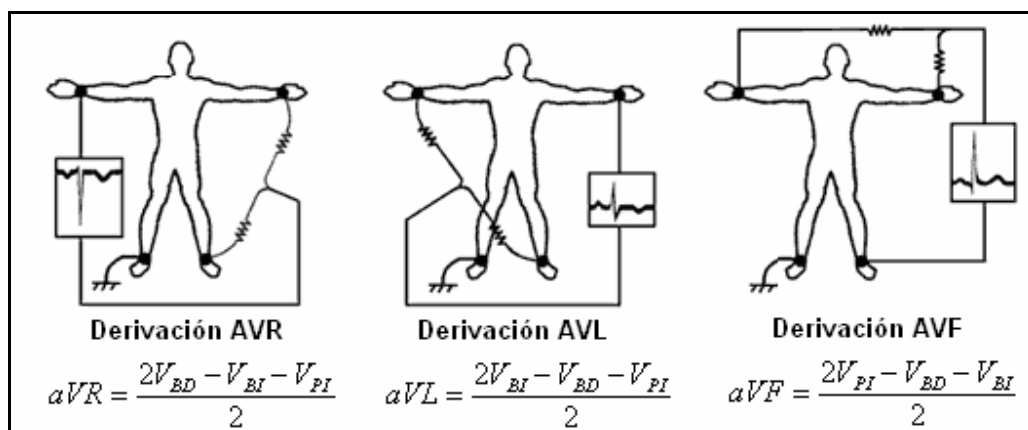


Las mediciones modernas estándar de un ECG hacen uso de más puntos de conexión para los electrodos. El ECG de 12-derivaciones se compone de las tres derivaciones bipolares de miembros, las tres derivaciones aumentadas de miembros referidos y las seis derivaciones terminales de Wilson (Vw) referenciadas en el pecho. Cada una de las doce derivaciones registra información de partes concretas del corazón:

- Las derivaciones inferiores (I, II y aVF) detectan la actividad eléctrica desde el punto superior de la región inferior (pared) del corazón. Esta es la cúspide del ventrículo izquierdo.
- Las derivaciones laterales (I, aVL, V₅ y V₆) detectan la actividad eléctrica desde el punto superior de la pared lateral del corazón, que es la pared lateral del ventrículo izquierdo.
- Las derivaciones anteriores, V₁ a V₆ representan la pared anterior del corazón o la pared frontal del ventrículo izquierdo.
- aVR raramente se utiliza para la información diagnóstica, pero indica si los electrodos se han colocado correctamente en el paciente.

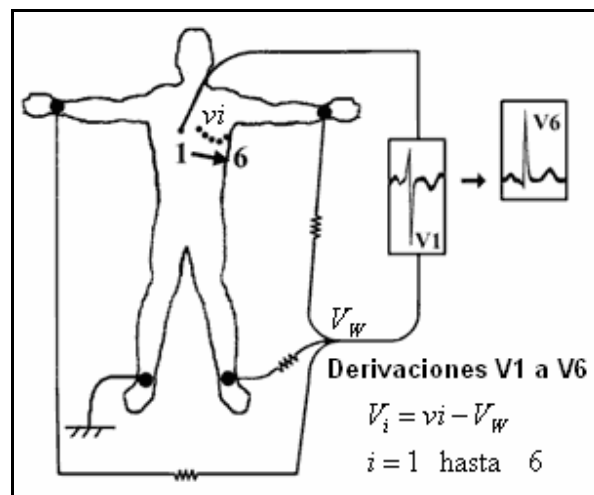
El sistema aumentado de derivaciones, proporciona otra mirada del vector cardiaco proyectado sobre el plano frontal pero, rotado 30 grados respecto a la configuración del triangulo de Eindhoven (figura A.9).

Figura A.9. Derivaciones amplificadas de miembros



La conexión de seis electrodos, en posiciones específicas respecto al pecho y el uso de un electrodo indiferente (V_W), sumando las tres derivaciones de los miembros, permite, la observación del vector cardiaco en el plano transversal (figura A.10). Otros subconjuntos de ECG de 12-derivaciones, se utilizan en situaciones en que no se requiere de tantos datos, tal como el ECG ambulatorio (generalmente 2 derivaciones), cuidado intensivo al lado de la cama (generalmente 1 o 2 derivaciones) o en los sistemas de telemetría (generalmente 1 derivación).

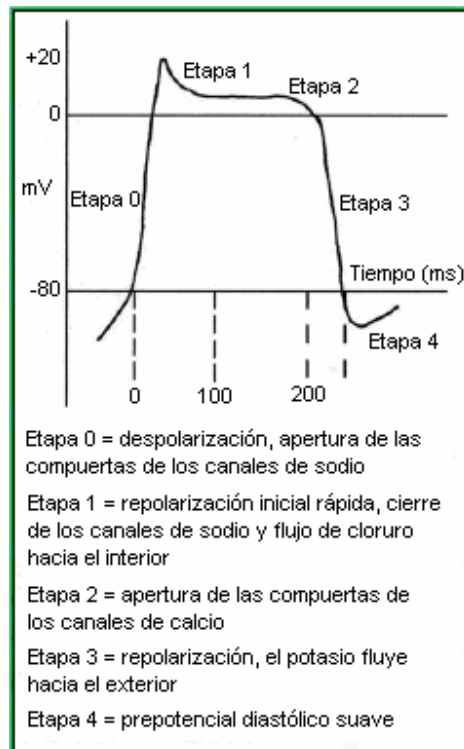
Figura A.10. Derivaciones precordiales



En la figura 11, se muestran las señales de los potenciales en las células y sus etapas. Estas, no se parecen a las señales de un sensor ECG, debido a que las señales eléctricas se dispersan a diversas partes del cuerpo de diversas maneras. Esta es la razón por la cual, el número de derivaciones en un sensor ECG es importante. Diversas formas de enfermedades se pueden diagnosticar de acuerdo a diferentes derivaciones. La derivación más común es la derivación I (DI), que se

define como la diferencia de potencial entre los brazos derechos e izquierdo y es la que se representa en este sensor.

Figura A.11. El impulso eléctrico del corazón.



El campo de la despolarización en el corazón, es un vector que altera su dirección y magnitud durante el ciclo cardíaco. La colocación de los electrodos en la superficie de un paciente, determina la vista de ese vector en función del tiempo. Idealmente los electrodos son colocados en las muñecas y en los tobillos por conveniencia para el sujeto al que se le mide ECG. Para que el registro de ECG funcione apropiadamente se requiere un punto referencial de tierra en el cuerpo. Este punto de tierra se obtiene desde un electrodo colocado sobre el tobillo derecho. El esquema más utilizado de la colocación de los electrodos se muestra en la figura 8.

El estándar para diagnósticos de ECG es de doce derivaciones, no obstante, en el caso de un equipo más portátil y fácil de usar, se puede utilizar solo una derivación (generalmente DI), con ésta, un médico puede determinar la sincronización relativa de las contracciones de las aurículas y de los ventrículos y determinar la amplitud relativa de la despolarización y de la repolarización auro-ventricular, con lo cual, puede diagnosticar las enfermedades más comunes, tales como las arritmias cardiacas o un futuro paro cardiaco.

A.7. ELECTRODOS

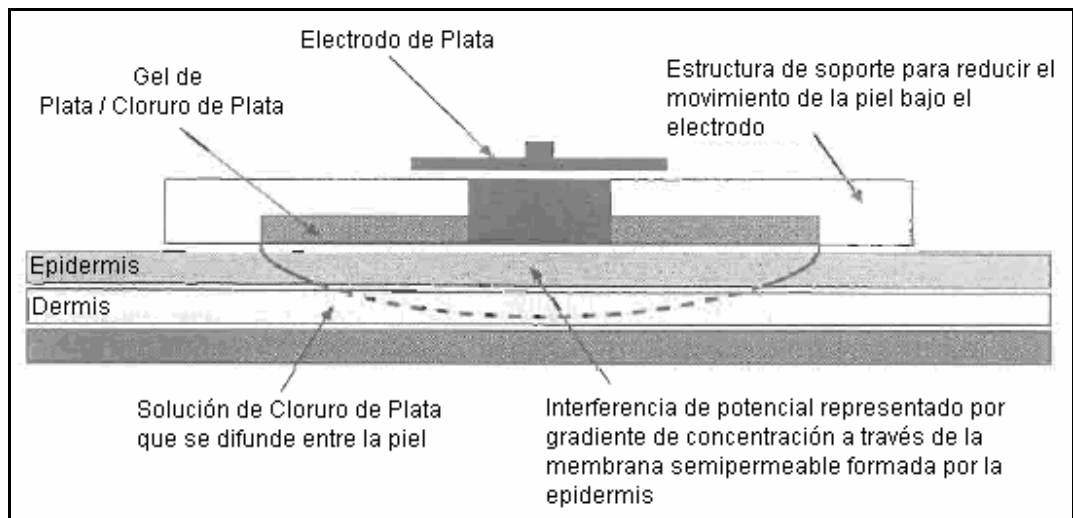
Los electrodos para biopotenciales, convierten corrientes iónicas (únicas presentes en los tejidos vivos) en corrientes de electrones (las únicas que pueden circular por los conductores metálicos). Esto, se contrapone con la idea equivocada de que los electrodos son simples puntos de contacto. Debido a que el cuerpo humano (en línea general) es un gel conductor, es posible utilizar pares de electrodos para extraer los vectores resultantes del movimiento del frente del potencial de acción. Ésta es la llave de la eficacia de la señal ECG.

Colocando los electrodos en la piel de un paciente, en localizaciones particulares, es posible extraer la información útil sobre la funcionalidad del corazón, para lo cual, se deben tener en cuenta aspectos importantes, tales como, que la resistencia de la piel de un paciente puede variar entre 100Ω y $2M\Omega$, dependiendo de su condición o que la resistencia de la piel es afectada altamente por la humedad, si el paciente transpira, la resistencia en el punto de medida disminuye drásticamente. Adicionalmente, la piel del paciente contiene sales minerales, por lo tanto, para mantener una interfaz de baja impedancia con el paciente, los electrodos se utilizan con una solución de sal – metal, esto asegura

que la piel este húmeda y la resistencia sea estable y baja, debido a que la interfaz sal - metal crea un interfaz estable iónicamente.

La epidermis, es una membrana semipermeable, así que si un electrodo de cloruro de plata se coloca sobre la piel, los iones de cloruro y los iones de plata pueden impregnar la membrana, de manera que, se puede desarrollar una diferencia de potencial a través de la epidermis. Un diagrama esquemático de un electrodo se muestra en la figura 12. Cualquier movimiento del electrodo en la piel, puede generar señales; por lo tanto, el electrodo es diseñado para mantener un contacto plano uniforme bajo el cual ningún movimiento ocurra.

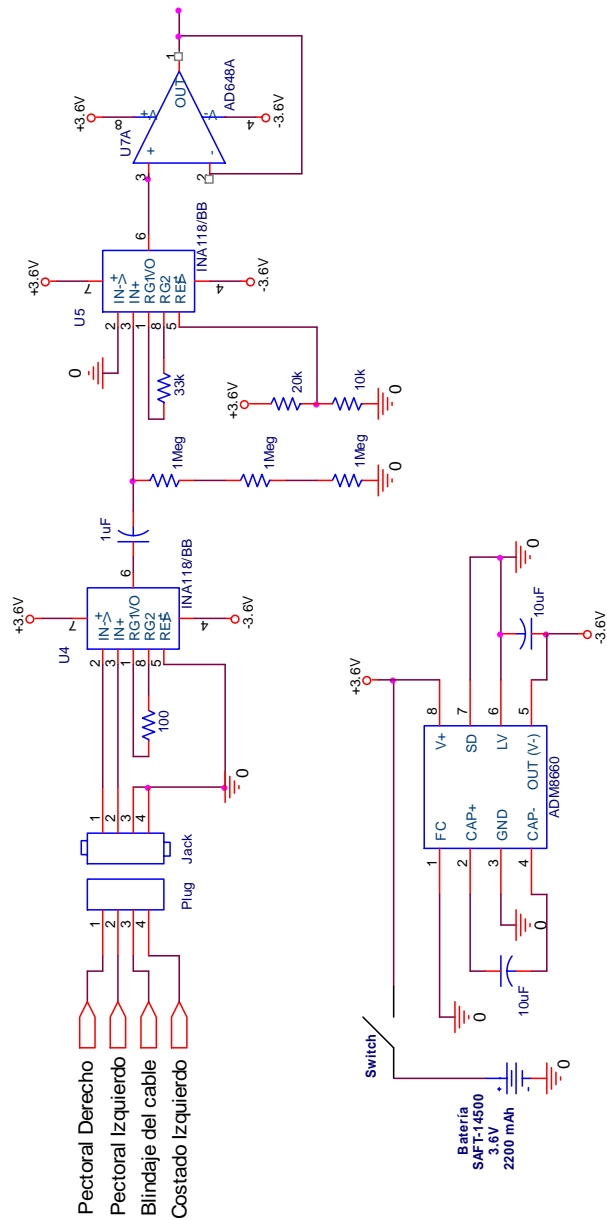
Figura A.12. Electrodo para biopotenciales

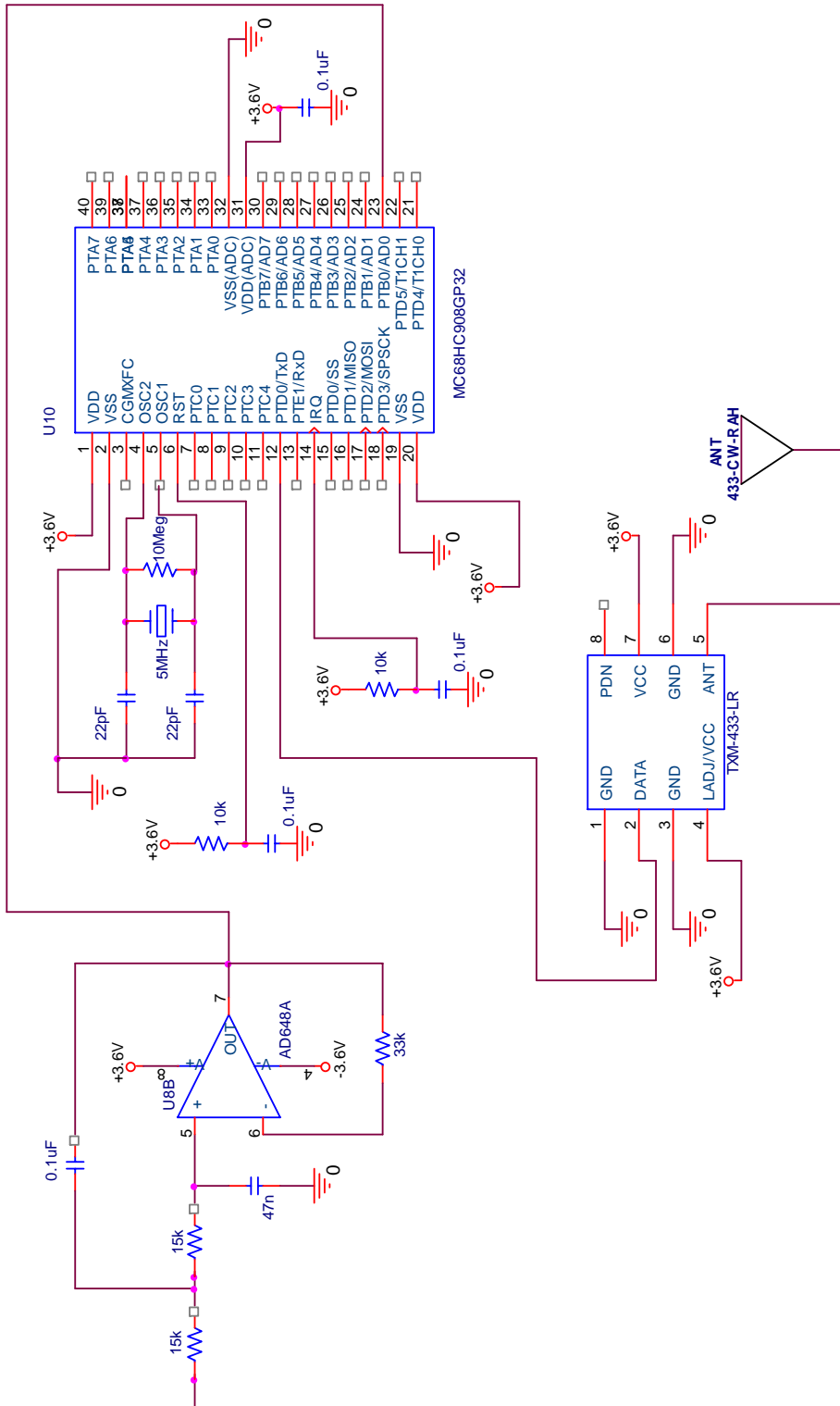


ANEXO B

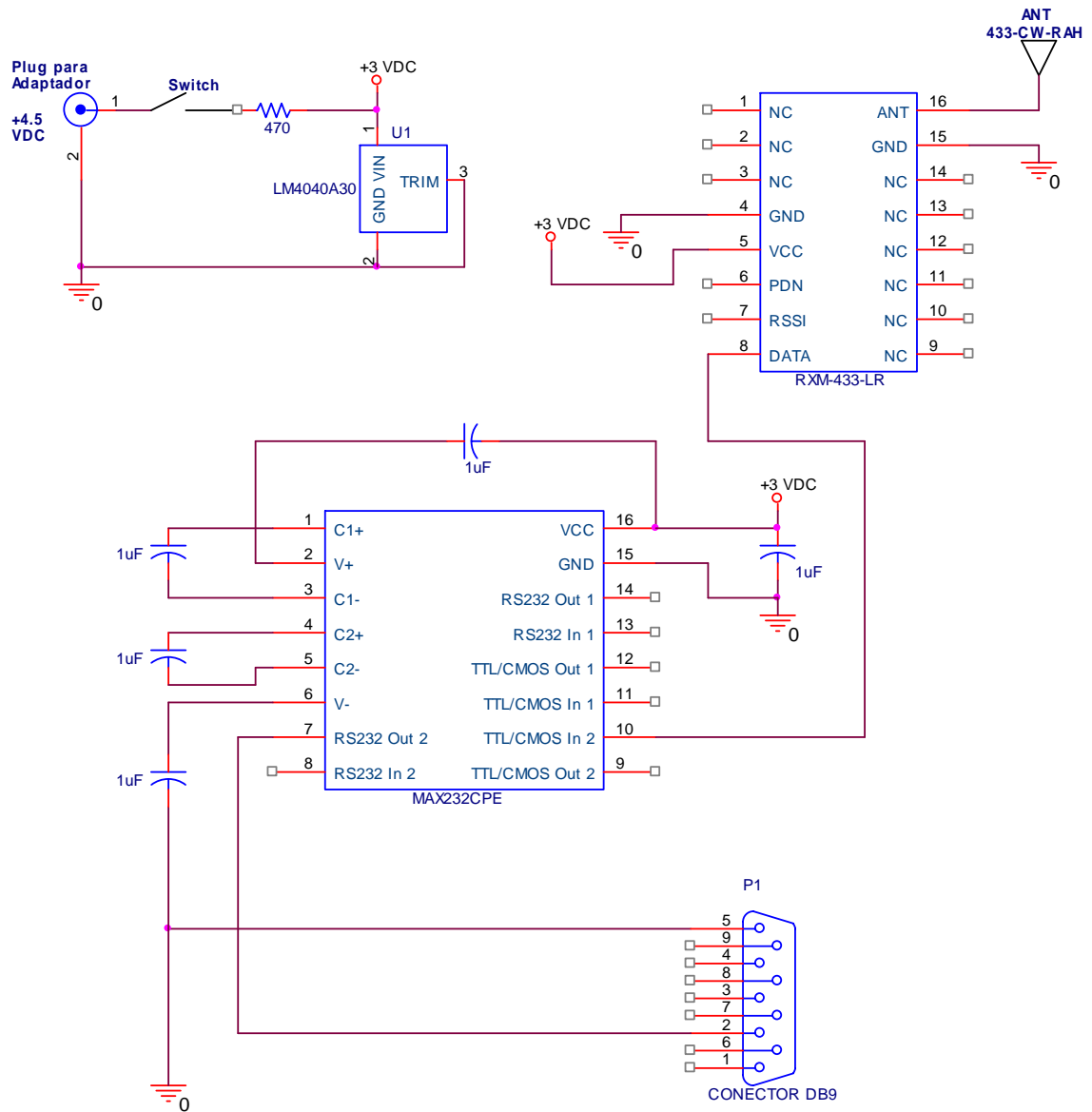
DISPOSITIVO FINAL

B.1. ESQUEMA DE HARDWARE DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN



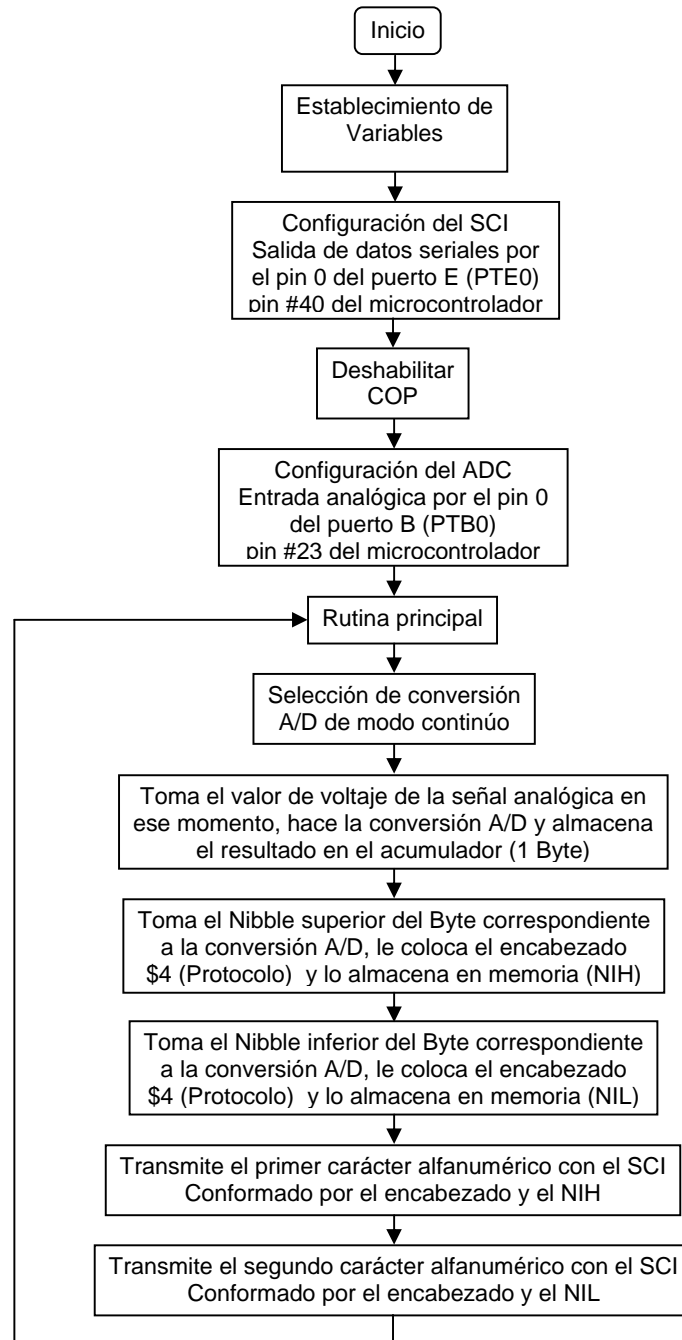


B.1.2 ESQUEMA DE HARDWARE DE LA TARJETA DE RECEPCIÓN Y COMUNICACIÓN CON EL PC



ANEXO C PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR

C.1 DIAGRAMA DE FLUJO



C.2. PROGRAMA EN ASSEMBLER

```
$include 'C:\pemicro\ics08gpgtz\gpgtregs.inc'

FLASH_START_GP32      EQU    $8000
RESET_VEC              EQU    $FFFE
COCO.                  EQU    7      ;Bandera de conversión completa en el ADSCR
ADIV0.                 EQU    5      ;Bit de division por 2 del reloj de entrada al ADC
ADIV1.                 EQU    6      ;Bit de division por 4 del reloj de entrada al ADC
COPD                   EQU    0
NIH                    EQU    $0040
NIL                    EQU    $0041

                        ORG    FLASH_START_GP32

inicio:

;-----*
;                               CONFIGURACION DEL SCI
;-----*
      MOV    #$01,CONFIG2      ;SCI Usa reloj interno bus de datos como fuente de reloj
      MOV    #%00000001,SCBR   ;Selecciona 9600 Baudios con un reloj de 2.4576MHz
      MOV    #%01000000,SCC1   ;Activa SCI y el Baud Rate Generator, 8 bits sin paridad
      MOV    #%00001000,SCC2   ;Activa el Transmisor, desactiva el Receptor
;-----*

      BSET   COPD,CONFIG1      ;Deshabilita el COP
      mov    #%01100000,ADCLK  ;El PCB utiliza un cristal de 8 MHz por lo que el
                                ;el reloj de entrada al ADC se divide entre 8 para
                                ;obtener el valor recomendado de 1 MHz.

      bclr  0,DDRB              ;PTB0 como entrada al microcontrolador

main:  clra

      ora    #%00100000        ;PTB0 como entrada al ADC; Aca ira la señal analógica
      sta    ADSCR              ;Conversión en modo continuo

      brclr  COCO.,ADSCR,*     ;Borra el bit COCO al leer el registro ADR
                                ;Acá se realiza la conversión

      mov    #%00011111,ADSCR  ;Después de obtenerla se apaga el ADC
      LDA    ADR                ;Guarda en el acumulador la medida del ADC
      TAX                    ;Envía el acumulador al registro X para realizar el
                                ;protocolo de transmisión de caracteres ASCII
```

```

AND    #$F0           ;Toma el nibble superior
LSRA                   ;
LSRA                   ;Lo corre a la derecha 4 posiciones para poder
LSRA                   ;colocar el encabezado 40
LSRA
ORA    #$40           ;Le coloca el encabezado $4
STA    NIH            ;Lo guarda en el registro NIH o memoria $023E

TXA                   ;Carga en el acumulador el registro Highbyte
AND    #0F            ;Toma el nibble inferior
ORA    #$40           ;Le coloca el encabezado $4
STA    NIL            ;Lo guarda en el registro NIHL o memoria $023F

LDA    SCS1           ;Condicion para borrar el bit vacio SCI Tx e
                    ;iniciar la transmision con el SCI

MOV    NIH,SCDR       ;Envia el nibble alto del byte alto
BRCLR  7,SCS1,*       ;Espera la Tx

MOV    NIL,SCDR       ;Envia el nibble bajo del byte alto
BRCLR  7,SCS1,*       ;Espera la Tx

CLRX                   ;Borra el registro X
BRA    main           ;Vuelve a la rutina principal

ORG    RESET_VEC
DW     inicio

```

ANEXO D

HOJAS DE DATOS DE LOS DISPOSITIVOS UTILIZADOS

D.1. INVERSOR DE VOLTAJE ADM8660 DE ANALOG DEVICES



CMOS Switched-Capacitor Voltage Converters

ADM660/ADM8660

FEATURES

ADM660: Inverts or Doubles Input Supply Voltage
ADM8660: Inverts Input Supply Voltage
100 mA Output Current
Shutdown Function (ADM8660)
2.2 μ F or 10 μ F Capacitors
0.3 V Drop at 30 mA Load
+1.5 V to +7 V Supply
Low Power CMOS: 600 μ A 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 $V_{OUT} = -V_{IN}$ or double it (ADM660 only) giving $V_{OUT} = 2 \times V_{IN}$. 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.

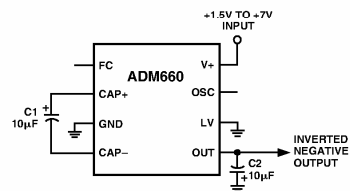
A Frequency Control (FC) input pin is used to select either 25 kHz or 120 kHz charge-pump operation. This is used to optimize capacitor size and quiescent current. With 25 kHz selected, a 10 μ F external capacitor is suitable, while with 120 kHz the capacitor may be reduced to 2.2 μ F. The oscillator 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.

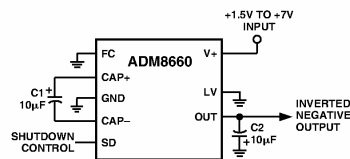
REV. B

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 that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective companies.

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-lead 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		
R-8	Y	Y
N-8	Y	Y
RU-16	Y	N

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 www.analog.com
 Fax: 781/326-8703 © 2002 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

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

Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Test Conditions/Comments
Input Voltage, V+	3.5 1.5 2.5		7.0 7.0 7.0	V V V	R _L = 1 k Ω Inverting Mode, LV = Open Inverting Mode, LV = GND Doubling Mode, LV = OUT
Supply Current		0.6 2.5	1 4.5	mA mA	No Load FC = Open (ADM660), GND (ADM8660) FC = V+, LV = Open
Output Current	100			mA	
Output Resistance (ADM660)		9	15	Ω	I _L = 100 mA
Output Resistance (ADM8660)		9	15	Ω	I _L = 100 mA, T _A = 25°C
Output Resistance (ADM8660)			16.5	Ω	I _L = 100 mA, T _A = -40°C to +85°C
Charge-Pump Frequency		25 120		kHz kHz	FC = Open (ADM660), GND (ADM8660) FC = V+
OSC Input Current		± 5 ± 25		μ A μ A	FC = Open (ADM660), GND (ADM8660) FC = V+
Power Efficiency (FC = Open) (ADM660)	90	94		%	R _L = 1 k Ω Connected from V+ to OUT
Power Efficiency (FC = Open) (ADM8660)	90	94		%	R _L = 1 k Ω Connected from V+ to OUT, T _A = +25°C
Power Efficiency (FC = Open) (ADM8660)	88.5			%	R _L = 1 k Ω Connected from V+ to OUT, T _A = -40°C to +85°C
Power Efficiency (FC = Open) (ADM660)	90	93		%	R _L = 500 Ω Connected from OUT to GND
Power Efficiency (FC = Open) (ADM8660)	90	93		%	R _L = 500 Ω Connected from OUT to GND, T _A = +25°C
Power Efficiency (FC = Open) (ADM8660)	88.5			%	R _L = 500 Ω Connected from OUT to GND, T _A = -40°C to +85°C
Power Efficiency (FC = Open)		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		0.8	V V	SHDN High = Disabled SHDN Low = Enabled
Shutdown Exit Time		500		μ s	I _L = 100 mA

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

Specifications subject to change without notice.

ADM660/ADM8660

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	R-8
ADM660ARU	-40°C to +85°C	RU-16
ADM8660AN	-40°C to +85°C	N-8
ADM8660AR	-40°C to +85°C	R-8

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

CAUTION

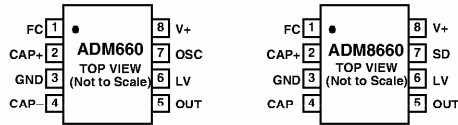
ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the ADM660/ADM8660 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



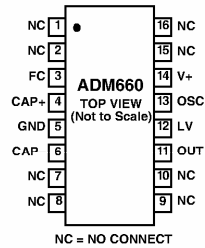
ADM660/ADM8660

PIN CONNECTIONS

8-Lead



16-Lead



PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Inverter Configuration

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.
CAP+	Positive Charge-Pump Capacitor Terminal.
GND	Power Supply Ground.
CAP-	Negative Charge-Pump Capacitor Terminal.
OUT	Output, Negative Voltage.
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.
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.
SD	ADM8660: Shutdown Control Input. This input, when high, is used to disable the charge pump thereby reducing the power consumption.
V+	Positive Power Supply Input.

Doubler Configuration (ADM660 Only)

Mnemonic	Function
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.
GND	Positive Input Supply.
CAP-	Negative Charge-Pump Capacitor Terminal.
OUT	Ground.
LV	Low Voltage Operation Input. Connect to OUT.
OSC	Must be left unconnected in this mode.
V+	Doubled Positive Output.

D.2. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN INA118 DE BURR BROWN

INA118

Precision, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- LOW OFFSET VOLTAGE: 50µV max
- LOW DRIFT: 0.5µV/°C max
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 5nA max
- HIGH CMR: 110dB min
- INPUTS PROTECTED TO ±40V
- WIDE SUPPLY RANGE: ±1.35 to ±18V
- LOW QUIESCENT CURRENT: 350µA
- 8-PIN PLASTIC DIP, SO-8

DESCRIPTION

The INA118 is a low power, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth even at high gain (70kHz at G = 100).

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to ±40V without damage.

The INA118 is lasertrimmed for very low offset voltage (50µV), drift (0.5µV/°C) and high common-mode rejection (110dB at G = 1000). It operates with power supplies as low as ±1.35V, and quiescent current is only 350µA—ideal for battery operated systems.

The INA118 is available in 8-pin plastic DIP, and SO-8 surface-mount packages, specified for the -40°C to +85°C temperature range.

APPLICATIONS

- BRIDGE AMPLIFIER
- THERMOCOUPLE AMPLIFIER
- RTD SENSOR AMPLIFIER
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION

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/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

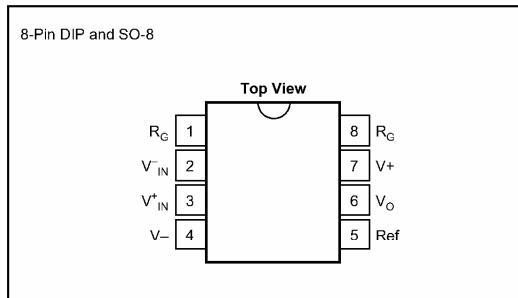
At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA118PB, UB			INA118P, U			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT								
Offset Voltage, RTI Initial	$T_A = +25^\circ\text{C}$		$\pm 10 \pm 50/\text{G}$	$\pm 50 \pm 500/\text{G}$		$\pm 25 \pm 100/\text{G}$	$\pm 125 \pm 1000/\text{G}$	μV
vs Temperature	$T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX}		$\pm 0.2 \pm 2/\text{G}$	$\pm 0.5 \pm 20/\text{G}$		$\pm 0.2 \pm 5/\text{G}$	$\pm 1 \pm 20/\text{G}$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Power Supply	$V_S = \pm 1.35\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$		$\pm 1 \pm 10/\text{G}$	$\pm 5 \pm 100/\text{G}$		*	$\pm 10 \pm 100/\text{G}$	$\mu\text{V}/\text{V}$
Long-Term Stability			$\pm 0.4 \pm 5/\text{G}$			*		$\mu\text{V}/\text{mo}$
Impedance, Differential			$10^{10} \parallel 1$			*		$\Omega \parallel \text{pF}$
Common-Mode			$10^{10} \parallel 4$			*		$\Omega \parallel \text{pF}$
Linear Input Voltage Range		$(V+) - 1$ $(V-) + 1.1$	$(V+) - 0.65$ $(V-) + 0.95$		*	*		V
Safe Input Voltage				± 40	*	*	*	V
Common-Mode Rejection	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{V}$, $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$						*	V
	G = 1	80	90		73	*		dB
	G = 10	97	110		89	*		dB
	G = 100	107	120		98	*		dB
	G = 1000	110	125		100	*		dB
BIAS CURRENT			± 1	± 5		*	± 10	nA
vs Temperature			± 40			*		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
OFFSET CURRENT			± 1	± 5		*	± 10	nA
vs Temperature			± 40			*		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
NOISE VOLTAGE, RTI	G = 1000, $R_S = 0\Omega$					*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 10Hz			11			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 100Hz			10			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 1kHz			10			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_b = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz			0.28			*		$\mu\text{Vp-p}$
Noise Current						*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 10Hz			2.0			*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
f = 1kHz			0.3			*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_b = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz			80			*		pAp-p
GAIN						*		V/V
Gain Equation		1	$1 + (50\text{k}\Omega/R_G)$	10000	*	*	*	V/V
Range of Gain	G = 1		± 0.01	± 0.024		*	± 0.1	%
Gain Error	G = 10		± 0.02	± 0.4		*	± 0.5	%
	G = 100		± 0.05	± 0.5		*	± 0.7	%
	G = 1000		± 0.5	± 1		*	± 2	%
Gain vs Temperature	G = 1		± 1	± 10		*	± 10	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
50k Ω Resistance ⁽¹⁾			± 25	± 100		*	*	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
Nonlinearity	G = 1		± 0.0003	± 0.001		*	± 0.002	% of FSR
	G = 10		± 0.0005	± 0.002		*	± 0.004	% of FSR
	G = 100		± 0.0005	± 0.002		*	± 0.004	% of FSR
	G = 1000		± 0.002	± 0.01		*	± 0.02	% of FSR
OUTPUT						*		V
Voltage: Positive	$R_L = 10\text{k}\Omega$	$(V+) - 1$	$(V+) - 0.8$		*	*		V
Negative	$R_L = 10\text{k}\Omega$	$(V-) + 0.35$	$(V-) + 0.2$		*	*		V
Single Supply High	$V_S = +2.7\text{V}/0\text{V}^{(2)}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$	1.8	2.0		*	*		V
Single Supply Low	$V_S = +2.7\text{V}/0\text{V}^{(2)}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$	60	35		*	*		mV
Load Capacitance Stability			1000			*		pF
Short Circuit Current			+5/-12			*		mA
FREQUENCY RESPONSE						*		
Bandwidth, -3dB	G = 1		800			*		kHz
	G = 10		500			*		kHz
	G = 100		70			*		kHz
	G = 1000		7			*		kHz
Slew Rate	$V_O = \pm 10\text{V}$, G = 10		0.9			*		V/ μs
Settling Time, 0.01%	G = 1		15			*		μs
	G = 10		15			*		μs
	G = 100		21			*		μs
	G = 1000		210			*		μs
Overload Recovery	50% Overdrive		20			*		μs
POWER SUPPLY						*		V
Voltage Range	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$	± 1.35	± 15	± 18	*	*	*	V
Current			± 350	± 385		*	*	μA
TEMPERATURE RANGE						*		$^\circ\text{C}$
Specification		-40		85	*		*	$^\circ\text{C}$
Operating		-40		125	*		*	$^\circ\text{C}$
θ_{JA}			80			*		$^\circ\text{C}/\text{W}$

* Specification same as INA118PB, UB.

NOTE: (1) Temperature coefficient of the "50k Ω " term in the gain equation. (2) Common-mode input voltage range is limited. See text for discussion of low power supply and single power supply operation.

PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	±18V
Analog Input Voltage Range	±40V
Output Short-Circuit (to ground)	Continuous
Operating Temperature	-40°C to +125°C
Storage Temperature	-40°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

ORDERING INFORMATION

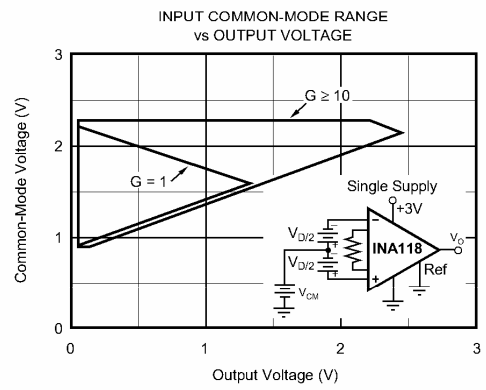
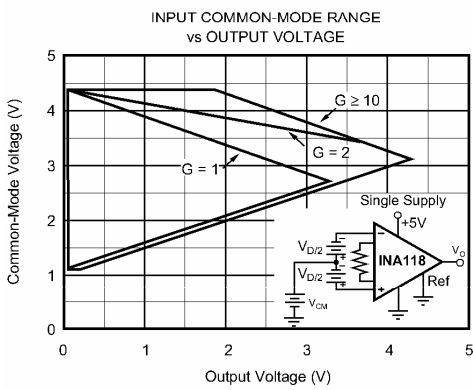
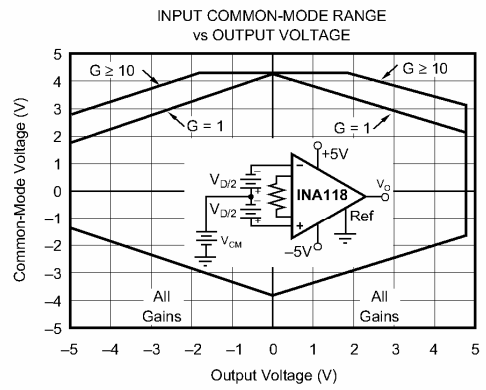
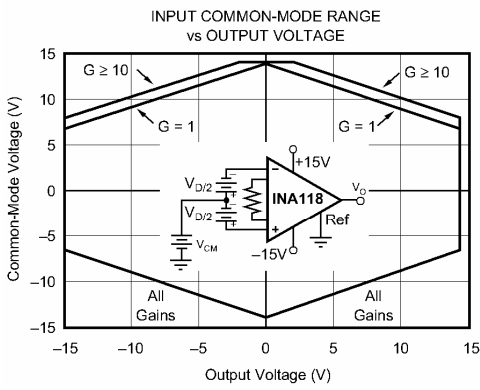
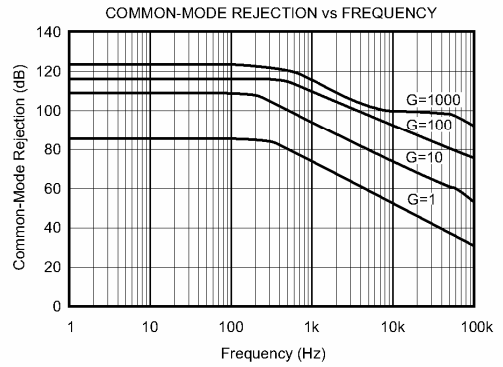
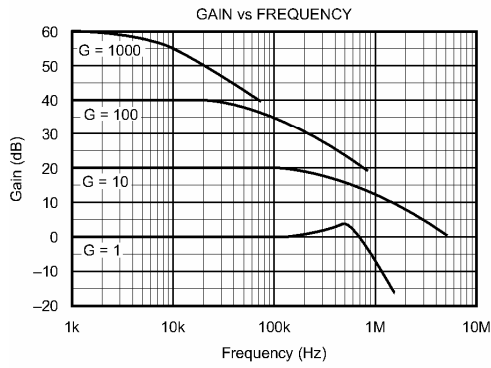
PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
INA118P	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA118PB	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA118U	SO-8 Surface-Mount	182	-40°C to +85°C
INA118UB	SO-8 Surface-Mount	182	-40°C to +85°C

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

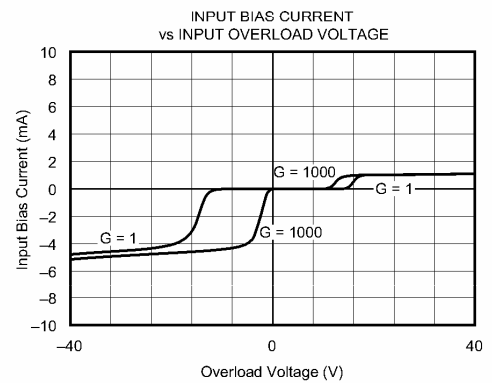
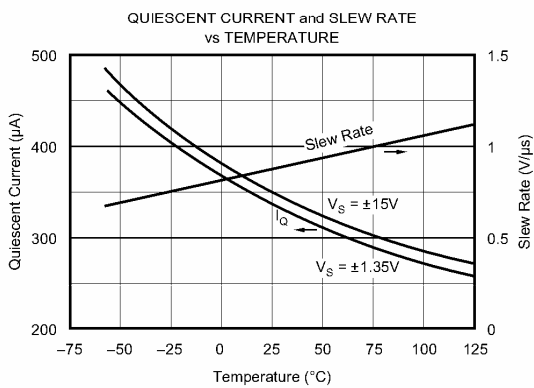
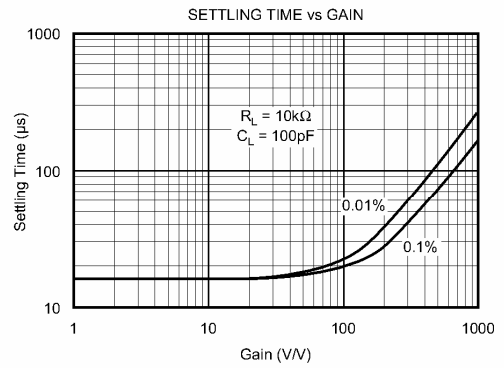
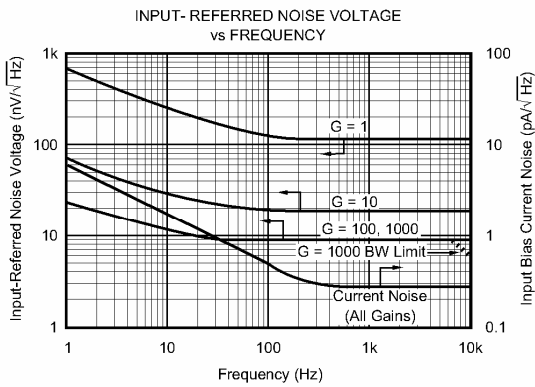
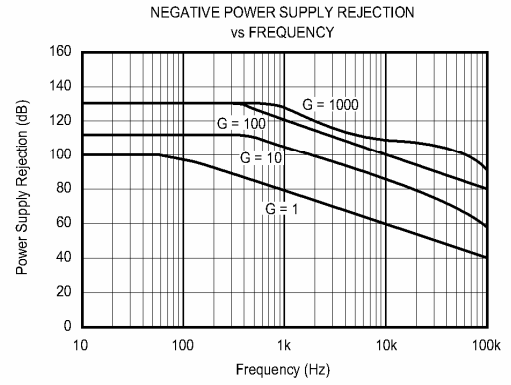
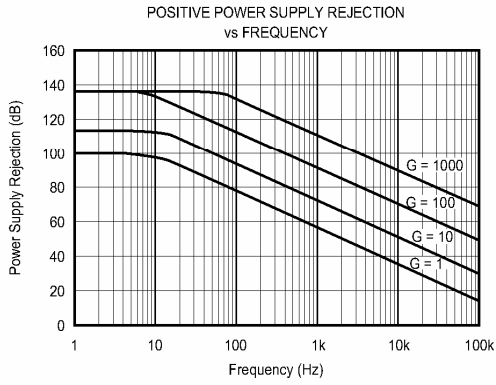
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



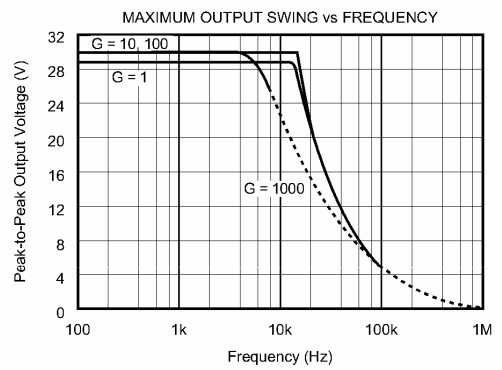
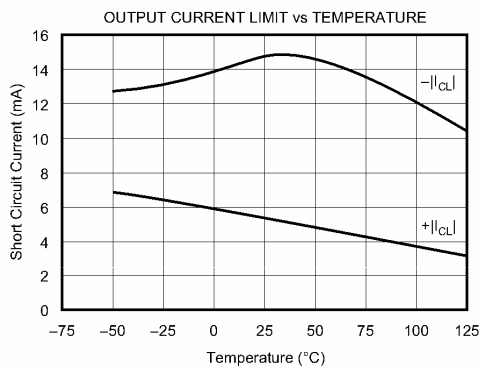
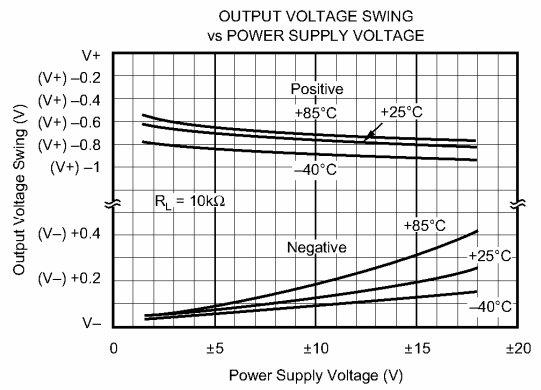
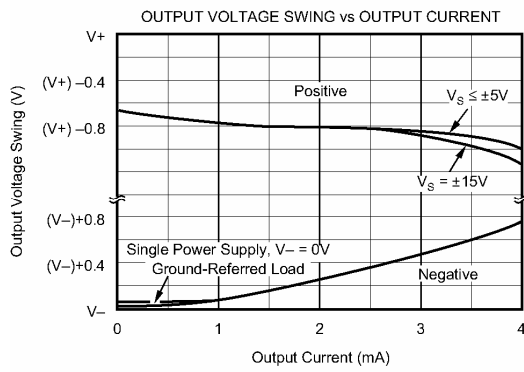
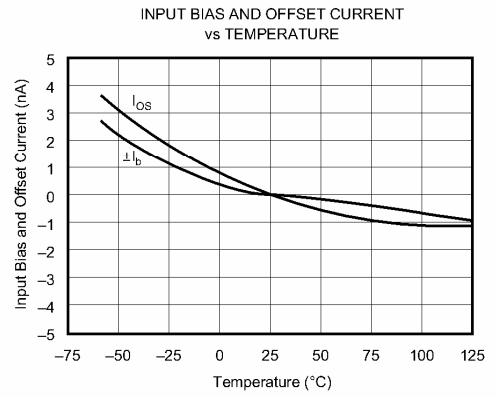
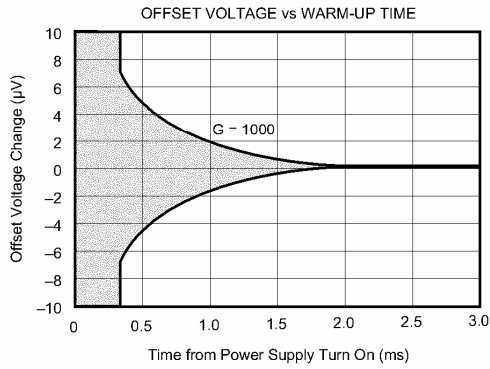
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



D.3. AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC33502 DE MOTOROLA



MOTOROLA

Advance Information

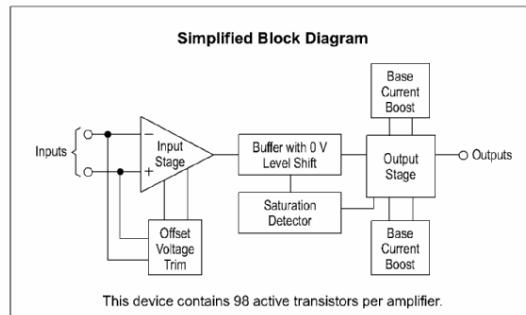
One Volt SMARTMOS™ Rail-to-Rail Dual Operational Amplifier

The MC33502 operational amplifier provides rail-to-rail operation on both the input and output. The output can swing within 50 mV of each rail. This rail-to-rail operation enables the user to make full use of the entire supply voltage range available. It is designed to work at very low supply voltages (1.0 V and ground), yet can operate with a supply of up to 7.0 V and ground. Output current boosting techniques provide high output current capability while keeping the drain current of the amplifier to a minimum.

- Low Voltage, Single Supply Operation (1.0 V and Ground to 7.0 V and Ground)
- High Input Impedance: Typically 40 fA Input Current
- Typical Unity Gain Bandwidth @ 5.0 V = 5.0 MHz, @ 1.0 V = 4.0 MHz
- High Output Current ($I_{SC} = 50 \text{ mA @ } 5.0 \text{ V, } 10 \text{ mA @ } 1.0 \text{ V}$)
- Output Voltage Swings within 50 mV of Both Rails @ 1.0 V
- Input Voltage Range Includes Both Supply Rails
- High Voltage Gain: 100 dB Typical @ 1.0 V
- No Phase Reversal on the Output for Over-Driven Input Signals
- Input Offset Trimmed to 0.5 mV Typical
- Low Supply Current ($I_D = 1.2 \text{ mA/per Amplifier, Typical}$)
- 600 Ω Drive Capability
- Extended Operating Temperature Range (-40 to 105°C)

APPLICATIONS

- Single Cell NiCd/Ni MH Powered Systems
- Interface to DSP
- Portable Communication Devices
- Low Voltage Active Filters
- Telephone Circuits
- Instrumentation Amplifiers
- Audio Applications
- Power Supply Monitor and Control
- Compatible with VCX Logic



This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

Order this document by MC33502/D

MC33502

LOW VOLTAGE RAIL-TO-RAIL DUAL OPERATIONAL AMPLIFIER

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

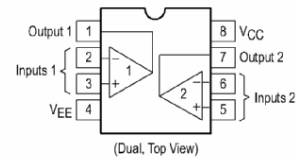


P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC33502P	$T_A = -40^\circ \text{ to } +105^\circ \text{C}$	Plastic DIP
MC33502D		SO-8

© Motorola, Inc. 1988

Rev 0

MC33502

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage (V_{CC} to V_{EE})	V_S	7.0	V
ESD Protection Voltage at any Pin Human Body Model	V_{ESD}	2000	V
Voltage at Any Device Pin	V_{DP}	$V_S \pm 0.3$	V
Input Differential Voltage Range	V_{IDR}	V_{CC} to V_{EE}	V
Common Mode Input Voltage Range	V_{CM}	V_{CC} to V_{EE}	V
Output Short Circuit Duration	t_S	(Note 1)	s
Maximum Junction Temperature	T_J	150	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to 150	°C
Maximum Power Dissipation	P_D	(Note 1)	mW

NOTES: 1. Power dissipation must be considered to ensure maximum junction temperature (T_J) is not exceeded.

2. ESD data available upon request.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0$ V, $V_{EE} = 0$ V, $V_{CM} = V_O = V_{CC}/2$, R_L to $V_{CC}/2$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Input Offset Voltage ($V_{CM} = 0$ to V_{CC}) $V_{CC} = 1.0$ V $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ$ to 105°C $V_{CC} = 3.0$ V $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ$ to 105°C $V_{CC} = 5.0$ V $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ$ to 105°C	V_{IO}	-5.0 -7.0	0.5 -	5.0 7.0	mV
Input Offset Voltage Temperature Coefficient ($R_S = 50 \Omega$) $T_A = -40^\circ$ to 105°C	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	8.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current ($V_{CC} = 1.0$ to 5.0 V)	$ I_{IB} $	-	40	-	fA
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR}	V_{EE}	-	V_{CC}	V
Large Signal Voltage Gain $V_{CC} = 1.0$ V ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 1.0 \text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 3.0$ V ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 1.0 \text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 5.0$ V ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 1.0 \text{ k}\Omega$	A_{VOL}	25 5.0	100 50	- -	kV/V

MC33502

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = 0\text{ V}$, $V_{CM} = V_O = V_{CC}/2$, R_L to $V_{CC}/2$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

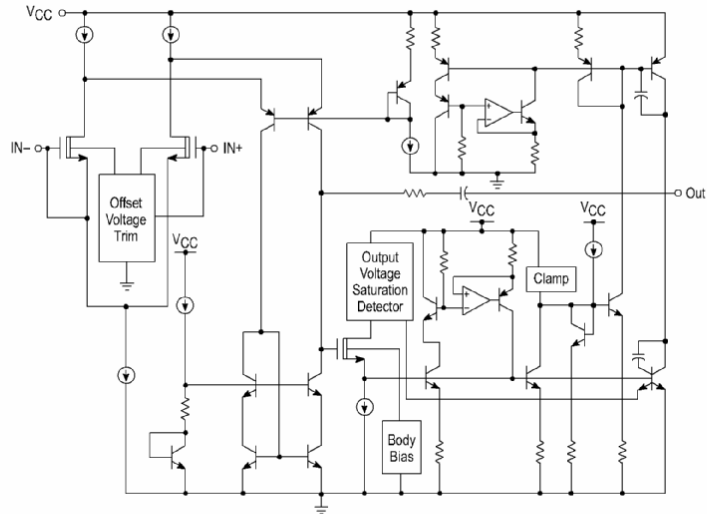
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage Swing, High ($V_{ID} = \pm 0.2\text{ V}$) $V_{CC} = 1.0\text{ V}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 1.0\text{ V}$ ($T_A = -40^\circ$ to 105°C) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 3.0\text{ V}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 3.0\text{ V}$ ($T_A = -40^\circ$ to 105°C) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ ($T_A = -40^\circ$ to 105°C) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$	V_{OH}	0.9 0.85	0.95 0.88	– –	V
Output Voltage Swing, Low ($V_{ID} = \pm 0.2\text{ V}$) $V_{CC} = 1.0\text{ V}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 1.0\text{ V}$ ($T_A = -40^\circ$ to 105°C) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 3.0\text{ V}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 3.0\text{ V}$ ($T_A = -40^\circ$ to 105°C) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ ($T_A = -40^\circ$ to 105°C) $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 600\ \Omega$	V_{OL}	0.05 0.1	0.02 0.05	– –	V
Common Mode Rejection ($V_{in} = 0$ to 5.0 V)	CMR	60	75	–	dB
Power Supply Rejection Ratio $V_{CC}/V_{EE} = 5.0\text{ V/Ground}$ to 3.0 V/Ground	V_{OL}	60	75	–	$\mu\text{V/V}$
Output Short Circuit Current ($V_{in}\text{ Diff} = \pm 1.0\text{ V}$) $V_{CC} = 1.0\text{ V}$ Source Sink $V_{CC} = 3.0\text{ V}$ Source Sink $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ Source Sink	I_{SC}	6.0 10	13 13	26 26	mA
Power Supply Current (Per Amplifier, $V_O = 0\text{ V}$) $V_{CC} = 1.0\text{ V}$ $V_{CC} = 3.0\text{ V}$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ $V_{CC} = 1.0\text{ V}$ ($T_A = -40$ to 105°C) $V_{CC} = 3.0\text{ V}$ ($T_A = -40$ to 105°C) $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ ($T_A = -40$ to 105°C)	I_D	–	1.2 1.5 1.85	1.75 2.0 2.25	mA

MC33502

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = 0\text{ V}$, $V_{CM} = V_O = V_{CC}/2$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Slew Rate ($V_S = \pm 2.5\text{ V}$, $V_O = -2.0\text{ to }2.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $A_V = 1.0$) Positive Slope Negative Slope	SR	2.0 2.0	3.0 3.0	6.0 6.0	V/ μs
Unity Gain Bandwidth $V_{CC} = 1.0\text{ V}$ $V_{CC} = 3.0\text{ V}$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$	BW	3.0 3.5 4.0	4.0 4.5 5.0	6.0 7.0 8.0	MHz
Gain Margin ($R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 0\text{ pF}$)	A_m	–	6.5	–	dB
Phase Margin ($R_L = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 0\text{ pF}$)	ϕ_m	–	60	–	Deg
Channel Separation ($f = 1.0\text{ Hz to }20\text{ kHz}$, $R_L = 600\ \Omega$)	CS	–	120	–	dB
Power Bandwidth ($V_O = 4.0\text{ V}_{pp}$, $R_L = 1.0\text{ k}\Omega$, THD $\leq 1.0\%$)	BW _P	–	200	–	kHz
Total Harmonic Distortion ($V_O = 4.5\text{ V}_{pp}$, $R_L = 600\ \Omega$, $A_V = 1.0$) $f = 1.0\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$	THD	– –	0.004 0.01	– –	%
Differential Input Resistance ($V_{CM} = 0\text{ V}$)	R_{in}	–	>1.0	–	terra Ω
Differential Input Capacitance ($V_{CM} = 0\text{ V}$)	C_{in}	–	2.0	–	pF
Equivalent Input Noise Voltage ($V_{CC} = 1.0\text{ V}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $R_S = 100\ \Omega$) $f = 1.0\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$	e_n	– –	30 60	– –	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Figure 1. Representative Block Diagram



D.4. MICROCONTROLADOR MC68HC908GP32CP DE FREESCALE

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

1. No security feature is absolutely secure. However, Motorola's strategy is to make reading or copying the FLASH difficult for unauthorized users.

- 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

General Description

- 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

1.4 MCU Block Diagram

Figure 1-1 shows the structure of the MC68HC908GP32. Text in parentheses within a module block indicates the module name. Text in parentheses next to a signal indicates the module which uses the signal.

General Description

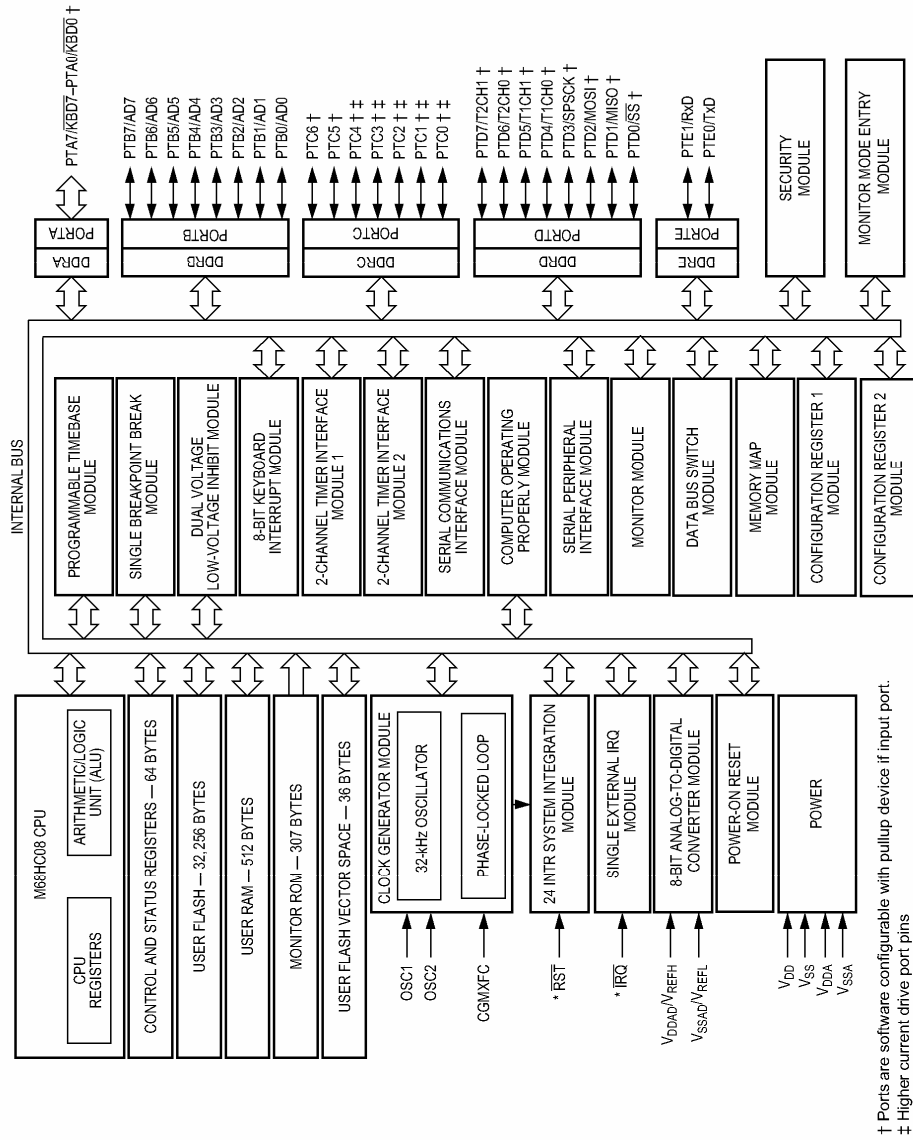
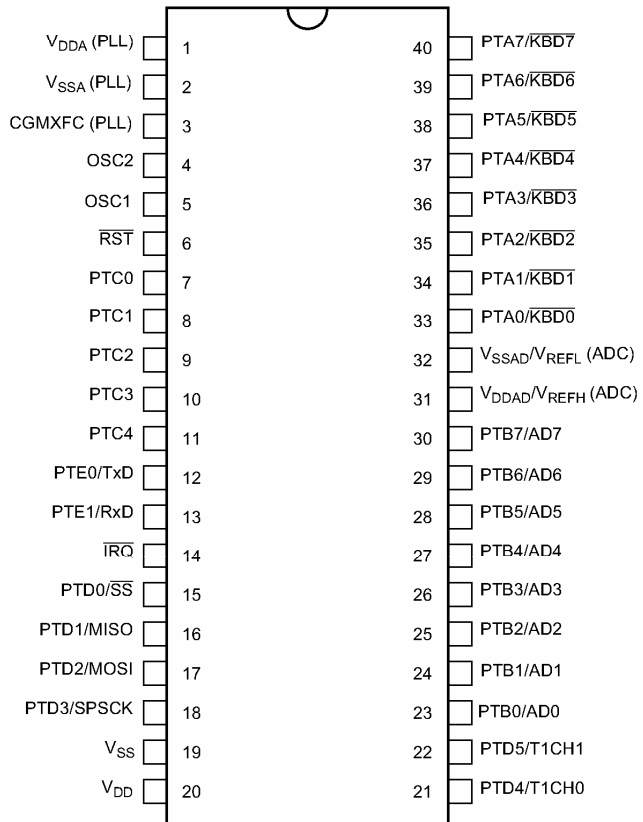


Figure 1-1. MCU Block Diagram

1.5 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

Figure 1-2. 40-Pin PDIP Pin Assignments

Section 2. Memory Map

2.1 Contents

2.2	Introduction	43
2.3	Unimplemented Memory Locations	43
2.4	Reserved Memory Locations	44
2.5	Input/Output (I/O) Section	44

2.2 Introduction

The CPU08 can address 64 Kbytes of memory space. The memory map, shown in **Figure 2-1**, includes:

- 32,256 bytes of user FLASH memory
- 512 bytes of random-access memory (RAM)
- 36 bytes of user-defined vectors
- 307 bytes of monitor ROM

2.3 Unimplemented Memory Locations

Accessing an unimplemented location can cause an illegal address reset. In the memory map (**Figure 2-1**) and in register figures in this document, unimplemented locations are shaded.

2.4 Reserved Memory Locations

Accessing a reserved location can have unpredictable effects on MCU operation. In the **Figure 2-1** and in register figures in this document, reserved locations are marked with the word Reserved or with the letter R.

2.5 Input/Output (I/O) Section

Most of the control, status, and data registers are in the zero page area of \$0000–\$003F. Additional I/O registers have these addresses:

- \$FE00; SIM break status register, SBSR
- \$FE01; SIM reset status register, SRSR
- \$FE02; reserved, SUBAR
- \$FE03; SIM break flag control register, SBFCR
- \$FE04; interrupt status register 1, INT1
- \$FE05; interrupt status register 2, INT2
- \$FE06; interrupt status register 3, INT3
- \$FE07; reserved
- \$FE08; FLASH control register, FLCR
- \$FE09; break address register high, BRKH
- \$FE0A; break address register low, BRKL
- \$FE0B; break status and control register, BRKSCR
- \$FE0C; LVI status register, LVISR
- \$FF7E; FLASH block protect register, FLBPR
- \$FFFF; COP control register, COPCTL

Data registers are shown in **Figure 2-2**. **Table 2-1** is a list of vector locations.

Memory Map
Input/Output (I/O) Section

\$0000 ↓ \$003F \$0040 ↓ \$023F \$0240 ↓ \$7FFF	I/O Registers 64 Bytes
\$8000 ↓ \$FDFF	RAM 512 Bytes
\$FE00 \$FE01 \$FE02 \$FE03 \$FE04 \$FE05 \$FE06 \$FE07 \$FE08 \$FE09 \$FE0A \$FE0B \$FE0C \$FE0D ↓ \$FE0F	Unimplemented 32,192 Bytes
	FLASH Memory 32,256 Bytes
	SIM Break Status Register (SBSR)
	SIM Reset Status Register (SRSR)
	Reserved (SUBAR)
	SIM Break Flag Control Register (SBFCR)
	Interrupt Status Register 1 (INT1)
	Interrupt Status Register 2 (INT2)
	Interrupt Status Register 3 (INT3)
	Reserved
	FLASH Control Register (FLCR)
	Break Address Register High (BRKH)
	Break Address Register Low (BRKL)
	Break Status and Control Register (BRKSCR)
	LVI Status Register (LVISR)
	Unimplemented 3 Bytes

Figure 2-1. Memory Map

Memory Map

\$FE10	↓	Unimplemented 16 Bytes Reserved for Compatibility with Monitor Code for A-Family Parts
\$FE1F		
\$FE20	↓	Monitor ROM 307 Bytes
\$FF52		
\$FF53	↓	Unimplemented 43 Bytes
\$FF7D		
\$FF7E		FLASH Block Protect Register (FLBPR)
\$FF7F	↓	Unimplemented 93 Bytes
\$FFDB		
\$FFDC	↓	FLASH Vectors 36 Bytes
\$FFFF		

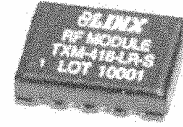
Note: \$FFF6-\$FFFD reserved for 8 security bytes

Figure 2-1. Memory Map (Continued)

D.5. TRANSMISOR INALÁMBRICO TXM-433-LR DE LINX TECHNOLOGIES



TXM-315-LR
TXM-418-LR
TXM-433-LR



LR SERIES TRANSMITTER MODULE DATA GUIDE

DESCRIPTION

The LR Series transmitter is ideal for the cost-effective wireless transfer of serial data, control, or command information in the favorable 260-470MHz band. When paired with a compatible Linx receiver, a reliable wireless link is formed, capable of transferring data at rates of up to 10,000bps at distances of up to 3,000 feet. Applications operating over shorter distances or at lower data rates will also benefit from increased link reliability and superior noise immunity. The transmitter's synthesized architecture delivers outstanding stability and frequency accuracy and minimizes the affects of antenna pulling. Housed in a tiny reflow-compatible SMD package, the transmitter requires no external components (except an antenna), which greatly simplifies integration and lowers assembly costs.

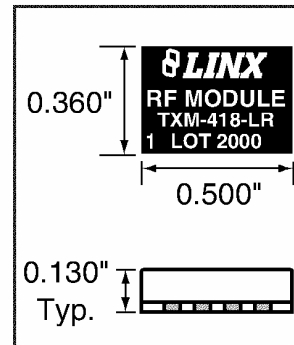


Figure 1: Package Dimensions

FEATURES

- Long range
- Low cost
- PLL-synthesized architecture
- Direct serial interface
- Data rates to 10,000bps
- No external RF components needed
- Low power consumption
- Low voltage (2.1 to 3.6VDC)
- Compact surface mount package
- Wide temperature range
- Power-down function
- No production tuning

APPLICATIONS INCLUDE

- Remote Control
- Keyless Entry
- Garage / Gate Openers
- Lighting Control
- Medical Monitoring / Call Systems
- Remote Industrial Monitoring
- Periodic Data Transfer
- Home / Industrial Automation
- Fire / Security Alarms
- Remote Status / Position Sensing
- Long-Range RFID
- Wire Elimination

ORDERING INFORMATION

PART #	DESCRIPTION
TXM-315-LR	Transmitter 315MHz
TXM-418-LR	Transmitter 418MHz
TXM-433-LR	Transmitter 433MHz
RXM-315-LR	Receiver 315MHz
RXM-418-LR	Receiver 418MHz
RXM-433-LR	Receiver 433MHz
EVAL-***-LR	Basic Evaluation Kit
*** = Frequency	
Transmitters are supplied in tubes of 50 pcs.	

Revised 8/31/05

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Parameter	Designation	Min.	Typical	Max.	Units	Notes
POWER SUPPLY						
Operating Voltage	V_{CC}	2.1	3.0	3.6	VDC	–
Supply Current:	I_{CC}	–	3.4	–	mA	1,2
Logic High		–	5.1	–	mA	2
Logic Low		–	1.8	–	mA	–
Power-Down Current	I_{PDN}	–	5.0	–	nA	–
TRANSMITTER SECTION						
Transmit Frequency Range:	F_C					
TXM-315-LR		–	315	–	MHz	–
TXM-418-LR		–	418	–	MHz	–
TXM-433-LR		–	433.92	–	MHz	–
Center Frequency Accuracy	–	-50	–	+50	kHz	–
Output Power	P_O	-4	0.0	+4	dBm	2
Output Power Control Range	–	-80	–	+10	dB	3
Harmonic Emissions	P_H	-40	–	–	dBc	–
Data Rate	–	DC	–	10,000	bps	–
Data Input:						
Logic Low	V_{IL}	–	–	0.25	VDC	–
Logic High	V_{IH}	$V_{CC}-0.25$	–	–	VDC	–
Power Down Input:						
Logic Low	V_{IL}	–	–	0.25	VDC	–
Logic High	V_{IH}	$V_{CC}-0.25$	–	–	VDC	–
ANTENNA PORT						
RF Output Impedance	R_{OUT}	–	50	–	Ω	4
TIMING						
Transmitter Turn-On Time:						
Via V_{CC} or PDN	–	–	1.0	–	mSec	4
Modulation Delay	–	–	–	30.0	nS	4
ENVIRONMENTAL						
Operating Temperature Range	–	-40	–	+85	$^{\circ}C$	4

Table 1: LR Series Transmitter Electrical Specifications

Notes

1. With a 50% duty cycle.
2. With a 750 Ω resistor on LADJ.
3. See graph on Page 3.
4. Characterized, but not tested.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V_{CC}	-0.3	to	+3.6	VDC
Any Input or Output Pin	-0.3	to	$V_{CC} + 0.3$	VDC
Operating Temperature	-40	to	+85	$^{\circ}C$
Storage Temperature	-40	to	+90	$^{\circ}C$
Soldering Temperature	+225 $^{\circ}C$ for 10 seconds			

NOTE Exceeding any of the limits of this section may lead to permanent damage to the device. Furthermore, extended operation at these maximum ratings may reduce the life of this device.

PERFORMANCE DATA

These performance parameters are based on module operation at 25°C from a 3.0VDC supply unless otherwise noted. Figure 2 illustrates the connections necessary for testing and operation. It is recommended all ground pins be connected to the ground plane.

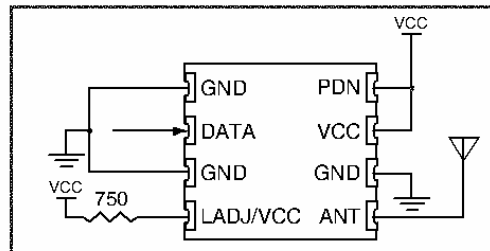


Figure 2: Test / Basic Application Circuit

TYPICAL PERFORMANCE GRAPHS

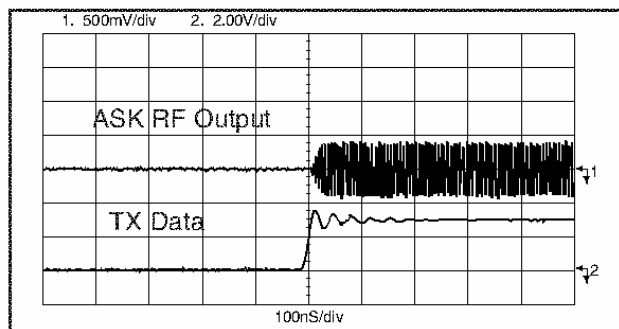


Figure 3: Modulation Delay

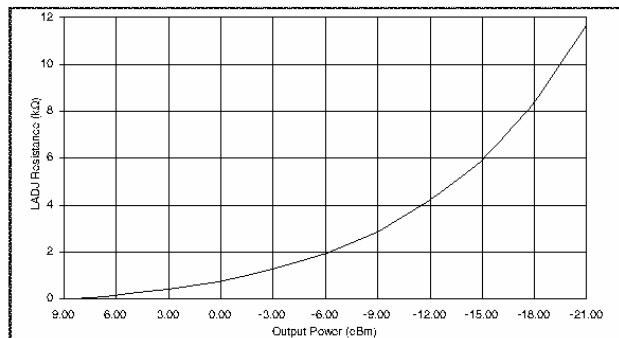


Figure 4: Output Power vs. LADJ Resistance

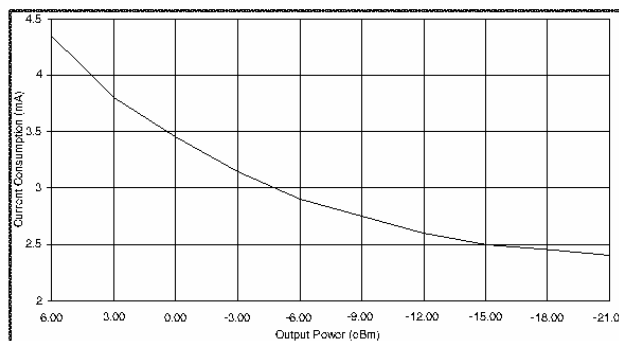


Figure 5: Current Consumption vs. Output Power (50% Duty Cycle)

PIN ASSIGNMENTS

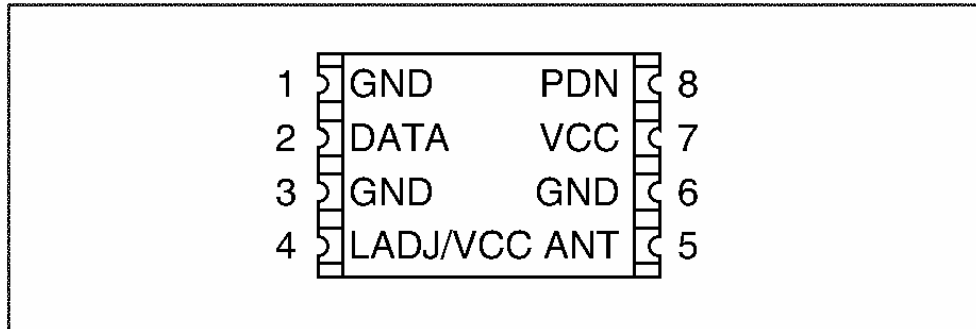



Figure 5: LR Series Transmitter Pinout (Top View)

PIN DESCRIPTIONS

Pin #	Name	Description
1	GND	Analog Ground
2	DATA	Digital Data Input
3	GND	Analog Ground
4	LADJ/V _{CC}	Level Adjust. This line can be used to adjust the output power level of the transmitter. Connecting to V _{CC} will give the highest output, while placing a resistor to V _{CC} will lower the output level (see Figure 4 on Page 3).
5	ANT	50-ohm RF Output
6	GND	Analog Ground
7	V _{CC}	Supply Voltage
8	PDN	Power Down. Pulling this line low will place the transmitter into a low-current state. The module will not be able to transmit a signal in this state.

	<p>*CAUTION*</p> <p>This product incorporates numerous static-sensitive components. Always wear an ESD wrist strap and observe proper ESD handling procedures when working with this device. Failure to observe this precaution may result in module damage or failure.</p>
---	--

MODULE DESCRIPTION

The LR transmitter is a low-cost, high-performance synthesized ASK / OOK transmitter, capable of sending serial data at up to 10,000bps. Because the transmitter is completely self-contained, requiring an antenna as the only additional RF component, application is extremely straightforward and assembly and testing costs are reduced. When combined with an LR Series receiver, a reliable serial link is formed capable of transferring data over line-of-site distances of up to 3,000 feet. The LR is housed in a compact surface-mount package that integrates easily into existing designs and is equally friendly to prototyping and volume production. The module's low power consumption makes it ideal for battery-powered products. The transmitter is compatible with many other Linx receiver products, including the LC, LR, KH, and OEM product families. For applications where range is critical, the LR receiver is the best choice due to its outstanding sensitivity. LR Series modules are capable of meeting the regulatory requirements of domestic and international applications.

THEORY OF OPERATION

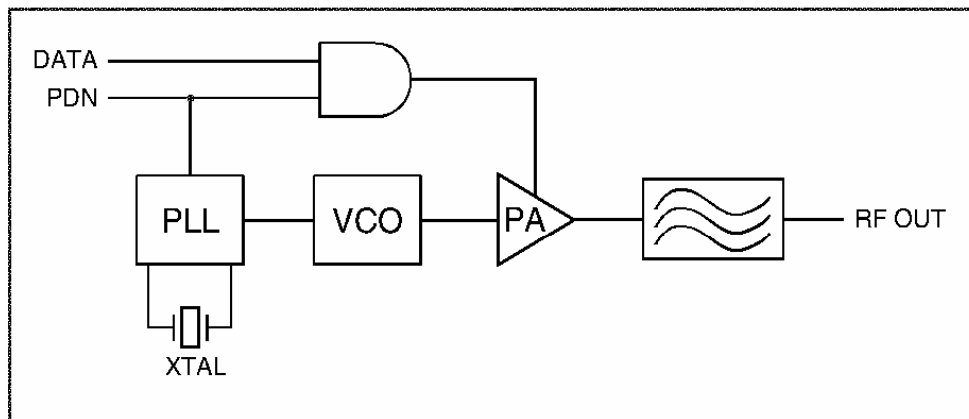


Figure 6: LR Series Transmitter Block Diagram

The LR Series transmitter is designed to generate 1mW of output power into a 50-ohm single-ended antenna while suppressing harmonics and spurious emissions to within legal limits. The transmitter is comprised of a VCO locked by a frequency synthesizer that is referenced to a high precision crystal. The output of the VCO is amplified and buffered by an internal power amplifier. The amplifier is switched by the incoming data to produce a modulated carrier. The carrier is filtered to attenuate harmonics and then output to free space via the 50-ohm antenna port.

The synthesized topology makes the module highly immune to the effects of antenna port loading and mismatch. This reduces or eliminates frequency pulling, bit contraction, and other negative effects common to low-cost transmitter architectures. It also allows for reliable performance over a wide operating temperature range. Like its companion LR Series receiver, the LR Series transmitter delivers a significantly higher level of performance and reliability than the LC Series or other SAW-based devices, yet remains very small and cost-effective.

D.6. RECEPTOR INALÁMBRICO RXM-433-LR DE LINX TECHNOLOGIES



RXM-315-LR
 RXM-418-LR
 RXM-433-LR

LR SERIES RECEIVER MODULE DATA GUIDE

DESCRIPTION

The LR Receiver is ideal for the wireless transfer of serial data, control, or command information in the favorable 260-470MHz band. The receiver's advanced synthesized architecture achieves an outstanding typical sensitivity of -112dBm, which provides a 5 to 10 times improvement in range over previous solutions. When paired with a compatible Linx transmitter, a reliable wireless link is formed capable of transferring data at rates of up to 10,000bps at distances of up to 3,000 feet. Applications operating over shorter distances or at lower data rates will also benefit from increased link reliability and superior noise immunity. Housed in a tiny reflow-compatible SMD package, the LR Receiver module is footprint-compatible with the popular LC-S Receiver, allowing existing users an instant path to improved range and lower cost. No external components are required (except an antenna), allowing for easy integration, even for engineers without previous RF experience.

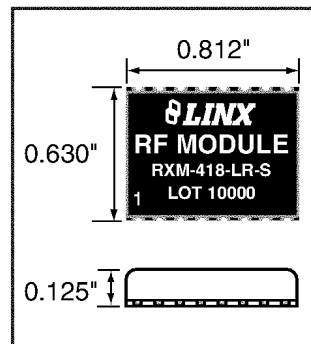


Figure 1: Package Dimensions

FEATURES

- Long range
- Low cost
- PLL-synthesized architecture
- Direct serial interface
- Data rates to 10,000bps
- Qualified data output
- No external components needed
- Low power consumption
- Wide supply range (2.7 to 5.2VDC)
- Compact surface-mount package
- Wide temperature range
- RSSI and Power-down functions
- No production tuning

APPLICATIONS INCLUDE

- Remote Control
- Keyless Entry
- Garage / Gate Openers
- Lighting Control
- Medical Monitoring / Call Systems
- Remote Industrial Monitoring
- Periodic Data Transfer
- Home / Industrial Automation
- Fire / Security Alarms
- Remote Status / Position Sensing
- Long-Range RFID
- Wire Elimination

ORDERING INFORMATION

PART #	DESCRIPTION
TXM-315-LR	Transmitter 315MHz
TXM-418-LR	Transmitter 418MHz
TXM-433-LR	Transmitter 433MHz
RXM-315-LR	Receiver 315MHz
RXM-418-LR	Receiver 418MHz
RXM-433-LR	Receiver 433MHz
EVAL-***-LR	Basic Evaluation Kit
*** = Frequency	
Receivers are supplied in tubes of 25 pcs.	

Revised 8/30/05

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Parameter	Designation	Min.	Typical	Max.	Units	Notes
POWER SUPPLY						
Operating Voltage	V_{CC}	2.7	3.0	3.6	VDC	–
With Dropping Resistor		4.3	5.0	5.2	VDC	1,5
Supply Current	I_{CC}	4.0	5.2	7.0	mA	–
Power-Down Current	I_{PDN}	20.0	28.0	35.0	μ A	5
RECEIVER SECTION						
Receive Frequency Range:	F_C					
RXM-315-LR		–	315	–	MHz	–
RXM-418-LR		–	418	–	MHz	–
RXM-433-LR		–	433.92	–	MHz	–
Center Frequency Accuracy	–	-50	–	+50	kHz	–
LO Feedthrough	–	–	-80	–	dBm	2,5
IF Frequency	F_{IF}	–	10.7	–	MHz	5
Noise Bandwidth	N_{3DB}	–	280	–	kHz	–
Data Rate	–	100	–	10,000	bps	–
Data Output:						
Logic Low	V_{OL}	–	0.0	–	VDC	3
Logic High	V_{OH}	–	3.0	–	VDC	3
Power-Down Input:						
Logic Low	V_{IL}	–	–	0.4	VDC	–
Logic High	V_{IH}	$V_{CC}-0.4$	–	–	VDC	–
Receiver Sensitivity	–	-106	-112	-118	dBm	4
RSSI / Analog:						
Dynamic Range	–	–	80	–	dB	5
Analog Bandwidth	–	50	–	5,000	Hz	5
Gain	–	–	16	–	mV / dB	5
Voltage With No Carrier	–	–	1.5	–	V	5
ANTENNA PORT						
RF Input Impedance	R_{IN}	–	50	–	Ω	5
TIMING						
Receiver Turn-On Time:						
Via V_{CC}	–	3.0	7.0	10.0	mSec	5,6
Via PDN	–	0.04	0.25	0.50	mSec	5,6
Max. Time Between Transitions	–	–	10.0	–	mSec	5
ENVIRONMENTAL						
Operating Temperature Range	–	-40	–	+70	$^{\circ}$ C	5

Table 1: LR Series Receiver Specifications

Notes

1. The LR can utilize a 4.3 to 5.2VDC supply provided a 330-ohm resistor is placed in series with VCC.
2. Into a 50-ohm load.
3. When operating from a 5V source, it is important to consider that the output will swing to well less than 5 volts as a result of the required dropping resistor. Please verify that the minimum voltage will meet the high threshold requirement of the device to which data is being sent.
4. For BER of 10^{-5} at 1,200bps.
5. Characterized, but not tested.
6. Time to valid data output.



CAUTION

This product incorporates numerous static-sensitive components. Always wear an ESD wrist strap and observe proper ESD handling procedures when working with this device. Failure to observe this precaution may result in module damage or failure.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V_{CC}	-0.3	to	+3.6	VDC
Supply Voltage V_{CC} , Using Resistor	-0.3	to	+5.2	VDC
Any Input or Output Pin	-0.3	to	+3.6	VDC
RF Input		0		dBm
Operating Temperature	-40	to	+70	°C
Storage Temperature	-45	to	+85	°C
Soldering Temperature	+225°C for 10 seconds			

NOTE Exceeding any of the limits of this section may lead to permanent damage to the device. Furthermore, extended operation at these maximum ratings may reduce the life of this device.

PERFORMANCE DATA

These performance parameters are based on module operation at 25°C from a 3.0VDC supply unless otherwise noted. Figure 2 illustrates the connections necessary for testing and operation. It is recommended all ground pins be connected to the ground plane. The pins marked NC have no electrical connection.

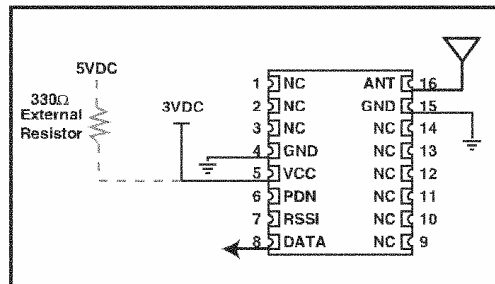


Figure 2: Test / Basic Application Circuit

TYPICAL PERFORMANCE GRAPHS

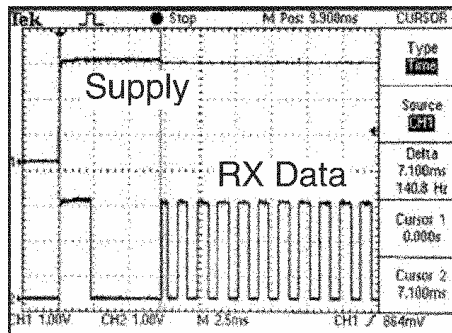


Figure 3: Turn-On Time from V_{CC}

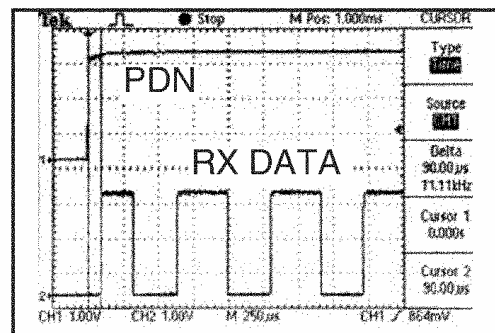


Figure 4: Turn-On Time from PDN

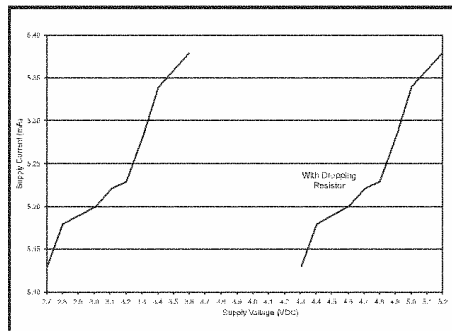


Figure 5: Consumption vs. Supply

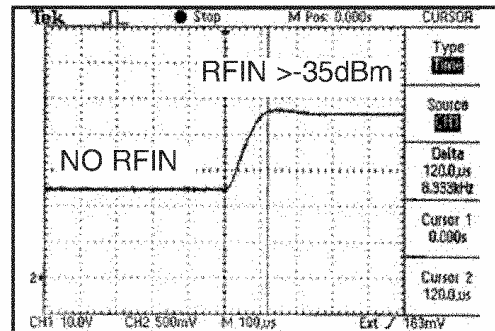


Figure 6: RSSI Response Time

PIN ASSIGNMENTS

1	NC	ANT	16
2	NC	GND	15
3	NC	NC	14
4	GND	NC	13
5	VCC	NC	12
6	PDN	NC	11
7	RSSI	NC	10
8	DATA	NC	9

Figure 7: LR Series Receiver Pinout (Top View)

PIN DESCRIPTIONS

Pin #	Name	Description
1	NC	No Connection
2	NC	No Connection
3	NC	No Connection
4	GND	Analog Ground
5	V _{CC}	Supply Voltage
6	PDN	Power Down. Pulling this line low will place the receiver into a low-current state. The module will not be able to receive a signal in this state.
7	RSSI	Received Signal Strength Indicator. This line will supply an analog voltage that is proportional to the strength of the received signal.
8	DATA	Digital Data Output. This line will output the demodulated digital data.
9	NC	No Connection
10	NC	No Connection
11	NC	No Connection
12	NC	No Connection
13	NC	No Connection
14	NC	No Connection
15	GND	Analog Ground
16	RF IN	50-ohm RF Input

MODULE DESCRIPTION

The LR receiver is a low-cost, high-performance synthesized AM / OOK receiver, capable of receiving serial data at up to 10,000bps. Its exceptional sensitivity results in outstanding range performance. The LR's compact surface-mount package is friendly to automated or hand production. LR Series modules are capable of meeting the regulatory requirements of many domestic and international applications.

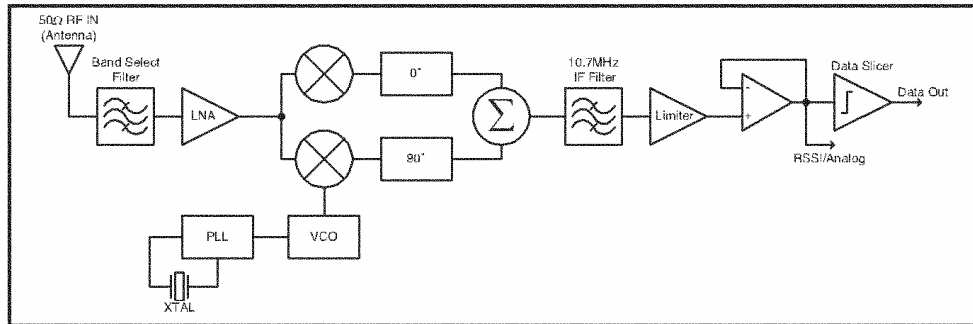


Figure 8: LR Series Receiver Block Diagram

THEORY OF OPERATION

The LR receiver is designed to recover data sent by an AM or Carrier-Present Carrier-Absent (CPCA) transmitter, also referred to as CW or On-Off Keying (OOK). This type of modulation represents a logic low '0' by the absence of a carrier and a logic high '1' by the presence of a carrier. This modulation method affords numerous benefits. The

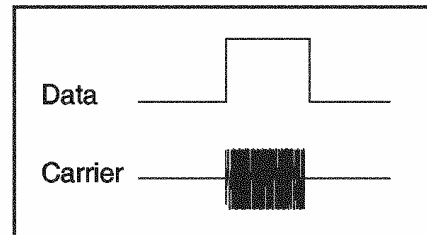


Figure 9: CPCA (AM) Modulation

two most important are: 1) cost-effectiveness due to design simplicity and 2) higher allowable output power and thus greater range in countries (such as the U.S.) that average output power measurements over time. Please refer to Linx Application Note AN-00130 for a further discussion of modulation techniques.

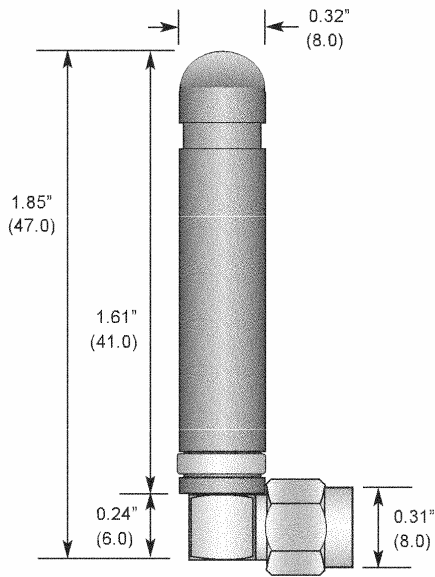
The LR receiver utilizes an advanced single-conversion superheterodyne architecture. Transmitted signals enter the module through a 50-ohm RF port intended for single-ended connection to an external antenna. RF signals entering the antenna are filtered and then amplified by an NMOS cascode Low Noise Amplifier (LNA). The filtered, amplified signal is then down-converted to a 10.7MHz Intermediate Frequency (IF) by mixing it with a low-side Local Oscillator (LO). The LO frequency is generated by a Voltage Controlled Oscillator (VCO) locked by a Phase-Locked Loop (PLL) frequency synthesizer that utilizes a precision crystal reference. The mixer stage incorporates a pair of double-balanced mixers and a unique image rejection circuit. This circuit, along with the high IF frequency and ceramic IF filters, reduces susceptibility to interference. The IF frequency is further amplified, filtered, and demodulated to recover the baseband signal originally transmitted. The baseband signal is squared by a data slicer and output to the DATA pin. The architecture and quality of the components utilized in the LR module enable it to outperform many far more expensive receiver products.

D.7. ANTENNAS ANT-433-CW SERIE RAH DE ANTENNA FACTOR



ANT-433-CW-RAH DATA SHEET

Product Dimensions



Description



The RAH Series is ideal for products requiring an ultra-compact, aesthetically-pleasing antenna in a right-angle form factor. These antennas feature an FCC Part 15 compliant RP-SMA connector. This simplifies packaging and shipment, allowing for easy field replacement while complying with FCC requirements. The RAH Series comes standard in black, but custom colors are available for volume OEMs.

Features

- Low cost
 - Outstanding VSWR
 - Excellent performance
 - Omni-directional pattern
 - Flexible main shaft
 - Fully weatherized
 - Rugged & damage-resistant
 - Part 15 compliant RP-SMA connector
 - Use with plastic* or metal enclosures
- * Requires proximity ground plane

Electrical Specifications

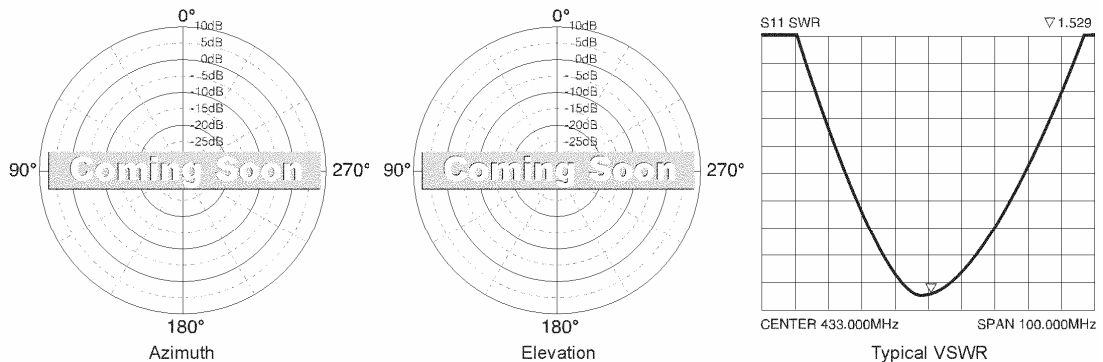
- Center Freq. 433MHz
- Bandwidth 15MHz
- Wavelength 1/4-wave
- VSWR <1.9 typ. at center
- Impedance 50 ohms
- Gain TBD
- Connector RP-SMA

Note: Electrical specifications and plots measured on 4" x 4" reference ground plane

Ordering Information

- ANT-433-CW-RAH

Plots



Antenna Factor 575 S.E. Ashley Place Grants Pass, OR 97526-3237 www.antennafactor.com
541-956-0931 (phone) 541-471-6251 (fax)

Rev 09-01-05

D.8. DRIVER/RECEPTOR RS-232 MAX232 DE MAXIM

19-4323; Rev 11; 2/03



+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

General Description

The MAX220–MAX249 family of line drivers/receivers is intended for all EIA/TIA-232E and V.28/V.24 communications interfaces, particularly applications where $\pm 12\text{V}$ is not available.

These parts are especially useful in battery-powered systems, since their low-power shutdown mode reduces power dissipation to less than $5\mu\text{W}$. The MAX225, MAX233, MAX235, and MAX245/MAX246/MAX247 use no external components and are recommended for applications where printed circuit board space is critical.

Applications

Portable Computers
Low-Power Modems
Interface Translation
Battery-Powered RS-232 Systems
Multiprotocol RS-232 Networks

Features

Superior to Bipolar

- ◆ Operate from Single +5V Power Supply (+5V and +12V—MAX231/MAX239)
- ◆ Low-Power Receive Mode in Shutdown (MAX223/MAX242)
- ◆ Meet All EIA/TIA-232E and V.28 Specifications
- ◆ Multiple Drivers and Receivers
- ◆ 3-State Driver and Receiver Outputs
- ◆ Open-Line Detection (MAX243)

Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX220CPE	0°C to +70°C	16 Plastic DIP
MAX220CSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX220CWE	0°C to +70°C	16 Wide SO
MAX220C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX220EPE	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP
MAX220ESE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO
MAX220EWE	-40°C to +85°C	16 Wide SO
MAX220EJE	-40°C to +85°C	16 CERDIP
MAX220MJE	-55°C to +125°C	16 CERDIP

Ordering Information continued at end of data sheet.

*Contact factory for dice specifications.

Selection Table

Part Number	Power Supply (V)	No. of RS-232 Drivers/Rx	No. of Ext. Caps	Nominal Cap. Value (μF)	SHDN & Three-State	Rx Active in SHDN	Data Rate (kbps)	Features
MAX220	+5	2/2	4	0.1	No	—	120	Ultra-low-power, industry-standard pinout
MAX222	+5	2/2	4	0.1	Yes	—	200	Low-power shutdown
MAX223 (MAX213)	+5	4/5	4	1.0 (0.1)	Yes	✓	120	MAX241 and receivers active in shutdown
MAX225	+5	5/5	0	—	Yes	✓	120	Available in SO
MAX230 (MAX200)	+5	5/0	4	1.0 (0.1)	Yes	—	120	5 drivers with shutdown
MAX231 (MAX201)	+5 and +7.5 to +13.2	2/2	2	1.0 (0.1)	No	—	120	Standard +5/+12V or battery supplies; same functions as MAX232
MAX232 (MAX202)	+5	2/2	4	1.0 (0.1)	No	—	120 (64)	Industry standard
MAX232A	+5	2/2	4	0.1	No	—	200	Higher slew rate, small caps
MAX233 (MAX203)	+5	2/2	0	—	No	—	120	No external caps
MAX233A	+5	2/2	0	—	No	—	200	No external caps, high slew rate
MAX234 (MAX204)	+5	4/0	4	1.0 (0.1)	No	—	120	Replaces 1488
MAX235 (MAX205)	+5	5/5	0	—	Yes	—	120	No external caps
MAX236 (MAX206)	+5	4/3	4	1.0 (0.1)	Yes	—	120	Shutdown, three state
MAX237 (MAX207)	+5	5/3	4	1.0 (0.1)	No	—	120	Complements IBM PC serial port
MAX238 (MAX208)	+5	4/4	4	1.0 (0.1)	No	—	120	Replaces 1488 and 1489
MAX239 (MAX209)	+5 and +7.5 to +13.2	3/5	2	1.0 (0.1)	No	—	120	Standard +5/+12V or battery supplies; single-package solution for IBM PC serial port
MAX240	+5	5/5	4	1.0	Yes	—	120	DIP or flatpack package
MAX241 (MAX211)	+5	4/5	4	1.0 (0.1)	Yes	—	120	Complete IBM PC serial port
MAX242	+5	2/2	4	0.1	Yes	✓	200	Separate shutdown and enable
MAX243	+5	2/2	4	0.1	No	—	200	Open-line detection simplifies cabling
MAX244	+5	8/10	4	1.0	No	—	120	High slew rate
MAX245	+5	8/10	0	—	Yes	✓	120	High slew rate, int. caps, two shutdown modes
MAX246	+5	8/10	0	—	Yes	✓	120	High slew rate, int. caps, three shutdown modes
MAX247	+5	8/9	0	—	Yes	✓	120	High slew rate, int. caps, nine operating modes
MAX248	+5	8/8	4	1.0	Yes	✓	120	High slew rate, selective half-chip enables
MAX249	+5	6/10	4	1.0	Yes	✓	120	Available in quad flatpack package



Maxim Integrated Products 1

For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim/Dallas Direct! at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at www.maxim-ic.com.

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS—MAX220/222/232A/233A/242/243

Supply Voltage (V_{CC})	-0.3V to +6V	20-Pin Plastic DIP (derate 8.00mW/°C above +70°C)	..440mW
Input Voltages		16-Pin Narrow SO (derate 8.70mW/°C above +70°C)	...696mW
T_{IN}	-0.3V to ($V_{CC} - 0.3V$)	16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C)762mW
R_{IN} (Except MAX220)	±30V	18-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C)762mW
R_{IN} (MAX220)	±25V	20-Pin Wide SO (derate 10.00mW/°C above +70°C)800mW
T_{OUT} (Except MAX220) (Note 1)	±15V	20-Pin SSOP (derate 8.00mW/°C above +70°C)640mW
T_{OUT} (MAX220)	±13.2V	16-Pin CERDIP (derate 10.00mW/°C above +70°C)800mW
Output Voltages		18-Pin CERDIP (derate 10.53mW/°C above +70°C)842mW
T_{OUT}	±15V	Operating Temperature Ranges	
R_{OUT}	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)	MAX2_AC_, MAX2_C_0°C to +70°C
Driver/Receiver Output Short Circuited to GND	Continuous	MAX2_AE_, MAX2_E_-40°C to +85°C
Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)		MAX2_AM_, MAX2_M_-55°C to +125°C
16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C)842mW	Storage Temperature Range-65°C to +160°C
18-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)889mW	Lead Temperature (soldering, 10s)+300°C

Note 1: Input voltage measured with T_{OUT} in high-impedance state, \overline{SHDN} or $V_{CC} = 0V$.

Note 2: For the MAX220, V+ and V- can have a maximum magnitude of 7V, but their absolute difference cannot exceed 13V.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX220/222/232A/233A/242/243

($V_{CC} = +5V \pm 10\%$, C1-C4 = 0.1 μF , MAX220, C1 = 0.047 μF , C2-C4 = 0.33 μF , $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
RS-232 TRANSMITTERS						
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3k Ω to GND		±5	±8		V
Input Logic Threshold Low				1.4	0.8	V
Input Logic Threshold High	All devices except MAX220		2	1.4		V
	MAX220: $V_{CC} = 5.0V$		2.4			
Logic Pull-Up/Input Current	All except MAX220, normal operation			5	40	μA
	$\overline{SHDN} = 0V$, MAX222/242, shutdown, MAX220			±0.01	±1	
Output Leakage Current	$V_{CC} = 5.5V$, $\overline{SHDN} = 0V$, $V_{OUT} = \pm 15V$, MAX222/242			±0.01	±10	μA
	$V_{CC} = \overline{SHDN} = 0V$, $V_{OUT} = \pm 15V$			±0.01	±10	
Data Rate				200	116	kbps
Transmitter Output Resistance	$V_{CC} = V+ = V- = 0V$, $V_{OUT} = \pm 2V$		300	10M		Ω
Output Short-Circuit Current	$V_{OUT} = 0V$		±7	±22		mA
RS-232 RECEIVERS						
RS-232 Input Voltage Operating Range					±30	V
RS-232 Input Threshold Low	$V_{CC} = 5V$	All except MAX243 R2IN	0.8	1.3		V
		MAX243 R2IN (Note 2)	-3			
RS-232 Input Threshold High	$V_{CC} = 5V$	All except MAX243 R2IN		1.8	2.4	V
		MAX243 R2IN (Note 2)		-0.5	-0.1	
RS-232 Input Hysteresis	All except MAX243, $V_{CC} = 5V$, no hysteresis in shdn.		0.2	0.5	1	V
	MAX243			1		
RS-232 Input Resistance			3	5	7	k Ω
TTL/CMOS Output Voltage Low	$I_{OUT} = 3.2mA$			0.2	0.4	V
TTL/CMOS Output Voltage High	$I_{OUT} = -1.0mA$		3.5	$V_{CC} - 0.2$		V
TTL/CMOS Output Short-Circuit Current	Sourcing $V_{OUT} = GND$		-2	-10		mA
	Sinking $V_{OUT} = V_{CC}$		10	30		

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—MAX220/222/232A/233A/242/243 (continued)

(V_{CC} = +5V ±10%, C1–C4 = 0.1µF, MAX220, C1 = 0.047µF, C2–C4 = 0.33µF, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS	
TTL/CMOS Output Leakage Current	SHDN = V _{CC} or EN = V _{CC} (SHDN = 0V for MAX222), 0V ≤ V _{OUT} ≤ V _{CC}			±0.05	±10	µA	
EN Input Threshold Low	MAX242			1.4	0.8	V	
EN Input Threshold High	MAX242		2.0	1.4		V	
Operating Supply Voltage			4.5		5.5	V	
V _{CC} Supply Current (SHDN = V _{CC}), Figures 5, 6, 11, 19	No load	MAX220		0.5	2	mA	
		MAX222/232A/233A/242/243		4	10		
	3kΩ load both inputs	MAX220			12		
		MAX222/232A/233A/242/243			15		
Shutdown Supply Current	MAX222/242	T _A = +25°C		0.1	10	µA	
		T _A = 0°C to +70°C		2	50		
		T _A = -40°C to +85°C		2	50		
		T _A = -55°C to +125°C		35	100		
SHDN Input Leakage Current	MAX222/242				±1	µA	
SHDN Threshold Low	MAX222/242			1.4	0.8	V	
SHDN Threshold High	MAX222/242		2.0	1.4		V	
Transition Slew Rate	C _L = 50pF to 2500pF, R _L = 3kΩ to 7kΩ, V _{CC} = 5V, T _A = +25°C, measured from +3V to -3V or -3V to +3V	MAX222/232A/233A/242/243	6	12	30	V/µs	
		MAX220	1.5	3	30		
Transmitter Propagation Delay TLL to RS-232 (Normal Operation), Figure 1	t _{PHLT}	MAX222/232A/233A/242/243		1.3	3.5	µs	
		MAX220		4	10		
	t _{PLHT}	MAX222/232A/233A/242/243		1.5	3.5		
		MAX220		5	10		
Receiver Propagation Delay RS-232 to TLL (Normal Operation), Figure 2	t _{PHLR}	MAX222/232A/233A/242/243		0.5	1	µs	
		MAX220		0.6	3		
	t _{PLHR}	MAX222/232A/233A/242/243		0.6	1		
		MAX220		0.8	3		
Receiver Propagation Delay RS-232 to TLL (Shutdown), Figure 2	t _{PHLS}	MAX242		0.5	10	µs	
	t _{PLHS}	MAX242		2.5	10		
Receiver-Output Enable Time, Figure 3	t _{ER}	MAX242		125	500	ns	
Receiver-Output Disable Time, Figure 3	t _{DR}	MAX242		160	500	ns	
Transmitter-Output Enable Time (SHDN Goes High), Figure 4	t _{ET}	MAX222/242, 0.1µF caps (includes charge-pump start-up)		250		µs	
Transmitter-Output Disable Time (SHDN Goes Low), Figure 4	t _{DT}	MAX222/242, 0.1µF caps		600		ns	
Transmitter + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	t _{PHLT} - t _{PLHT}	MAX222/232A/233A/242/243		300		ns	
		MAX220		2000			
Receiver + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	t _{PHLR} - t _{PLHR}	MAX222/232A/233A/242/243		100		ns	
		MAX220		225			

Note 3: MAX243 R_{2OUT} is guaranteed to be low when R_{2IN} is ≥ 0V or is floating.

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

Detailed Description

The MAX220–MAX249 contain four sections: dual charge-pump DC-DC voltage converters, RS-232 drivers, RS-232 receivers, and receiver and transmitter enable control inputs.

Dual Charge-Pump Voltage Converter

The MAX220–MAX249 have two internal charge-pumps that convert +5V to $\pm 10V$ (unloaded) for RS-232 driver operation. The first converter uses capacitor C1 to double the +5V input to +10V on C3 at the V+ output. The second converter uses capacitor C2 to invert +10V to -10V on C4 at the V- output.

A small amount of power may be drawn from the +10V (V+) and -10V (V-) outputs to power external circuitry (see the *Typical Operating Characteristics* section), except on the MAX225 and MAX245–MAX247, where these pins are not available. V+ and V- are not regulated, so the output voltage drops with increasing load current. Do not load V+ and V- to a point that violates the minimum $\pm 5V$ EIA/TIA-232E driver output voltage when sourcing current from V+ and V- to external circuitry.

When using the shutdown feature in the MAX222, MAX225, MAX230, MAX235, MAX236, MAX240, MAX241, and MAX245–MAX249, avoid using V+ and V- to power external circuitry. When these parts are shut down, V- falls to 0V, and V+ falls to +5V. For applications where a +10V external supply is applied to the V+ pin (instead of using the internal charge pump to generate +10V), the C1 capacitor must not be installed and the SHDN pin must be tied to VCC. This is because V+ is internally connected to VCC in shutdown mode.

RS-232 Drivers

The typical driver output voltage swing is $\pm 8V$ when loaded with a nominal 5k Ω RS-232 receiver and VCC = +5V. Output swing is guaranteed to meet the EIA/TIA-232E and V.28 specification, which calls for $\pm 5V$ minimum driver output levels under worst-case conditions. These include a minimum 3k Ω load, VCC = +4.5V, and maximum operating temperature. Unloaded driver output voltage ranges from (V+ -1.3V) to (V- +0.5V).

Input thresholds are both TTL and CMOS compatible. The inputs of unused drivers can be left unconnected since 400k Ω input pull-up resistors to VCC are built in (except for the MAX220). The pull-up resistors force the outputs of unused drivers low because all drivers invert. The internal input pull-up resistors typically source 12 μA , except in shutdown mode where the pull-ups are disabled. Driver outputs turn off and enter a high-impedance state—where leakage current is typically microamperes (maximum 25 μA)—when in shutdown

mode, in three-state mode, or when device power is removed. Outputs can be driven to $\pm 15V$. The power-supply current typically drops to 8 μA in shutdown mode. The MAX220 does not have pull-up resistors to force the outputs of the unused drivers low. Connect unused inputs to GND or VCC.

The MAX239 has a receiver three-state control line, and the MAX223, MAX225, MAX235, MAX236, MAX240, and MAX241 have both a receiver three-state control line and a low-power shutdown control. Table 2 shows the effects of the shutdown control and receiver three-state control on the receiver outputs.

The receiver TTL/CMOS outputs are in a high-impedance, three-state mode whenever the three-state enable line is high (for the MAX225/MAX235/MAX236/MAX239–MAX241), and are also high-impedance whenever the shutdown control line is high.

When in low-power shutdown mode, the driver outputs are turned off and their leakage current is less than 1 μA with the driver output pulled to ground. The driver output leakage remains less than 1 μA , even if the transmitter output is backdriven between 0V and (VCC + 6V). Below -0.5V, the transmitter is diode clamped to ground with 1k Ω series impedance. The transmitter is also zener clamped to approximately VCC + 6V, with a series impedance of 1k Ω .

The driver output slew rate is limited to less than 30V/ μs as required by the EIA/TIA-232E and V.28 specifications. Typical slew rates are 24V/ μs unloaded and 10V/ μs loaded with 3 Ω and 2500pF.

RS-232 Receivers

EIA/TIA-232E and V.28 specifications define a voltage level greater than 3V as a logic 0, so all receivers invert. Input thresholds are set at 0.8V and 2.4V, so receivers respond to TTL level inputs as well as EIA/TIA-232E and V.28 levels.

The receiver inputs withstand an input overvoltage up to $\pm 25V$ and provide input terminating resistors with

Table 2. Three-State Control of Receivers

PART	SHDN	SHDN	EN	EN(R)	RECEIVERS
MAX223	—	Low High High	X Low High	—	High Impedance Active High Impedance
MAX225	—	—	—	Low High	High Impedance Active
MAX235 MAX236 MAX240	Low Low High	—	—	Low High X	High Impedance Active High Impedance

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

nominal 5k Ω values. The receivers implement Type 1 interpretation of the fault conditions of V.28 and EIA/TIA-232E.

The receiver input hysteresis is typically 0.5V with a guaranteed minimum of 0.2V. This produces clear output transitions with slow-moving input signals, even with moderate amounts of noise and ringing. The receiver propagation delay is typically 600ns and is independent of input swing direction.

Low-Power Receive Mode

The low-power receive-mode feature of the MAX223, MAX242, and MAX245-MAX249 puts the IC into shutdown mode but still allows it to receive information. This is important for applications where systems are periodically awakened to look for activity. Using low-power receive mode, the system can still receive a signal that will activate it on command and prepare it for communication at faster data rates. This operation conserves system power.

Negative Threshold—MAX243

The MAX243 is pin compatible with the MAX232A, differing only in that RS-232 cable fault protection is removed on one of the two receiver inputs. This means that control lines such as CTS and RTS can either be driven or left floating without interrupting communication. Different cables are not needed to interface with different pieces of equipment.

The input threshold of the receiver without cable fault protection is -0.8V rather than +1.4V. Its output goes positive only if the input is connected to a control line that is actively driven negative. If not driven, it defaults to the 0 or "OK to send" state. Normally, the MAX243's other receiver (+1.4V threshold) is used for the data line (TD or RD), while the negative threshold receiver is connected to the control line (DTR, DTS, CTS, RTS, etc.).

Other members of the RS-232 family implement the optional cable fault protection as specified by EIA/TIA-232E specifications. This means a receiver output goes high whenever its input is driven negative, left floating, or shorted to ground. The high output tells the serial communications IC to stop sending data. To avoid this, the control lines must either be driven or connected with jumpers to an appropriate positive voltage level.

Shutdown—MAX222-MAX242

On the MAX222, MAX235, MAX236, MAX240, and MAX241, all receivers are disabled during shutdown. On the MAX223 and MAX242, two receivers continue to operate in a reduced power mode when the chip is in shutdown. Under these conditions, the propagation delay increases to about 2.5 μ s for a high-to-low input transition. When in shutdown, the receiver acts as a CMOS inverter with no hysteresis. The MAX223 and MAX242 also have a receiver output enable input (\overline{EN} for the MAX242 and \overline{EN} for the MAX223) that allows receiver output control independent of \overline{SHDN} (\overline{SHDN} for MAX241). With all other devices, \overline{SHDN} (\overline{SHDN} for MAX241) also disables the receiver outputs.

The MAX225 provides five transmitters and five receivers, while the MAX245 provides ten receivers and eight transmitters. Both devices have separate receiver and transmitter-enable controls. The charge pumps turn off and the devices shut down when a logic high is applied to the ENT input. In this state, the supply current drops to less than 25 μ A and the receivers continue to operate in a low-power receive mode. Driver outputs enter a high-impedance state (three-state mode). On the MAX225, all five receivers are controlled by the \overline{ENR} input. On the MAX245, eight of the receiver outputs are controlled by the \overline{ENR} input, while the remaining two receivers (RA5 and RB5) are always active. RA1-RA4 and RB1-RB4 are put in a three-state mode when \overline{ENR} is a logic high.

Receiver and Transmitter Enable Control Inputs

The MAX225 and MAX245-MAX249 feature transmitter and receiver enable controls.

The receivers have three modes of operation: full-speed receive (normal active), three-state (disabled), and low-power receive (enabled receivers continue to function at lower data rates). The receiver enable inputs control the full-speed receive and three-state modes. The transmitters have two modes of operation: full-speed transmit (normal active) and three-state (disabled). The transmitter enable inputs also control the shutdown mode. The device enters shutdown mode when all transmitters are disabled. Enabled receivers function in the low-power receive mode when in shutdown.

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

Tables 1a–1d define the control states. The MAX244 has no control pins and is not included in these tables.

The MAX246 has ten receivers and eight drivers with two control pins, each controlling one side of the device. A logic high at the A-side control input (\overline{ENA}) causes the four A-side receivers and drivers to go into a three-state mode. Similarly, the B-side control input (\overline{ENB}) causes the four B-side drivers and receivers to go into a three-state mode. As in the MAX245, one A-side and one B-side receiver (RA5 and RB5) remain active at all times. The entire device is put into shutdown mode when both the A and B sides are disabled ($\overline{ENA} = \overline{ENB} = +5V$).

The MAX247 provides nine receivers and eight drivers with four control pins. The \overline{ENRA} and \overline{ENRB} receiver enable inputs each control four receiver outputs. The \overline{ENTA} and \overline{ENTB} transmitter enable inputs each control four drivers. The ninth receiver (RB5) is always active. The device enters shutdown mode with a logic high on both \overline{ENTA} and \overline{ENTB} .

The MAX248 provides eight receivers and eight drivers with four control pins. The \overline{ENRA} and \overline{ENRB} receiver enable inputs each control four receiver outputs. The \overline{ENTA} and \overline{ENTB} transmitter enable inputs control four drivers each. This part does not have an always-active receiver. The device enters shutdown mode and transmitters go into a three-state mode with a logic high on both \overline{ENTA} and \overline{ENTB} .

The MAX249 provides ten receivers and six drivers with four control pins. The \overline{ENRA} and \overline{ENRB} receiver enable inputs each control five receiver outputs. The \overline{ENTA} and \overline{ENTB} transmitter enable inputs control three drivers each. There is no always-active receiver. The device enters shutdown mode and transmitters go into a three-state mode with a logic high on both \overline{ENTA} and \overline{ENTB} . In shutdown mode, active receivers operate in a low-power receive mode at data rates up to 20kbits/sec.

Applications Information

Figures 5 through 25 show pin configurations and typical operating circuits. In applications that are sensitive to power-supply noise, VCC should be decoupled to ground with a capacitor of the same value as C1 and C2 connected as close as possible to the device.

+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

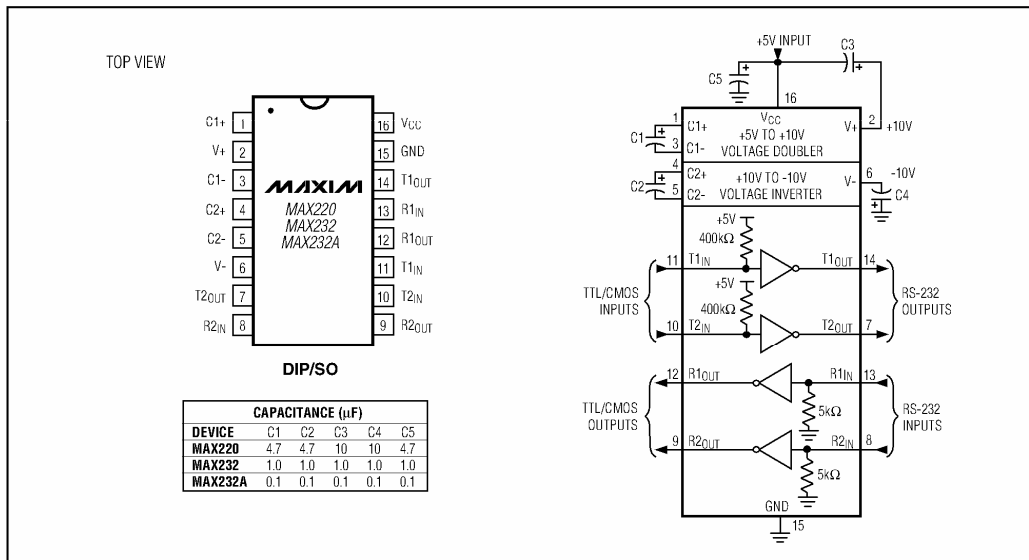


Figure 5. MAX220/MAX232/MAX232A Pin Configuration and Typical Operating Circuit

ANEXO E

COSTOS DEL DISPOSITIVO

- Componentes Importados*

Componente	Referencia	Cant.	Valor Unitario (\$)	Valor Total (\$)
Inversor de Voltaje	ADM8660	1	4600	4600
Amp. Instr.	INA118	2	19090	38180
Op-Amp	MC33502	1	3749	3749
Transmisor	TXM-433-LR	1	17158	17158
Receptor	RXM-433-LR	1	31188	31188
Conector	ConrevSMA002	2	12604	25208
Antena	Ant-433-cw-RAH	2	19481	38962
Referencia de Voltaje	LM4040A30	1	2070	2070

TOTAL \$161.115

* Los costos relacionados con estos componentes no incluyen gastos de envío ni de importación. El equivalente en pesos se calculó con el valor del dólar en \$2300 pesos colombianos.

- Componentes comprados en Colombia

Componente	Referencia	Cant.	Valor Unitario (\$)	Valor Total (\$)
Microcontrolador	MC68HC908GP32	1	30000	30000
Circuitos Impresos	-	2	35000	70000
Resistencias	SMD	14	116	1624
Capacitores	SMD	10	500	5000
Capacitores	Tantalio, PCB Mount	5	100	500
Cristal	5MHz	1	1500	1500

Driver RS232	MAX232	1	4500	4500
Conector DB9 hembra	-	1	1000	1000
Cable Serial	-	1	3000	3000
Plug Adaptador	-	1	1000	1000
Adaptador	110V AC – 3V DC	1	6000	6000

TOTAL \$124.124

El costo del todo el dispositivo es de \$285.239

Director del Proyecto:

MPE. JAIME G. BARRERO PÉREZ

Codirector del Proyecto

Ing. WILLIAM E. ACEVEDO SIERRA

Autores:

PEDRO JOSÉ ARZ PULIDO
Código 1992679

GUSTAVO EDUARDO SÁNCHEZ CEPEDA
Código 1982226