

**DISEÑO DE UN SISTEMA ELECTRÓNICO PARA LA ADQUISICIÓN,
TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE LA SEÑAL ELECTROCARDIOGRÁFICA EN
EQUINOS**

**MIGUEL ANGEL ROJAS RUIZ
ERIKA ELISA IGLESIAS SUPELANO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2007**

**DISEÑO DE UN SISTEMA ELECTRÓNICO PARA LA ADQUISICIÓN,
TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE LA SEÑAL ELECTROCARDIOGRÁFICA EN
EQUINOS**

**MIGUEL ANGEL ROJAS RUIZ
ERIKA ELISA IGLESIAS SUPELANO**

Proyecto de Grado para optar por el título de Ingeniero Electrónico.

Director

Ing. JAIME BARRERO

Co-Directores

M.V. MAURICIO MOGOLLÓN

M.V.Z. VICTOR ARCILA

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

2007

RESUMEN

TITULO: DISEÑO DE UN SISTEMA ELECTRÓNICO PARA LA ADQUISICIÓN, TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE LA SEÑAL ELECTROCARDIOGRÁFICA EN EQUINOS¹

AUTORES: SUPELANO IGLESIAS, ERIKA ,Y, ROJAS RUIZ, MIGUEL ANGEL²

PALABRAS CLAVES: Electrocardiografía, inalámbrica, ECG

DESCRIPCION:

Debido a que Santander es una región con una fuerte actividad agrícola y a la necesidad manifestada por algunos veterinarios y zootecnistas de poder visualizar en tiempo real y bajo condiciones normales de desempeño, animales tales como caballos; por medio de un dispositivo no invasivo, se desarrolló un sistema inalámbrico de adquisición y monitoreo de la señal electrocardiográfica utilizando el entorno de Labview para implementarlo en equinos y brindar así a los especialistas, una opción más eficiente y confiable en el área de diagnóstico, prevención y valoración de posibles patologías cardíacas. Lo novedoso de este sistema es la transmisión y recepción inalámbrica, que gracias a la distancia involucrada permite visualizar la señal cardíaca obtenida en tiempo real, y sin importar, si el animal está en campo abierto o en pesebreras.

El diseño de este sistema electrónico para la adquisición, transmisión y recepción de la señal electrocardiográfica en equinos reemplaza otras técnicas y herramientas utilizadas hasta ahora en el estudio de la señal cardíaca, tales como la auscultación y el estetoscopio; debido a que proporciona un conocimiento más completo y real de dicha señal. Además, el sistema electrónico diseñado es confiable, fácil de usar y se coloca al caballo de manera simple y rápida.

Se combinó hardware y software con el fin de hacerlo más robusto, compacto, portátil, pequeño, liviano, económico de implementar y a su vez, facilitar el mantenimiento y revisión del equipo en cuanto a su funcionamiento.

El ECG en equinos es de gran utilidad en casos de taquicardia, bradicardia, o arritmia verificada en la auscultación, disnea aguda, shock, cansancio o desmayos, monitorización quirúrgica; todos los tipos de murmullos, cardiomegalia, cianosis, pre-operatorio y post-operatorio para animales enfermos, evaluación del efecto de drogas cardíacas, disturbios electrolíticos, enfermedades sistémicas, y electrocardiogramas seriados, entre otros.

¹ Trabajo de Grado

² Facultad de Ingenierías Físico-mecánicas. Ingeniería Electrónica . Jaime Guillermo Barrero

ABSTRACT

TITLE: DESIGN OF AN ELECTRONIC SYSTEM FOR THE ACQUISITION, TRANSMISSION AND RECEPTION OF THE ELECTROCARDIOGRAPHIC SIGNAL IN EQUINE³

AUTHORS: SUPELANO IGLESIAS, ERIKA, Y ,ROJAS RUIZ, MIGUEL ANGEL⁴

KEY WORDS: Electrocardiograph, Wireless, ECG.

DESCRIPTION:

Because Santander is a region with a strong agricultural activity and to the necessity showed by some veterinarians and zootechnists of being able to visualize in real time and under normal conditions of performance, animals such as horses; by means of a noninvasive device, it was developed to a wireless system of acquisition and monitored of the electrocardiograph signal using the surroundings of Lab view to implement it in equines and to thus offer the specialists, one more a more efficient and reliable option in the diagnosis area, prevention and valuation of possible cardiac pathologies. The novel thing of this system is the transmission and wireless reception, which thanks to the involved distance allows visualizing the obtained signal cardiac in real time, and without mattering, if the animal is in open field or stables.

The design of this electronic system for the acquisition, transmission and reception of the electrocardiography signal in equines replaces other techniques and tools used until now in the study of the signal cardiac, such as the auscultation and stethoscope; because it provides a more complete and real knowledge of this signal. In addition, the designed electronic system is reliable, easy to use and it is placed the horse of simple and fast way. There was combined hardware and software with the purpose of doing it more robust, compact, portable, small, light, and economic to implement as well and, to facilitate the maintenance and revision of the equipment as far as its operation.

The ECG in equines is very useful in cases of tachycardia, bradycardia, or arrhythmia verified in the auscultation, acute disnea, shock, fatigue or faints, surgical monitorización; all the types of murmurs, cardiomegalia, cyanosis, pre-operating and postoperative for ill animals, electrolytic evaluation of the cardiac drug effect, disturbances, systematic diseases, and serial electrocardiograms, among others.

³ Work of Grade.

⁴ Faculty of Engineering Physical-Mechanics. Engineering Electronic. Jaime Guillermo Barrero

INDICE

I. MARCO TEORICO	
1.1. EXPLORACIÓN CLINICA.....	1
1.2. ELECTROCARDIOGRAFIA.....	2
1.3. ANATOMIA DEL CORAZON Y CICLO CARDIACO.....	4
1.4. ACTIVIDAD ELECTRICA CARDIACA.....	6
1.5. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA.....	8
1.5.1. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA I.....	8
1.5.2. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA II.....	10
1.5.3. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA III.....	11
1.5.4. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA IV.....	12
1.5.5. DESPOLARIZACION.....	13
1.5.6. REPOLARIZACION.....	14
1.6. MOVIMIENTOS ELECTROIONICOS.....	15
1.7. IMPORTANCIA DEL ECG.....	15
1.8. SEÑAL CARDIACA EN EQUINOS.....	16
1.8.1. ONDA P.....	18
1.8.2. INTERVALO P-R.....	18
1.8.3. COMPLEJO QRS.....	19
1.8.4. ONDA T.....	19
1.8.5. INTERVALO Q-T.....	20
1.9. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL Y TRANSDUCTORES.....	20
1.9.1. ELECTRODOS PARA BIOPOTENCIALES.....	21
1.9.2. ELECTRODOS DE METAL CONECTADOS A LOS MIEMBROS POR MEDIO DE CINTAS DE CAUCHO.....	23
1.9.3. UN SISTEMA BIPOLAR DE DERIVACIONES UTILIZANDO LA DERIVACIÓN Y.....	23
II. DISEÑO DEL HARDWARE.....	25
2.1. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL CARDIACA.....	26
2.1.1. CABLES Y ELECTRODOS.....	28
2.1.2. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN.....	29
2.1.2.1. CARACTERÍSTICAS DEL INA 326.....	30
2.1.3. CIRCUITO DE GUARDA Y MANEJADOR DE PIERNA DERECHA.....	33
2.1.3.1. CARACTERISTICAS DEL OPA2335.....	34
2.1.3.2. CIRCUITO DE GUARDA.....	35
2.1.3.3. CIRCUITO MANEJADOR DE PIERNA DERECHA (DRL).....	36
2.1.4. FILTRO PASA BAJAS.....	39
2.1.5. AMPLIFICACION.....	40
2.2. ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL ANÁLOGICA A DIGITAL.....	42

2.2.1. CONVERSIÓN A/D.....	42
2.2.1.1. PARÁMETROS DEL CONVERTOR.....	43
2.2.1.1.1. CUANTIZACIÓN.....	43
2.2.1.1.2. RESOLUCIÓN.....	44
2.2.2. MICROCONTROLADOR PIC16F877A.....	46
2.2.2.1. DESCRIPCION DE PINES DEL PIC16F877A.....	47
2.2.2.2. CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL PIC.....	49
2.2.3. TRANSMISION SERIAL.....	50
2.2.3.1. Generador de Baudios.....	52
2.2.3.2. Transmisor Asíncrono.....	52
2.3. TRANSMISION Y RECEPCION.....	55
2.3.1. MODULACION FM/FSK.....	56
2.3.2. TRANSMISOR TXM-916-ES DE LINX TECHNOLOGIES.....	57
2.3.2.1. CARACTERISTICAS DEL MODULO.....	58
2.3.2.2. APLICACIONES.....	59
2.3.2.3. ESPECIFICACIONES ELECTRICAS.....	59
2.3.2.4. DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO.....	60
2.3.3. RECEPTOR RXM-916-ES DE LINX TECHNOLOGIES.....	62
2.3.3.1. CARACTERISTICAS DEL MODULO.....	62
2.3.3.2. APLICACIONES.....	62
2.3.3.3. ESPECIFICACIONES ELECTRICAS.....	63
2.3.3.4. DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO.....	63
2.4. COMUNICACIÓN RECEPTOR – PC.....	65
2.4.1. RS-232.....	65
2.4.2. MAX 232.....	67
2.4.3. CONECTOR DB-9.....	68
2.4.4. CONSIDERACIONES DEL PUERTO SERIAL.....	70
2.4.4.1. VENTAJAS DEL PUERTO SERIAL.....	70
2.4.4.2. DESVENTAJAS DEL PUERTO SERIAL.....	70
2.4.4.3. CONFIGURACIÓN DEL PUERTO SERIE.....	71
2.5. OTROS INTEGRADOS EMPLEADOS.....	72
2.5.1. REF 02.....	72
2.5.2. ADM 8828.....	74
2.5.3. LM 317.....	74
2.6. DISEÑO DEL PCB.....	75
2.6.1. REGLAS BASICAS EN LA ELABORACION DE PCB's.....	77
III. DISEÑO DE SOFTWARE.....	79
3.1. DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DE APLICACIÓN.....	79
3.1.1. CONFIGURACION DEL PUERTO SERIAL.....	81
3.1.1.1. DESCRIPCION DE LOS SUBVI's UTILIZADOS.....	81
3.1.1.1.1. Visa configure serial Port.....	82
3.1.1.1.2. Property Node.....	83
3.1.1.1.3. VISA Read.....	84
3.1.2. TRATAMIENTO DE LOS DATOS.....	84
3.1.2.1. String Length.....	86

3.1.2.2.	String to Byte Array.....	86
3.1.2.3.	Array to Cluster.....	87
3.1.2.4.	Number to Boolean Array.....	87
3.1.2.5.	Array Subset.....	88
3.1.2.6.	Unbundle.....	89
3.1.3.	FILTRADO DE LOS DATOS.....	90
3.1.3.1.	Chebyshev Filter ptbypt (not in base package).....	91
3.1.3.2.	Butterworth Filter ptbypt (not in base package).....	92
3.1.3.3.	Peak Detector ptbypt (not in base package).....	93
3.1.4.	VISUALIZACION DE LOS DATOS.....	94
3.1.4.1.	Build Waveform.....	95
3.1.4.2.	Extract Single Tone Information.....	95
3.2.	TABULACION.....	96
3.2.1.	To Upper Case.....	97
3.2.2.	Concatenate Strings.....	98
3.2.3.	Build Array.....	98
3.2.4.	Transpose 2D array.....	99
3.2.5.	Array to Spreadsheet String.....	100
3.2.6.	Two Button Dialog.....	100
3.2.7.	File Dialog.....	101
3.2.8.	Write Characters to File.....	102
3.3.	PANEL FRONTAL.....	103
IV. PRUEBAS DEL SISTEMA.....		104
4.1.	CONSUMO DE POTENCIA.....	104
4.1.1.	TARJETA TRANSMISORA.....	104
4.1.2.	TARJETA RECEPTORA.....	105
4.2.	PRUEBA DEL SISTEMA SIN PACIENTE.....	106
4.3.	ALCANCE DE TRANSMISIÓN.....	107
4.4.	AUTONOMÍA DEL SISTEMA.....	107
4.5.	TIEMPO DE RETARDO.....	107
4.6.	FITROS DIGITALES.....	108
4.7.	RUIDO A 60 HZ PRESENTE EN LA SEÑAL CARDIACA.....	109
4.8.	PRUEBAS SIN PIERNA DERECHA.....	111
4.9.	PRUEBAS EN EQUINOS.....	112
OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES.....		114
RECOMENDACIONES.....		116
BIBLIOGRAFIA.....		117
ANEXO A. OTROS ASPECTOS A CONSIDERAR.....		119
ANEXO B. HOJAS DE DATOS.....		128

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Corazón De Un Caballo.....	5
Figura 2a. Actividad Eléctrica Cardíaca: Célula En Reposo.....	7
Figura 2b. Actividad eléctrica cardíaca: Célula en Reposo.....	7
Figura 3. Potencial de Acción Transmembrana I (P.A.T.).....	9
Figura 4. Potencial de Acción Transmembrana II.....	11
Figura 5. Potencial de Acción Transmembrana III.....	11
Figura 6. Potencial de Acción Transmembrana IV.....	12
Figura 7. Despolarización.....	13
Figura 8. Repolarización.....	14
Figura 9. Movimientos Electroiónicos.....	15
Figura 10. Señal Cardíaca en Equinos.....	17
Figura 11. Onda P de la Señal ECG de un Equino.....	18
Figura 12. Intervalo P-R de la Señal ECG de un Equino.....	19
Figura 13. Complejo QRS de la Señal ECG de un Equino.....	19
Figura 14. Onda T de la Señal ECG de un Equino.....	20
Figura 15. Modelo de las Interfases Paciente – Electrodo – Amplificador.....	21
Figura 16. Circuito Equivalente de un Electrodo.....	22
Figura 17. Etapas del Sistema Diseñado.....	26
Figura 18. Adquisición de la Señal Cardíaca.....	27
Figura 19. Interior del Cable Utilizado.....	28
Figura 20. Electrodo Kendall Medi-Trace 200.....	29
Figura 21. Configuración del INA326.....	33
Figura 22. Diagrama de Pines del OPA2335.....	34
Figura 23. Circuito de Guarda.....	36
Figura 24. Circuito Manejador de Pierna Derecha (DRL).....	37
Figura 25. Filtro Pasa Bajas.....	39
Figura 26. Respuesta en Frecuencia del Integrador Millar.....	40
Figura 27. Etapa de Amplificación.....	41
Figura 28. Circuito Final.....	42
Figura 29. Niveles de Cuantización.....	44
Figura 30. Justificación por medio del Registro ADFM.....	45
Figura 31. Diagrama de Pines del PIC16F877A.....	49
Figura 32. Formato de Cada Dato en la Transmisión Asíncrona.....	51
Figura 33. Marca en Transmisión Asíncrona.....	51
Figura 34. Sección de transmisión del USART en modo asíncrono.....	52
Figura 35. Diagrama de Flujo del Programa.....	54
Figura 36. Modulación FM/FSK.....	57
Figura 37. Distribución de Pines del Módulo de Tx.....	58
Figura 38. Componentes del Transmisor.....	60

Figura 39. Diagrama de Bloques del Transmisor.....	61
Figura 40. Distribución de Pines del Módulo de Rx.....	62
Figura 41. Estados de la Modulación FSK.....	64
Figura 42. Diagrama de Bloques del Receptor.....	65
Figura 43. Distribución de Pines del MAX 232.....	67
Figura 44. Conexión Típica del MAX 232.....	68
Figura 45. Conector DB-9.....	69
Figura 46. Diseño de la Tarjeta Receptora.....	69
Figura 47. Diagrama de Pines del REF 02.....	72
Figura 48. Conexión del REF 02.....	73
Figura 49. Configuración del ADM 8828.....	74
Figura 50. Configuración del LM 317.....	75
Figura 51. Características de la Sección Transversal de una Pista Usada como Conductor en un PCB.....	76
Figura 52. Relación entre la Sección Transversal y el Ancho de las Pistas.....	76
Figura 53. Diagrama de Flujo del Programa de Aplicación.....	80
Figura 54. Configuración del Puerto Serial.....	82
Figura 55. Visa Configure Serial Port.....	82
Figura 56. Property Node.....	83
Figura 57. VISA Read.....	84
Figura 58. Etapa de Tratamiento de los Datos.....	85
Figura 59. String Length.....	86
Figura 60. String to Byte Array.....	86
Figura 61. Array to Cluster.....	87
Figura 62. Number to Boolean Array.....	88
Figura 63. Array Subset.....	88
Figura 64. Unbundle.....	89
Figura 65. Etapa de Filtrado.....	90
Figura 66. Chebyshev Filter ptbypt (not in base package).....	91
Figura 67. Butterworth Filter ptbypt (not in base package).....	92
Figura 68. Peak Detector ptbypt (not in base package).....	93
Figura 69. Visualización de los Datos.....	94
Figura 70. Build Waveform.....	95
Figura 71. Extract Single Tone Information.....	96
Figura 72. Tabulación.....	97
Figura 73. To Upper Case.....	97
Figura 74. Concatenate Strings.....	98
Figura 75. Build Array.....	99
Figura 76. Transpose 2D array.....	99
Figura 77. Array to Spreadsheet String.....	100
Figura 78. Two Button Dialog.....	100
Figura 79. File Dialog.....	101
Figura 80. Write Characters to File.....	102
Figura 81. Panel Frontal.....	103
Figura 82. Prueba del Sistema sin Paciente.....	106
Figura 83. Señal Cardíaca con Filtros Digitales.....	108
Figura 84. Señal Cardíaca sin Filtros Digitales.....	108

Figura 85. Señal cardiaca obtenida con ruido presente a 60 hz.....	109
Figura 86. Espectro de frecuencia sin filtro bandstop centrado en 60Hz.....	110
Figura 87. Espectro de frecuencia con filtro bandstop centrado en 60Hz.....	110
Figura 88. Señal Cardiaca utilizando el circuito de pierna derecha.....	111
Figura 89. Señal Cardiaca sin utilizar el circuito de pierna derecha.....	111
Figura 90. Señal ECG tomada en equinos a 5 metros de Alcance de Transmisión.....	112
Figura 91. Registro Típico utilizando una derivación Y.....	112
Figura 92. Señal ECG tomada en equinos a 10 metros de Alcance de Transmisión.....	113
Figura 93. Registro ECG normal con derivación Y.....	113

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Tabla Comparativa de los Parámetros y de los Valores Deseados y de Diseño.....	31
Tabla 2. Descripción de Pines del PIC16F877A.....	48
Tabla 3. Características Generales del PIC16F877A.....	50
Tabla 4. Parámetros de la Norma RS-232.....	67
Tabla 5. Consumo de Potencia de la Tarjeta Transmisora.....	105
Tabla 6. Consumo de Potencia de la Tarjeta Receptora.....	105

INTRODUCCION

En Colombia, la medicina veterinaria tiene deficiencias en el campo de la valoración y monitorización de la señal cardíaca: no se cuenta con los medios técnicos especializados en animales y es necesario utilizar el instrumental desarrollado para humanos, que evidentemente no es adecuado a las condiciones de campo. Además, se pueden presentar inconvenientes con los cables y el comportamiento impredecible del animal puede causar daños al equipo y alterar la señal de estudio.

Por lo expuesto anteriormente, el diseño del sistema electrónico para la adquisición, transmisión y recepción de la señal electrocardiográfica; es un aporte a la medicina veterinaria en el área de diagnóstico, prevención y valoración de posibles patologías cardíacas en equinos.

Debido a que Santander es una región con una fuerte actividad agrícola y a la necesidad manifestada por algunos veterinarios y zootecnistas de poder visualizar en tiempo real y bajo condiciones normales de desempeño, animales tales como caballos; por medio de un dispositivo no invasivo, surge la idea de desarrollar el sistema aquí implementado. Lo novedoso de este sistema es la transmisión y recepción inalámbrica, que gracias a la distancia involucrada permite visualizar la señal cardíaca obtenida en tiempo real, y sin importar, si el animal está en campo abierto o en pesebreras.

El electrocardiograma viene siendo utilizado en la rutina clínica desde 1913, y ha aumentado con la popularización de los deportes hípicas, el ECG en equinos es

un examen que asociado al examen clínico del sistema cardiovascular, viene siendo utilizado cada vez más para el diagnóstico de las enfermedades del corazón, o en el diagnóstico de disfunción secundaria a enfermedades sistémicas. Pudiendo también ser utilizado en la evaluación de la aptitud de un animal para determinada competición ecuestre.

El conocimiento del sistema cardiovascular del caballo permitirá mejorar su estado físico, implementar prácticas saludables que mejoren su estado de salud, disminuir el riesgo de lesiones, acortar el tiempo de las recuperaciones, entre otros.

El ECG puede ser de gran utilidad en los casos de taquicardia, bradicardia, o arritmia verificada en la auscultación; disnea aguda; shock; cansancio o desmayos; monitorización quirúrgica; todos los tipos de murmullos; cardiomegalia, verificada en radiografía torácica; cianosis; pre-operatorio para animales enfermos; evaluación del efecto de drogas cardíacas; disturbios electrolíticos; enfermedades sistémicas; electrocardiogramas seriados, para ayuda en el diagnóstico y pronóstico de la enfermedad cardíaca.

Entre las ventajas del sistema diseñado se encuentra el bajo costo comparado con otras alternativas comerciales adaptadas para esta aplicación específica. Además, el sistema permite el monitoreo en tiempo real, es flexible, fiable y portátil.

La exploración clínica, la electrocardiografía, la anatomía de corazón y ciclo cardíaco, la actividad eléctrica cardíaca, el potencial de acción transmembrana, los movimientos electroiónicos, la importancia del ECG, la señal cardíaca en equinos, y la parte de instrumentación biomédica referente a los electrodos y forma de colocación de los mismos se consideran en el capítulo 1.

En el capítulo 2 se considera la parte de adquisición de la señal cardíaca, el acondicionamiento de la señal analógica a digital, los módulos de transmisión y recepción, la comunicación entre receptor y PC, y otros integrados utilizados en el desarrollo del sistema diseñado.

En diseño del software se considera en el capítulo 3. En este capítulo se encuentra la descripción del programa de aplicación, el tratamiento de los datos, el

filtrado de los mismos, y la forma de crear una base de datos útil a los veterinarios y zootecnistas para su posterior consulta.

Finalmente, en el capítulo 4 se encuentran las pruebas realizadas al sistema en equinos, y posteriormente, se mencionan recomendaciones, observaciones y conclusiones del trabajo desarrollado.

I. MARCO TEORICO

1.1. EXPLORACIÓN CLÍNICA⁵

Aunque la frecuencia de las cardiopatías no sea tan habitual en medicina equina, existen numerosas e importantes lesiones que son necesarias diagnosticar correctamente y valorar adecuadamente su importancia clínica, pues en ocasiones se manifiestan trastornos que no revisten gravedad ni influencia en la actividad diaria del animal o en la capacidad deportiva del caballo atleta; o que son secundarios a trastornos metabólicos, desequilibrios electrolíticos o situaciones de compromiso vascular donde es necesario constatar adecuadamente la funcionalidad cardíaca y descartar cualquier alteración. Debido a lo anterior, la interpretación de los signos clínicos obtenidos en la exploración adquiere entonces un gran valor por parte del veterinario clínico, donde su experiencia y sus conocimientos juegan un papel importante en la valoración de la situación, sin dejar a un lado que la exploración clínica general y la exploración cardiovascular en particular, son decisivas en el diagnóstico y pronóstico de las cardiopatías.

La valoración y monitoreo de la funcionalidad cardíaca durante las intervenciones quirúrgicas, especialmente en aquellas con serio compromiso cardiovascular como son: urgencias abdominales, reconocimientos veterinarios ante la compra de un animal, tan habitual en la clínica equina por el alto valor añadido que en ocasiones adquieren algunos caballos; controles veterinarios en las competiciones deportivas, entre otras, son algunas de las situaciones especialmente importantes y habituales donde el veterinario clínico, además del ejercicio diario de la medicina general en condiciones ambulatorias, debe realizar una minuciosa exploración clínica cardíaca.

⁵ PALECIA Garrido, Pablo. "CARDIOLOGÍA EQUINA – METODOS DE EXPLORACIÓN CARDIACA -"

El conocimiento de los parámetros cardiovasculares, tanto en reposo como en condiciones de máximo esfuerzo, y sus efectos en la adaptación al deporte, se hace imprescindible en el diagnóstico de algunas patologías.

Existen numerosas situaciones donde el veterinario clínico de caballos debe realizar una minuciosa exploración cardíaca en condiciones ambulatorias, y habitualmente, sin medios técnicos ni métodos de diagnóstico complementarios, como por ejemplo, en la evaluación y pronóstico del compromiso cardiovascular en una urgencia de cólico abdominal, o en los controles veterinarios en las competiciones deportivas; donde se requiere del veterinario una auscultación y valoración de un animal en situaciones especialmente comprometidas con mucho ruido de fondo y en un tiempo récord. Debido a esto, algunas veces, se establecen valoraciones y pronósticos basados exclusivamente en la exploración clínica, sin posibilidad de utilizar métodos complementarios de diagnóstico.

1.2. ELECTROCARDIOGRAFIA

La electrocardiografía ambulatoria es una prueba no invasiva ampliamente utilizada para evaluar la actividad eléctrica normal y las alteraciones electrocardiográficas en una gran variedad de enfermedades cardíacas. La utilidad clínica reside en su capacidad para evaluar al paciente por prolongados períodos de tiempo, sin alterar su actividad diaria, lo que permite el examen dinámico del electrocardiograma en su ambiente natural, con frecuencia afectado por estímulos físicos y psicológicos.

La reserva cardíaca en el caballo es notable. Aunque la frecuencia cardíaca en reposo suele ser del orden de 30 o 40 latidos por minuto durante el ejercicio, la frecuencia cardíaca máxima aumenta hasta 240 latidos por minuto; aunque varía con la raza, tamaño y temperatura del animal.⁶

⁶ HODGSON, Rose. "MANUAL CLINICO DE EQUINOS – Capítulo 5: Sistema Cardiovascular"

La electrocardiografía se basa en el registro de la actividad eléctrica del músculo cardiaco en un gráfico característico durante el ciclo completo de sístole o despolarización de la célula miocárdica, y diástole o repolarización de dicha célula; Produciéndose así una corriente eléctrica a través del músculo cardiaco, que se difunde a través de los tejidos que lo rodean, llegando una pequeña parte a la superficie corporal y registrándose los potenciales eléctricos en el electrocardiograma o ECG, el cual se muestra diferente en función de la colocación de los distintos electrodos o derivaciones.

El ECG es el registro gráfico de los cambios de la corriente eléctrica en el corazón inducidos por la onda de despolarización y luego de repolarización a través de aurículas y ventrículos. Estos cambios son detectados por electrodos ubicados en la piel y mediante el electrocardiógrafo son amplificados para posteriormente ser filtrados y monitoreados, en este caso por medio de una interfaz en LabVIEW; en forma de ondas y deflexiones que representan la magnitud y dirección de la actividad eléctrica cardiaca.

El ECG se registra con un electrocardiógrafo, que mide la diferencia de potencial existente entre los electrodos. La correcta interpretación del gráfico aporta información sobre la frecuencia y tipo del ritmo cardiaco, y es esencial en el diagnóstico de los diferentes tipos de arritmias o alteraciones del ritmo.

En medicina equina, la electrocardiografía se utiliza básicamente en el estudio del ritmo, por ello se utiliza una sola derivación que permite una gráfica claramente descriptiva y fácil de evaluar.

El caballo es un animal que presenta, en numerosas ocasiones, arritmias de tipo fisiológico, sin significado patológico, que se detectan muchas veces a nivel clínico con una minuciosa auscultación. Sin embargo, hay ocasiones que es necesario recurrir al ECG cuando se busca evaluar la importancia de los datos obtenidos en

la exploración clínica o cuando se sospecha de la presencia de una arritmia patológica.

1.3. ANATOMIA DEL CORAZON Y CICLO CARDIACO ².

El corazón es el órgano que impulsa la sangre al resto del organismo a través de los vasos sanguíneos, está situado en la cavidad torácica y su peso aproximado es de 4Kg. en el caballo adulto. En la figura 1 se muestra el Corazón de un Caballo. Este está formado por cuatro cavidades: dos aurículas y dos ventrículos, comunicados entre ellos por las válvulas aurículo-ventriculares. Más específicamente; la válvula mitral del lado izquierdo, y la válvula tricúspide si es del lado derecho del corazón.

Las aurículas reciben la sangre del resto del organismo a través de las grandes venas, como las cavas y pulmonares. El ventrículo izquierdo impulsa la sangre oxigenada mediante la arteria aorta a todo el organismo, músculos, piel y diferentes órganos; mientras que el ventrículo derecho impulsa la sangre a los pulmones para su oxigenación, a través de la arteria pulmonar, realizándose el intercambio gaseoso de oxígeno y dióxido de carbono.

La contracción del músculo cardíaco se denomina sístole, y la relajación se denomina diástole. La sístole cardíaca empieza con el cierre de las válvulas aurículo-ventriculares y termina con la abertura de las mismas. Durante la diástole, la válvula tricúspide se abre permitiendo un llenado de la cámara derecha con sangre proveniente de la aurícula del mismo lado. La aurícula derecha se contrae facilitando el flujo de sangre al ventrículo y una vez producido este llenado se cierran las válvulas aurículo-ventriculares para producirse inmediatamente la contracción del ventrículo (sístole); y de esta manera se impulsa la sangre a través de las arterias pulmonares a los pulmones para su oxigenación.

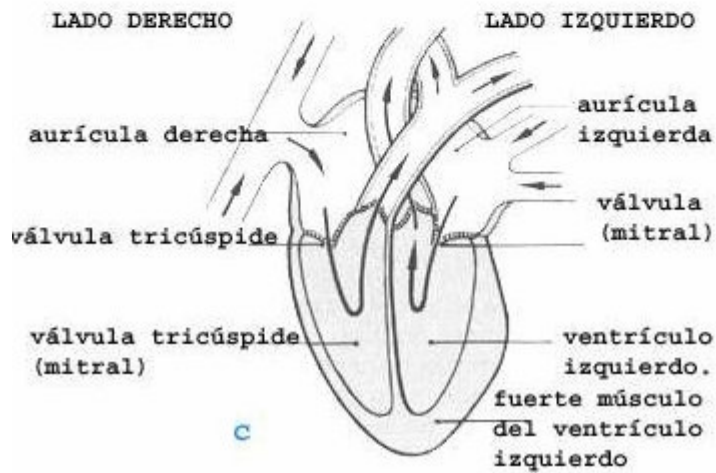
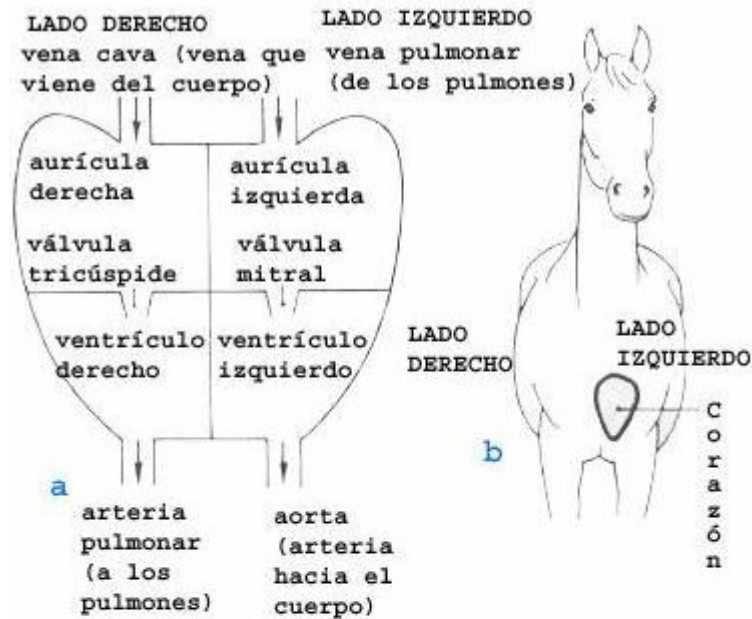


Figura 1. Corazón De Un Caballo⁷

A través de las venas pulmonares la sangre oxigenada vuelve a la aurícula izquierda del corazón, que pasa a través de la válvula mitral al ventrículo

⁷ Fuente: <http://www.cladead.com/cursos/MVETE/MVETE-000005/images>

correspondiente, y al producirse la contracción cardiaca, impulsa la sangre a todo el organismo a través de la arteria aorta.

1.4. ACTIVIDAD ELECTRICA CARDIACA⁸

La actividad celular cardiaca incluye fenómenos eléctricos que desencadenan y controlan el mecanismo contráctil intracelular. La membrana de la célula cardiaca o sarcolema, al igual que la de cualquier tejido excitable, está polarizada en reposo, esto es, tiene diferentes campos eléctricos a uno y otro lado de la misma. La actividad eléctrica cardiaca de la célula en reposo se muestra en la figura 2a y 2b.

El sarcolema está constituido esencialmente por una doble capa de fosfolípidos que se comporta como un aislante eléctricamente perfecto. En su interior posee gran variedad de proteínas que se extienden como estructuras moleculares complejas a través de las cuales, los iones pueden pasar de forma más o menos selectiva: son los denominados "canales iónicos". Como en el medio líquido las corrientes eléctricas son transportadas por iones, esos canales iónicos permitirán el paso de corriente eléctrica a través de las membranas.

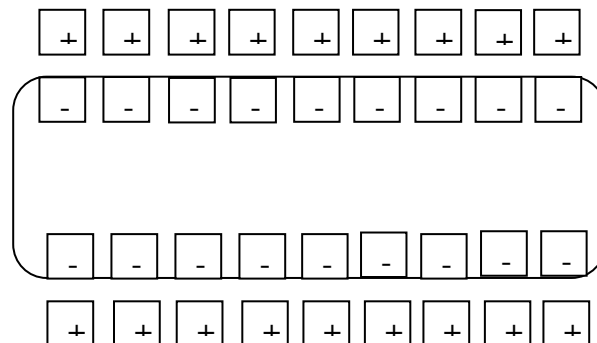


Figura 2a⁸. Actividad Eléctrica Cardiaca: Célula En Reposo

⁸ Cardiología Extrahospitalaria. PDF

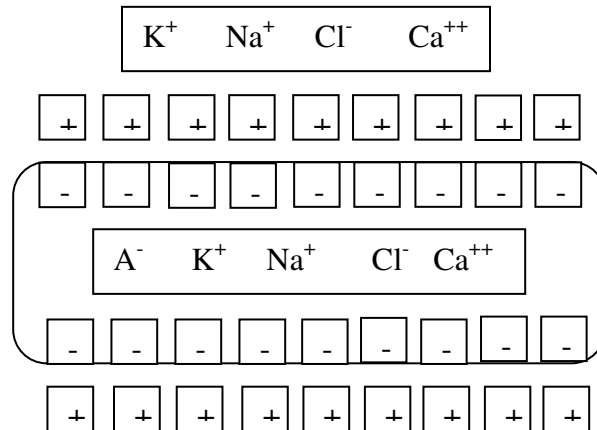


Figura 2b⁸. Actividad eléctrica cardíaca: Célula en Reposo

Distribución iónica durante la diástole: En estado de reposo, el exterior celular es positivo debido principalmente a una elevada concentración de iones con carga positiva como, por ejemplo, de Sodio (Na^+) y Calcio (Ca^{++}). Por el contrario, en el interior predomina la negatividad debido a la presencia de gran cantidad de aniones orgánicos no difusibles (A^-) derivados del metabolismo celular como ácido aspártico y glutámico, entre otros, que contrarrestan la presencia del potasio (K^+), ión predominante en el interior celular.

1.5. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA

Existen potenciales eléctricos a través de las membranas de todas las células del cuerpo, y algunas de ellas, tales como las nerviosas y musculares, son “excitables”, es decir, son capaces de la autogeneración de impulsos electroquímicos en sus membranas y, en algunos casos, de la utilización de estos impulsos para transmitir señales a lo largo de las membranas.

De los fluidos intra y extracelular cabe resaltar que son soluciones electrolíticas que contienen entre 150 y 160 mEq/l de iones positivos y la misma concentración de iones negativos. Generalmente, un exceso muy pequeño de iones negativos (aniones) se acumula dentro de la membrana celular a lo largo de su superficie interior, y un número igual de iones positivos (cationes), en la parte exterior de la membrana. El efecto de esto, es el establecimiento de un potencial de membrana entre el interior y el exterior de la célula.

Los dos medios básicos mediante los cuales se pueden desarrollar potenciales de membrana son:

- Transporte activo de iones a través de la membrana creando así un desbalance de cargas negativas y positivas sobre los dos lados de la misma.
- Difusión de iones a través de la membrana como resultado de las diferencias de concentración entre los dos lados de ella, creando también un desbalance de cargas.

1.5.1. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA I

Cuando se introduce un microelectrodo en una célula se obtiene una diferencia de potencial entre el interior y el exterior celular denominada Potencial de Reposo Transmembrana, fase 4, o potencial diastólico de reposo. Esta diferencia de potencial entre el interior y el exterior celular, tiene un valor de -70 a -90 milivoltios y se debe a la diferente concentración de cargas iónicas positivas y negativas a ambos lados de la membrana celular mientras la célula está en reposo. En la figura 3 se muestra el Potencial de Acción Transmembrana I.

Potencial de acción transmembrana (I)

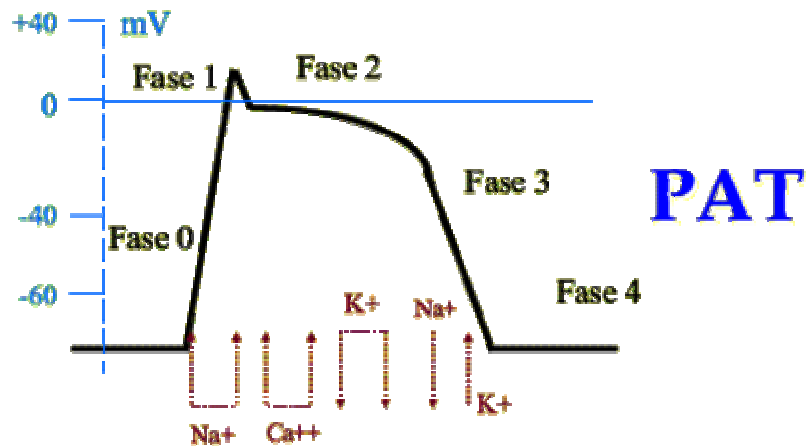


Figura 3^o. Potencial de Acción Transmembrana I (P.A.T.)

El Potencial de Acción Transmembrana (P.A.T.) es la respuesta celular ante la llegada de un estímulo eléctrico. Se distinguen 5 fases:

- **Fase 0:** corresponde a una masiva entrada de iones Na^+ en el interior de la célula; esto hace que el interior celular pueda llegar a alcanzar una acumulación de cargas positivas de hasta +30 milivoltios con respecto al exterior, registrándose una línea ascendente en el registro del P.A.T. Para que una célula sufra esta despolarización rápida, es preciso que el estímulo sea capaz de alcanzar un potencial denominado "umbral", a partir del cual se producirá la despolarización.
- **Fase 1:** corresponde a la salida al exterior de K^+ , por lo que el interior se vuelve negativo respecto al exterior celular. Esto induce una línea descendente (negativa) en el registro del P.A.T. Esta fase se denomina también fase de repolarización rápida precoz.

- **Fase 2:** Esta fase de repolarización lenta (plateau) se debe a que la salida de K^+ , la cual se había iniciado en la fase 1, se contrarresta por la entrada masiva de iones Ca^{++} , y lo anterior, produce un registro horizontal en el P.A.T.
- **Fase 3:** Como en esta fase ya no entran prácticamente cargas positivas (Na^+ , Ca^{++}) y continúa saliendo el K^+ , se produce una línea descendente en el registro del P.A.T., la cual se denomina, repolarización final rápida.
- **Fase 4:** En esta fase, también llamada bomba de Na^+/K^+ , se devuelven al exterior celular los iones de Na^+ y al interior los de K^+ .

1.5.2. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA II

Se define como Periodo Refractario al intervalo mínimo en el que dos estímulos adecuados producen las correspondientes respuestas propagadas.

El Periodo Refractario Absoluto es el intervalo durante el cual ningún estímulo será capaz de producir una respuesta de P.A.T.; mientras que el Periodo Refractario Relativo, es aquel en el que un estímulo supranormal origina un P.A.T.

El Potencial de Acción Transmembrana II se muestra en la figura 4.

Potencial de acción transmembrana (II)



Figura 4⁸. Potencial de Acción Transmembrana II

El automatismo, excitabilidad, capacidad de respuesta, velocidad de conducción y refractariedad están relacionados íntimamente, por lo que no se producen cambios aislados en uno de ellos sin que afecte a los otros.

1.5.3. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA III

Potencial de acción transmembrana (III)

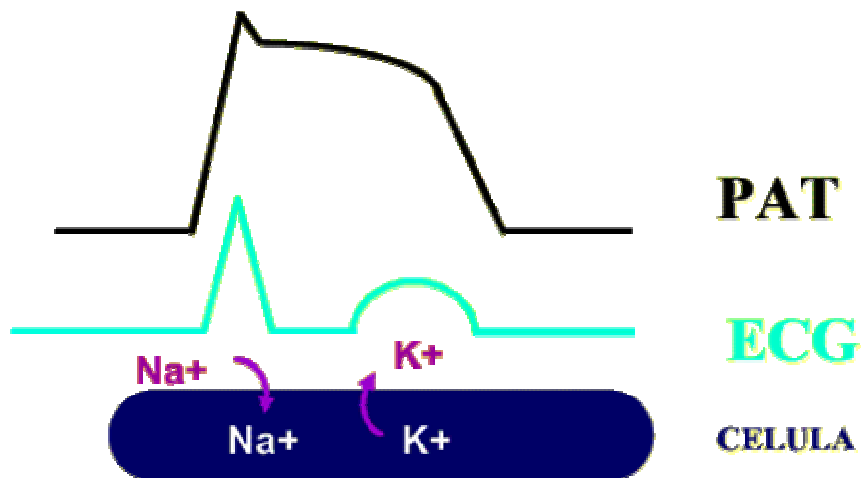


Figura 5⁸. Potencial de Acción Transmembrana III

Estos fenómenos electrofisiológicos celulares tienen su traducción clínica en el electrocardiograma de superficie, que no es más que la suma vectorial de los múltiples potenciales de acción transmembrana celulares (P.A.T.) que se producen en el miocardio. En la figura 5 se muestra el Potencial de Acción Transmembrana III.

1.5.4. POTENCIAL DE ACCION TRANSMEMBRANA IV

Existe una clara diferenciación electrofisiológica entre las células cardiacas específicas, encargadas de generar y conducir los impulsos eléctricos, y las miocárdicas contráctiles.

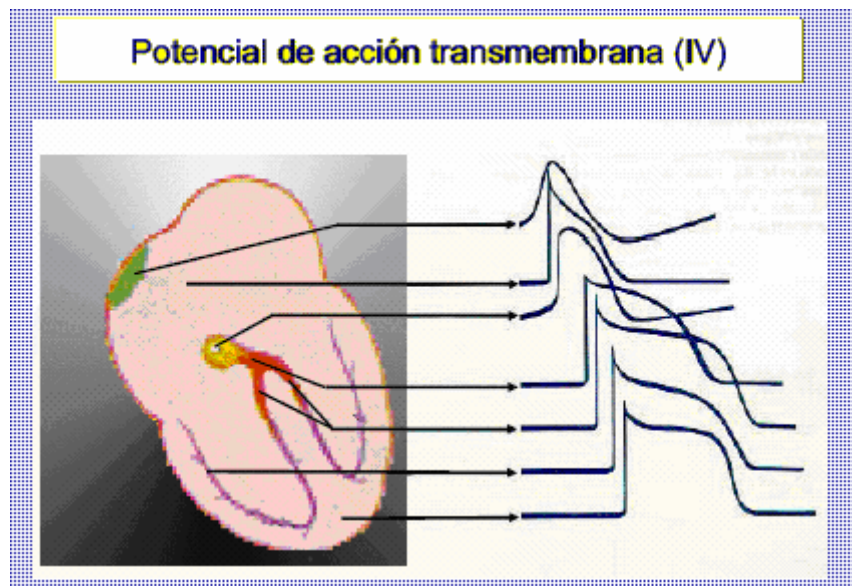


Figura 6⁸. Potencial de Acción Transmembrana IV

En la figura 6 se muestra el Potencial de Acción Transmembrana IV. El P.A.T. que se describe representa la activación y recuperación eléctrica de una célula miocárdica. Las células específicas, en cambio, son automáticas; esto significa, que ellas por si mismas son capaces de activarse ya que éstas presentan una

lenta despolarización espontánea en reposo debido a la entrada de iones Na^+ , hasta que se alcanza el potencial umbral, y se produce la despolarización rápida (fase 0).

El marcapasos fisiológico del corazón es el nódulo sinusal porque presenta un tiempo más corto de despolarización espontánea en reposo (un ascenso más brusco de la pendiente), alcanzando antes el potencial umbral que el resto de células cardíacas.

1.5.5. DESPOLARIZACION

Cuando la miofibrilla es estimulada mediante un impulso eléctrico, se produce un fenómeno de despolarización celular con modificación de las cargas eléctricas: la superficie exterior celular se vuelve negativa con respecto al interior celular.

Este efecto de despolarización se muestra en la figura 7.

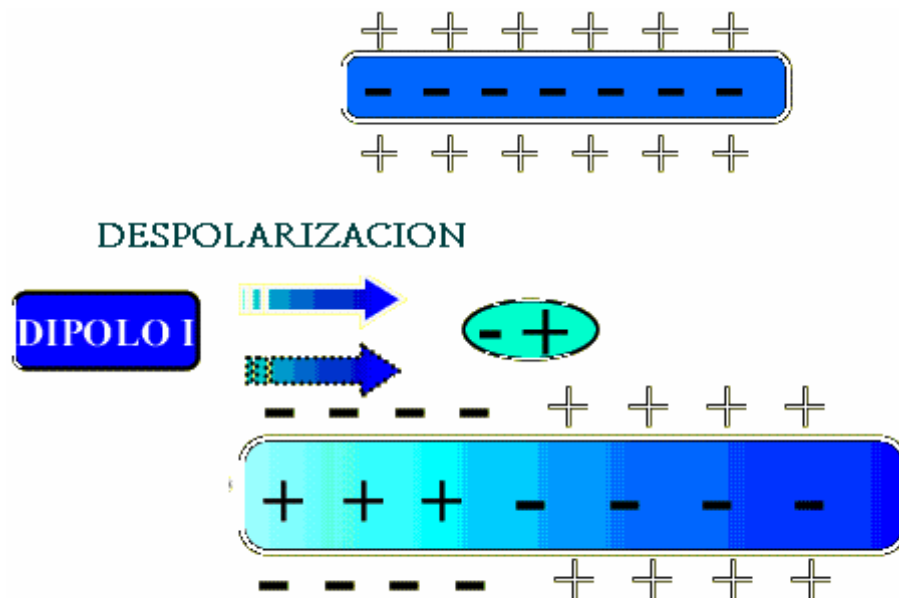


Figura 7⁸. Despolarización

A medida que el estímulo eléctrico se propaga, se registra un progresivo avance de esta carga negativa exterior, adyacente a la cual se encuentra una carga positiva de igual magnitud. A esta combinación de carga negativa y positiva adyacentes se la denomina dipolo, el cual presenta una carga positiva precediendo a otra negativa.

1.5.6. REPOLARIZACION

Una vez concluida la despolarización celular, se inicia la repolarización para retornar la miofibrilla a su estado de reposo en el mismo lugar donde se aplicó el estímulo despolarizador. En la figura 8 se muestra el efecto de Repolarización de la célula.

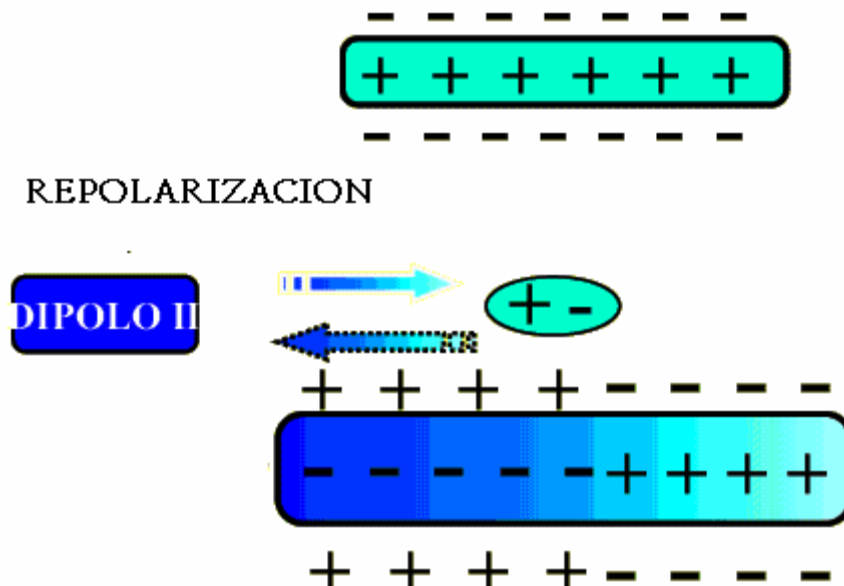


Figura 8^o. Repolarización

En este caso, el exterior se va volviendo positivo con respecto al interior celular, por lo que el dipolo que avanza tiene sus cargas en sentido contrario.

1.6. MOVIMIENTOS ELECTROIÓNICOS

Por convención, cuando a un electrodo explorador se aproxima una carga positiva, se representa por una deflexión hacia arriba; y cuando a un electrodo explorador se aproxima una carga negativa, se representa por una deflexión hacia abajo. En la figura 9 se muestran algunos ejemplos de Movimientos Electroiónicos.

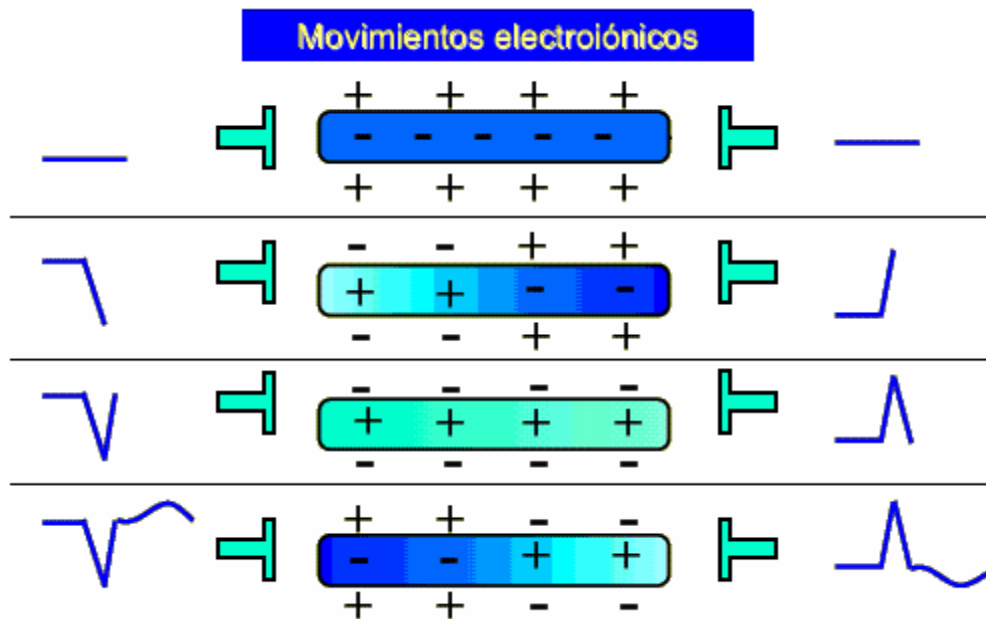


Figura 9⁸. Movimientos Electroiónicos.

Por lo tanto; a medida que el frente positivo del dipolo se aproxima al electrodo, registra una deflexión hacia arriba, y una deflexión negativa a medida que se aleja.

1.7. IMPORTANCIA DEL ECG

Es importante conocer que una actividad eléctrica normal del corazón, no necesariamente representa una actividad mecánica normal. Pues lo que se verifica en el ECG, es la despolarización y repolarización del corazón y no la

fuerza de contracción o el cierre de las válvulas cardíacas. Por lo tanto, el electrocardiograma es el mejor instrumento para la detección de arritmias y disturbios de conducción, así como el aumento de las cámaras cardíacas, (secundaria a enfermedades sistémicas) y algunos disturbios electrolíticos.

De esta forma, cuando un electrocardiograma es solicitado debido a la detección de un soplo, por ejemplo, no será obligatoriamente encontrada alguna alteración electrocardiográfica.

El ECG puede ser de gran utilidad en los casos de taquicardia, bradicardia, o arritmia verificada en la auscultación, disnea aguda, shock, cansancio o desmayos, monitorización quirúrgica, todos los tipos de murmullos, cardiomegalia, verificada en radiografía torácica, cianosis, pre-operatorio para animales enfermos, evaluación del efecto de drogas cardíacas, disturbios electrolíticos, enfermedades sistémicas, y electrocardiogramas seriados, para ayuda en el diagnóstico y pronóstico de la enfermedad cardíaca, entre otros.

1.8. SEÑAL CARDIACA EN EQUINOS

Al registrar un ECG se necesita un lugar tranquilo con mínima interferencia. En algunas ocasiones se sugiere el uso de un tapete de caucho sobre el cual se para el caballo.

El mejor lugar para registrar un ECG es la propia caballeriza, si está disponible; ya que en este ambiente el caballo suele estar tranquilo y se podrá registrar un trazo de buena calidad.

Se debe tener cuidado de asegurar que el sitio en donde se para el animal durante el registro esté completamente seco. El aparato ECG que se utilice debe tener filtros para evitar la interferencia, en particular del movimiento y actividad eléctrica de la piel.

La señal cardiaca en equinos se compone de la onda P, intervalo P-R, complejo QRS y onda T.

Los intervalos de duración de estos segmentos⁹, en condiciones normales son:

- Duración de la onda P: menor a 170 ms.
- Intervalos de los picos de la onda P: menores a 80 ms.
- Intervalo P-R: menor a 440 ms.
- Duración del complejo QRS: menor a 170 ms.
- Intervalo ST: menos a 600 ms.

A continuación, se muestra en la figura 10 la señal cardiaca en equinos, y posteriormente se detallan los segmentos de dicha señal.

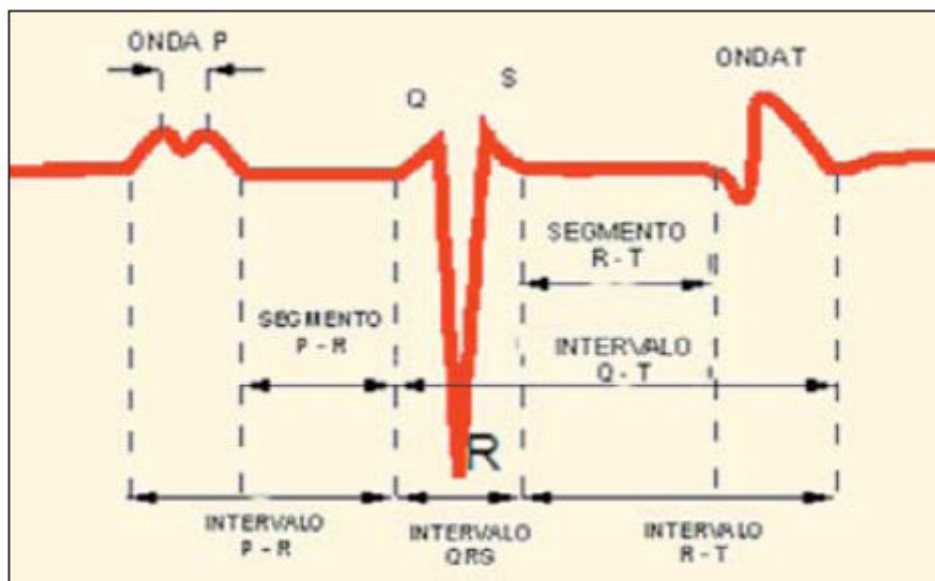


Figura 10¹⁰. Señal Cardiaca en Equinos.

⁹ HODGSON, Rose. "MANUAL CLINICO DE EQUINOS – Capítulo 5: Sistema Cardiovascular"

¹⁰ PALENCIA Garrido, Pablo. "Cardiología Equina: Métodos de Exploración Cardiaca". PDF

1.8.1. ONDA P

Representa la despolarización auricular antes de la contracción. Suele presentarse en forma de “M” en el caballo adulto, aunque también pueden aparecer diferentes formas, incluso variar de forma dentro del mismo registro de ECG. En potros su apariencia normal es de una onda simple. La apariencia de esta onda varía latido a latido. En la figura 11 se registra la onda P de la señal ECG de un Equino.



Figura 11⁶. Onda P de la Señal ECG de un Equino

1.8.2. INTERVALO P-R

Es el tiempo que transcurre entre el comienzo de la onda P y el comienzo de la onda QRS, es decir, el intervalo que transcurre entre el comienzo de la contracción auricular y el comienzo de la contracción ventricular. Varía dependiendo de la frecuencia cardíaca y de la edad del animal. Este intervalo es dependiente de la frecuencia cardíaca y se acorta a medida que ésta aumenta. En potros, con ritmo más acelerado, suele ser un intervalo más corto que en caballos adultos. Cuando los caballos envejecen, el intervalo PR se alarga progresivamente. Por lo tanto, un intervalo PR más largo de lo normal no tiene mayor significado clínico.

En ocasiones, la onda Q no aparece y por ello se denomina P-R en cambio de P-Q. En la figura 12 se registra el intervalo P-R de la señal cardíaca en equinos.

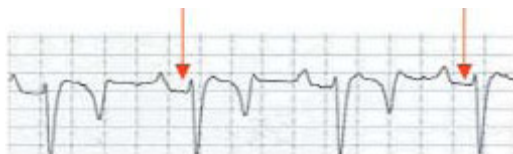


Figura 12^o. Intervalo P-R de la Señal ECG de un Equino

En caballos en reposo es frecuente encontrar intervalos P-R más largos de lo normal por la intensa estimulación vagal del corazón, lo cual provoca un reflejo de bradicardia. Estos son bloqueos aurículo-ventriculares de primer grado, sin importancia clínica, que en ocasiones desaparecen al aumentar el ritmo cardíaco.

1.8.3. COMPLEJO QRS

Representa la despolarización ventricular antes de la contracción de los ventrículos y su gráfica depende de la derivación utilizada, siendo predominantemente negativa en la derivación “Y” utilizada habitualmente. La onda Q no aparece en algunos registros y la onda S tiene una forma muy variable. El complejo QRS se muestra en la figura 13.



Figura 13^o. Complejo QRS de la Señal ECG de un Equino

1.8.4. ONDA T

Es una onda de repolarización ventricular, a diferencia de la onda P y el complejo QRS. Esto es debido a que la onda T está producida por las corrientes eléctricas ,

generadas cuando los ventrículos se recuperan de la despolarización ventricular, y queda registrada esa onda de repolarización del músculo cardíaco ventricular. Por esto, es muy variable en función de la frecuencia cardíaca, ya que ésta, provoca cambios de dirección y amplitud de la onda, variando de polaridad positiva a negativa.

A medida que aumenta la frecuencia cardíaca, por lo general hay un aumento en la amplitud de la onda T y un cambio en la dirección.

La onda T se registra en la figura 14 y su interpretación clínica algunas veces se dificulta y suele estar alterada en trastornos de tipo metabólico.



Figura 14⁶. Onda T de la Señal ECG de un Equino

1.8.5. INTERVALO Q-T

Este intervalo, que va desde el principio del complejo QRS hasta el final de la onda T, tiene poco significado clínico. El intervalo se acortará al aumentar la frecuencia cardíaca.

1.9. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL Y TRANSDUCTORES

Muchos instrumentos médicos son dispositivos electrónicos y deben tener señales eléctricas a la entrada de éstos. Cuando un biopotencial debe ser adquirido, se utiliza alguna forma de electrodo entre el paciente y el instrumento. En otros casos, un transductor es utilizado para convertir parámetros físicos no eléctricos o

estímulos tales como fuerza, presión, o temperatura; en sistemas eléctricos análogos proporcionales al valor del parámetro de estímulo original.¹¹

1.9.1. ELECTRODOS PARA BIOPOTENCIALES

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.¹²

Un modelo simplificado de las interfases paciente-electrodos-amplificador se muestra en la figura 16, en la que i_i es un generador de corriente iónica, en nuestro caso sería el corazón; r_i es la resistencia interna que ven los electrodos, E1 y E2 son los electrodos, R_i es la impedancia de entrada del amplificador de ganancia A_{vi} y R_o es su impedancia de salida. En la figura 15, se emplean trazos azules para indicar la parte del modelo por el que circulan corrientes iónicas.

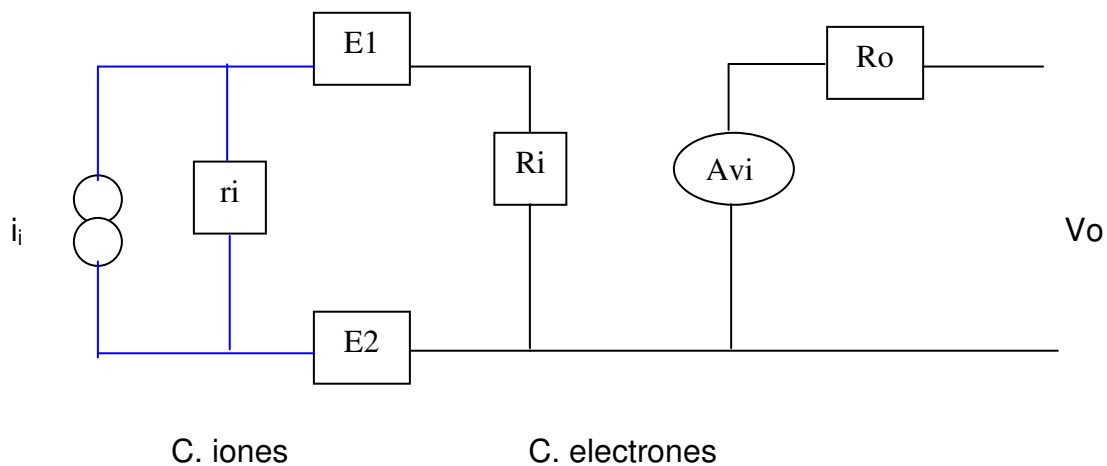


Figura 15⁸. Modelo de las Interfases Paciente – Electrodo - Amplificador

¹¹ CARR, Joseph J.; BROWN, John M. "Introduction to Biomedical Equipment Technology". Third Edition

¹² WEBSTER, J. G. "Medical Instrumentation. Applications and Design". Hought-Mifflin, 1978

Los electrodos no son cajas negras en los que la corriente iónica de entrada se convierte sin más en electrónica. De hecho, el comportamiento eléctrico de los electrodos puede simularse por el circuito equivalente de la figura 16, en la que E_{hc} representa lo que se conoce en química por potencial de semi celda, R_d es la resistencia de la interfase, C_d es la capacidad de la interfase y R_s es la resistencia del electrolito.¹³

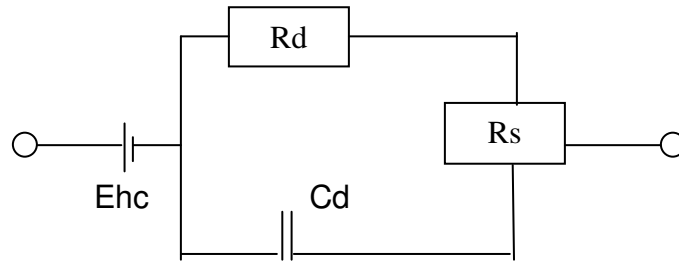


Figura 16⁹. Circuito Equivalente de un Electrodo

Este circuito equivalente corresponde a la interfase electrodo-electrolito que, para electrodos superficiales suele ser lo que se conoce por pasta o gel conductor. Cabe aclarar que la interfase gel conductor-piel tiene un circuito equivalente igual. Además, en la práctica, se suele frotar la piel con un abrasivo antes de la colocación del electrodo, con lo que dicha interfase se destruye. Esto se hace para minimizar artefactos y ruidos durante los registros.

La impedancia que presenta el electrodo disminuye al aumentar la frecuencia de la señal que lo atraviesa, con un valor asintótico de 500Ω . En continua, la impedancia que presenta el electrodo es máxima y tiene un valor de $30\text{ k}\Omega$.

Para las mediciones, se emplearon electrodos de tipo plano hechos de AgCl-Ag ya que éstos son más estables eléctricamente y poseen pequeñas dimensiones.

¹³ FERRIS, C. D. "Introduction to bioelectrodes" Plenum-Press

En electrocardiografía equina el sistema de registro que se utiliza puede ser de uno de los siguientes tipos que se consideran a continuación:

1.9.2. ELECTRODOS DE METAL CONECTADOS A LOS MIEMBROS POR MEDIO DE CINTAS DE CAUCHO

Para lograr buena conductividad se aplica una pasta de electrodos bajo éstos. La colocación usual de los electrodos en el miembro anterior es sobre el aspecto caudal del radio distal, justo proximal al hueso accesorio del carpo, mientras que en el medio posterior, los electrodos se colocan en el aspecto craneal de la tibia distal, justo sobre la punta del tarso. El electrodo del pecho se asegura utilizando un cincho de caucho, de manera que el conductor esté a 5 cm por atrás de la punta del codo en el tórax ventral izquierdo. Los electrodos se colocan directamente sobre la piel por medio de pinzas de lagarto, esto se puede hacer colocándolos sobre la piel justo por debajo del olécranon en los miembros anteriores, y justo por debajo de babilla en el miembro anterior.

1.9.3. UN SISTEMA BIPOLAR DE DERIVACIONES UTILIZANDO LA DERIVACIÓN Y

Este es el sistema más utilizado para el examen ECG general, pero también puede utilizarse un sistema de base-ápice. Para registrar la derivación Y, el electrodo positivo se coloca sobre el xifoesternón, y el electrodo negativo sobre el manubrio. La tierra puede colocarse sobre la punta del hombro. Para ello casi siempre se utilizan pinzas de lagarto, colocadas directamente sobre la piel, aplicando la pasta de ECG en los sitios indicados, para aumentar la conductividad.

Algunos caballos se resisten a la colocación de las pinzas de lagarto, en cuyo caso los electrodos metálicos y cintas de caucho permitirán un mejor registro que las pinzas colocadas directamente sobre la piel.

II. DISEÑO DEL HARDWARE

El diseño de equipos médicos está condicionado por las especificaciones deseadas y por el cumplimiento de la normativa aplicable. Un diseño según las especificaciones puede incumplir la normativa. Para los electrocardiógrafos, por ejemplo, la norma IEC60601-3-02 plantea, exigencias sobre la sensibilidad, reducción de los efectos de señales no deseadas y distorsión de las señales registradas. Estas exigencias afectan, a veces conjuntamente, a la ganancia, respuesta en frecuencia y tiempo, rechazo de tensiones de modo común, tensión continua máxima a la entrada y protecciones frente a sobretensiones del amplificador de ECG.

Las limitaciones del ECG clásico o en reposo, en cuanto a la capacidad de detectar ciertas cardiopatías o diferenciarlas de otras, han llevado al planteamiento de métodos alternativos. Uno muy extendido es la electrocardiografía durante ejercicio o actividad normal, en la cual se observa y se registra el ECG mientras el paciente continúa con su curso normal de actividades y en su propio entorno.

Al diseñar el sistema de adquisición ECG, se consideraron los siguientes parámetros:

- La variable a sensar es de tipo biológica.
- El alcance del dispositivo.
- La autonomía o número de horas que el equipo puede permanecer sin una alimentación externa, es decir, sólo con las baterías empleadas.
- La frecuencia de transmisión para el caso de una modulación FM/FSK.
- La potencia de emisión y el consumo de potencia.
- La impedancia de entrada del amplificador ECG.
- La fuente de alimentación.
- Las dimensiones de los PCB's.

ETAPAS DEL SISTEMA DISEÑADO

El sistema se divide en cuatro grandes etapas las cuales se muestran en la Figura 17:

- Adquisición de la Señal Cardíaca
- Acondicionamiento de la Señal Analógica a Digital
- Transmisión y Recepción
- Comunicación Receptor - PC

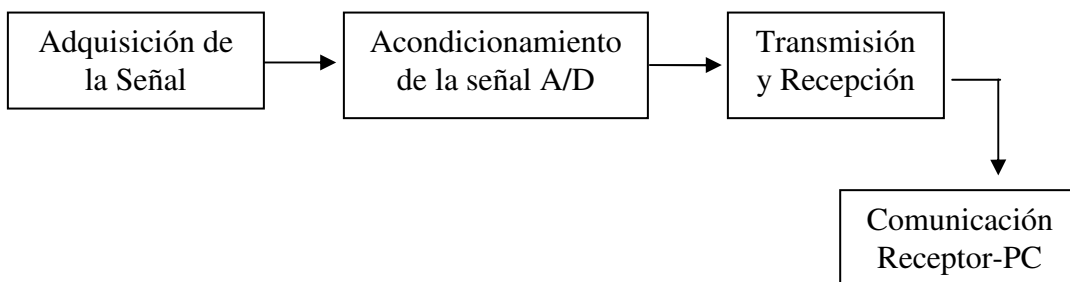


Figura 17¹⁴. Etapas del Sistema Diseñado

A continuación se considera cada etapa.

2.1. ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL CARDÍACA

En medicina equina, la electrocardiografía se utiliza básicamente en el estudio del ritmo, por ello se utiliza una sola derivación, que permite una gráfica claramente descriptiva y fácil de evaluar.

¹⁴ Fuente Autores

Por medio de los electrodos, se mide la diferencia de potencial en los diferentes puntos del cuerpo. Dicho potencial eléctrico es una señal con amplitud que varía entre 1mV y 2mV pico a pico, y con un ancho de banda entre 0.05Hz y 150Hz.

El sistema fue diseñado considerando que la señal cardiaca es afectada por señales en modo común, la interferencia de 60 hz, el offset de los electrodos, la interferencia electromagnética y el ruido procedente de otros dispositivos electrónicos que se acoplen al mismo.

Para asegurar la operación correcta con impedancias de electrodo piel y fuentes de interferencia características, el sistema de adquisición de la señal cardiaca, el cual se muestra en la figura 18, fue diseñado bajo los siguientes parámetros:

- Impedancia de entrada en modo común muy alta: mayor a 100 MΩ a 60Hz.
- Alta Impedancia de entrada en modo diferencial: mayor a 10 MΩ a 60Hz.
- Igual impedancia en modo común para todas las entradas.

Para aumentar la relación de rechazo en modo común adicional a la dada por el amplificador de instrumentación, se empleó el circuito manejador de pierna derecha.

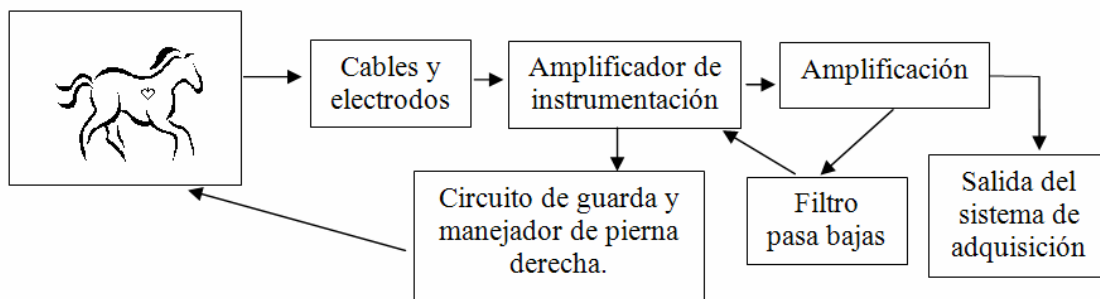


Figura 18¹⁵. Adquisición de la Señal Cardiaca

¹⁵ Fuente Autores

2.1.1. CABLES Y ELECTRODOS

Se utilizó un cable blindado mono de audio, en el cual se soldaron en sus terminaciones, unos broches metálicos que permiten acoplar dicho cable a los electrodos. En la figura 19 se muestra el interior del cable utilizado.

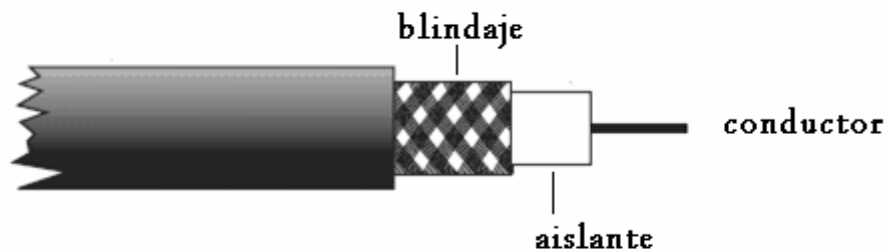


Figura 19¹⁶. Interior del Cable Utilizado.

Generalmente se utilizan cables cuya longitud no exceda los 60 cms; pero en nuestro caso particular, se utilizaron cables de mayor longitud debido a las dimensiones del caballo.

En cuanto a los electrodos, éstos son parte fundamental del sistema debido a que sirven como transductores de la señal cardiaca.

Se realizaron pruebas de adquisición de la señal electrocardiográfica utilizando electrodos de referencia Kendall Medi-Trace 200 por ser éstos los recomendados para el monitoreo de la señal ECG. En la figura 20 se aprecia un electrodo de esta referencia.

¹⁶ Fuente: www.linxtechnologies.com

Entre las características a destacar de este tipo de electrodos se encuentran:

- Alto desempeño, precisión y exactitud.
- Confiabilidad en la adquisición.
- Utilizan como conductor un tipo de hidrogel adhesiva.
- Fáciles de colocar y remover.
- No requieren una preparación previa de la piel para su utilización.
- Son pequeños.
- Económicos.
- Desechables.



Figura 20¹⁷. Electrodo Kendall Medi-Trace 200

2.1.2. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

El ECG de pacientes en movimiento, no permite el uso por regla general, de los métodos de captación tradicionales, a causa del efecto perturbador de la acción muscular. Y es por esto, que se utilizan amplificadores de instrumentación diseñados específicamente para la captación de señales de tipo biológico.

Entre los parámetros de diseño a considerar se encuentran:

- Impedancia de Entrada
- Rechazo en Modo Común
- Ganancia

¹⁷ Fuente Autores

- Ruido Referido a la Entrada
- Ancho de Banda

En cuanto a la impedancia de entrada del amplificador, ésta debe ser alta para evitar errores de carga y la transformación de señales de modo común a modo diferencial.

Para asegurar el correcto funcionamiento del sistema se debe procurar una impedancia de entrada en modo común muy alta y balanceada, mayor a 100 MΩ a 60 hz; una alta impedancia de entrada en modo diferencial, mayor a 10 MΩ a 60 hz e igual impedancia en modo común para todas las entradas.

Una impedancia de entrada alta y balanceada en modo común para ambas entradas es importante ya que las diferencias en las impedancias electrodo piel y/o impedancias en modo común convierten el voltaje de modo común en un voltaje de modo diferencial.

Teniendo en cuenta las anteriores especificaciones, se seleccionó el amplificador de instrumentación INA 326 de *Burn-Brown* (Texas) debido a sus características.

2.1.2.1. CARACTERÍSTICAS DEL INA 326

- Precisión:
 - Bajo Offset: 100 uV máximo
 - Bajo Offset Drift: 0.4 uV / C máximo
 - Excelente estabilidad Térmica
 - Muy bajo Ruido
 - Entrada y Salida Rail – Rail
 - Rango de Entrada en Modo Común: 200 mV por debajo del nivel inferior de alimentación hasta 100 mV por encima del nivel superior de alimentación.

- Amplia excursión a la salida: entre 10 mV de cada límite de alimentación.
- Rango de alimentación: desde 2.7 V hasta 5.5 V.
- Impedancia de Entrada Diferencial: 10^{10} ohms // 2 pF
- Impedancia de Entrada Modo Común: 10^{10} ohms // 14 pF
- Ancho de Banda: 1 khz con una ganancia entre 1 y 1000
-

A continuación se muestra la tabla 1 en la cual se encuentran las características que sirven de base para cumplir con un criterio de selección, el valor deseado y el valor de diseño esperados en un ECG.

Parámetro	Valor Deseado	Valor del Diseño
Voltaje de ruido Equivalente a la entrada ($\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$), 0.1-100 hz	< 0.5	0.193
Ancho de Banda (hz)	0.16 – 100	1000
Corriente bias de entrada (nA)	< 50	± 2
Ganancia (V/V)	500	1000
Impedancia de entrada en modo diferencial ($\text{M}\Omega$) a 50 hz	> 10	10000
Impedancia de entrada en modo común ($\text{M}\Omega$) a 50 hz	> 100	10000
CMRR (dB) a 50 hz	> 80	114

Tabla 1¹⁸. Tabla Comparativa de los Parámetros y de los Valores Deseados y de Diseño

¹⁸ Fuente Autores

El ruido total es una combinación del ruido de la etapa de entrada y el ruido de la etapa de salida. Cuando el ruido se refiere a la entrada, el ruido se expresa según la ecuación 1 como:

$$V_N = \frac{33nV}{\sqrt{hz}} + \frac{800nV}{G} \quad (1)$$

Tomado del *datasheet* del INA326

En la figura 21 se muestra la configuración del INA326.

Por lo tanto, debido a que la etapa de amplificación tiene una ganancia de 5 V/V, el V_n calculado según la ecuación 1 sería de 193 nV; el cual está dentro de un rango de nivel de ruido aceptable.

Debido a que el voltaje de *offset* depende de la ganancia y del valor de los elementos del circuito tales como la resistencia R_2 , la cual según lo diseñado tiene un valor de $1M\Omega$; se calcula el voltaje de *offset* según la ecuación 2 como:

$$V_{os} = 10uV + \frac{(50nA) * R_2}{G} \quad (2)$$

Tomado del *datasheet* del INA326

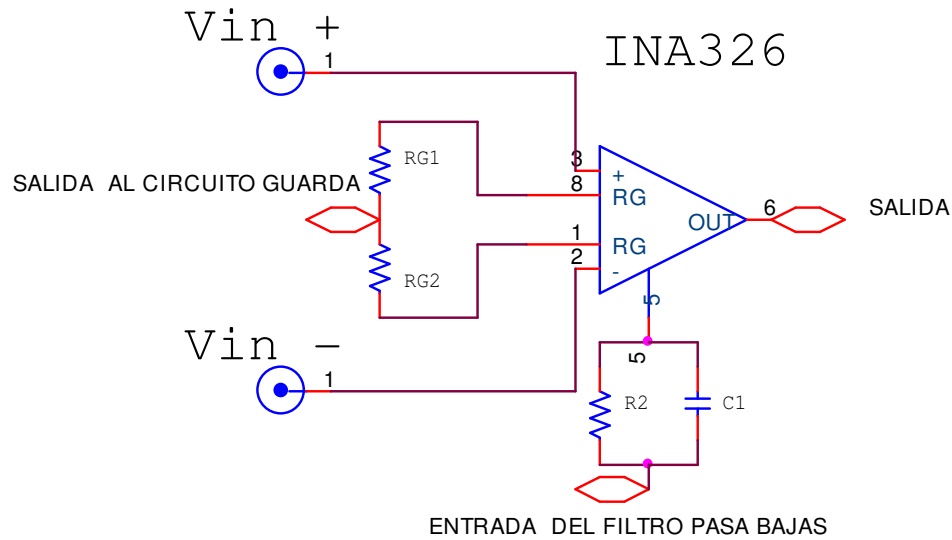


Figura 21¹⁹. Configuración del INA326

Por lo tanto, el valor de V_{os} calculado según la ecuación 2 y con una ganancia de 5 V/V es de 2.01 mV.

2.1.3. CIRCUITO DE GUARDA Y MANEJADOR DE PIERNA DERECHA

El objetivo de implementar estos circuitos, es mejorar la calidad de la señal adquirida, reducir interferencias, elevar la relación de rechazo de modo común (CMRR), y eliminar capacitancias parásitas de las señales en modo común.

Para implementar el circuito de guarda y el circuito manejador de pierna derecha DRL se empleó el integrado de montaje superficial OPA2335 de *Texas Instruments* el cual encapsula dos amplificadores operacionales. A continuación se citan algunas características por las cuales fue seleccionado.

¹⁹ Fuente Autores

2.1.3.1. CARACTERISTICAS DEL OPA2335

- Bajo voltaje de offset: 5 uV máximo.
- Cero Drift: 0.05uV/°C (máximo).
- Corriente de polarización a la entrada: 70 pA aproximadamente.
- Operación tanto *single* como dual.
- Voltaje en modo común: (V-)-0.1 hasta (V+)-1.5 V.
- CMRR: 130 dB.
- Ancho de banda: 2 Mhz.
- Ganancia de voltaje en lazo abierto: 130 dB.
- *Slew Rate*: 1.6 uV/s con una ganancia unitaria.
- Es utilizado en equipos médicos.

En la figura 22 se muestra la distribución de pines del OPA2335.

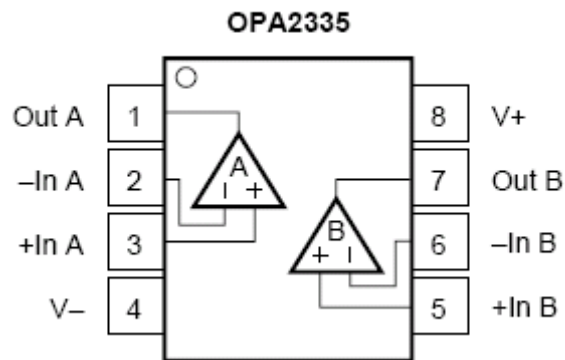


Figura 22²⁰. Diagrama de Pines del OPA2335.

El OPA2335 es un amplificador operacional dual CMOS que proporciona un voltaje de offset de aproximadamente 5 uV. Además, es un amplificador de alta precisión, alta impedancia de entrada y con excursión de salida *rail-to-rail*.

Puede ser utilizado con alimentación tanto *single* como dual. Si es dual, el rango

²⁰ Datasheet OPA2335

de alimentación debe estar entre $+2.7V (\pm 1.35V)$ y $+5.5V (\pm 2.75V)$. En nuestro diseño se alimentó el integrado entre $-2.5V$ y $2.5V$. La principal razón de la alimentación dual fue que el circuito de guarda eliminaba las componentes negativas de la señal de entrada cuando se alimentaba el integrado single.

2.1.3.2. CIRCUITO DE GUARDA

El circuito de guarda permite conducir por el blindaje del cable, el promedio de las señales de entrada; es decir, el voltaje de modo común, también conocido como malla activa. De tal forma que, la capacitancia para señales en modo común se hace muy pequeña debido a que casi no existe diferencia de potencial entre la pantalla y el interior del cable.

La implementación de este circuito produce una buena supresión de interferencias con solo un amplificador extra. Pero, la desventaja del circuito de guarda, es que aumenta la capacitancia de entrada en modo diferencial, ya que para este tipo de señales, la diferencia de voltaje entre el blindaje y el interior del cable no es reducida por este circuito.

Lo anterior constituye un problema en nuestro diseño, ya que se utilizaron cables más largos de lo usual y aconsejable en un ECG, debido a las dimensiones del caballo.

Adicionalmente, la salida del circuito de pantalla sirvió como entrada al manejador de pierna derecha (DRL).

A continuación se muestra el circuito de guarda en la figura 23.

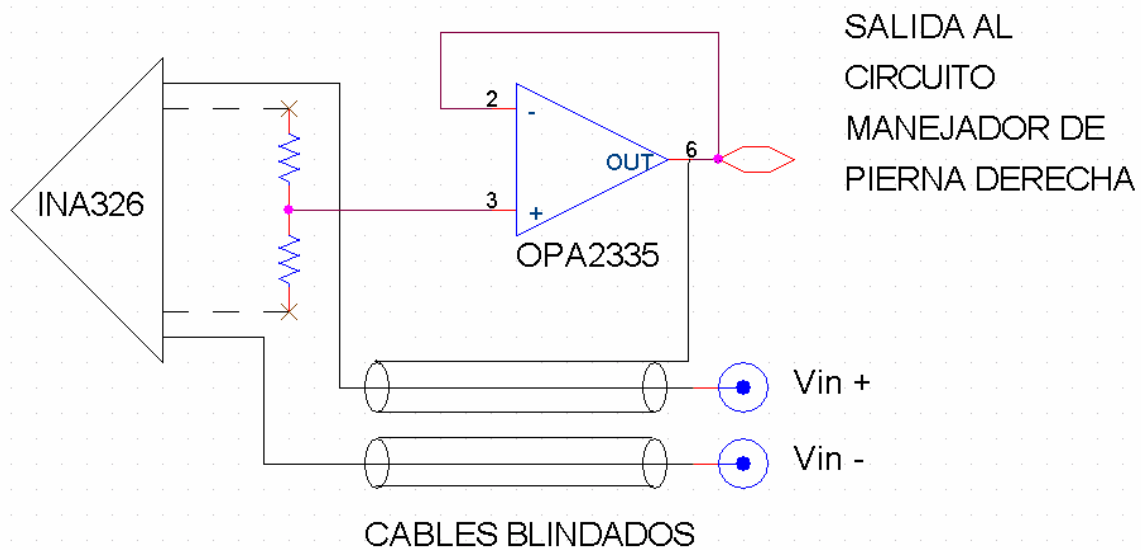


Figura 23²¹. Circuito de Guarda

2.1.3.3. CIRCUITO MANEJADOR DE PIERNA DERECHA (DRL)

El circuito manejador de pierna derecha es la mejor opción para la reducción de los voltajes de modo común (V_{cm}), de la interferencia; y para aumentar la relación de rechazo de modo común adicional a la dada por el amplificador de instrumentación.

En la figura 24 se muestra el circuito manejador de pierna derecha (DRL)

²¹ Fuente Autores

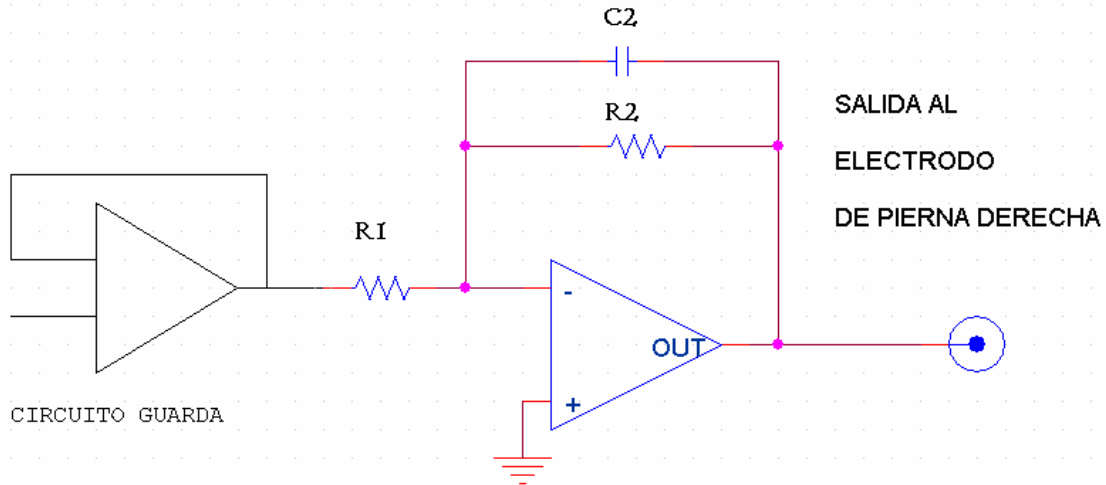


Figura 24²². Circuito Manejador de Pierna Derecha (DRL)

En este circuito, el voltaje V_{cm} es invertido, amplificado y realimentado a la pierna derecha del paciente. Esta realimentación negativa reduce activamente la diferencia de tensión entre el paciente y el común del amplificador.

La seguridad eléctrica debida al circuito manejador de pierna derecha (DRL) es otra característica a destacar. Si un voltaje anormalmente alto aparece entre el paciente y tierra, originado por algún tipo de falla, el amplificador con el cual se implementa este circuito se satura. Por lo tanto, se desconecta al paciente de tierra y éste se mantiene protegido al quedar una resistencia suficientemente grande entre el cuerpo y el común del amplificador.

El principal inconveniente del DRL es que es potencialmente inestable. Se desea una alta ganancia inversora porque la reducción del voltaje de modo común es proporcional a la ganancia de lazo abierto del DRL. Sin embargo, una alta ganancia puede causar inestabilidad o saturación. Por lo tanto, este circuito es

²² Fuente Autores

estable solo si la ganancia de lazo abierto es menor a la unidad a frecuencias donde el retraso de fase total es 180°. De lo contrario, ocurre realimentación positiva y las componentes de alta frecuencia pueden estar presentes en el ECG. En nuestro diseño se prefirió darle al circuito una ganancia no muy alta, sacrificando la reducción del voltaje en modo común, pero mejorando la estabilidad del circuito para no causar saturación ni inestabilidad.

La función de transferencia del circuito de pierna derecha está dada por la siguiente ecuación²³:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-1}{\frac{R_1}{R_2} + sC_2R_1} \quad (3)$$

La ganancia en DC de este circuito está dada por la expresión:

$$G = \frac{-R_2}{R_1} \quad (4)$$

Y la frecuencia a 3 dB, ω_o , es:

$$\omega_o = \frac{1}{C_2R_2} \quad (5)$$

Para una resistencia R_1 de 20 k Ω , una resistencia R_2 de 390 k Ω y un capacitor C_2 de 39 pF; la ganancia G , según la ecuación 4, es de -19.5; y la frecuencia a 3 dB es de 65.74 kRad/s, según la ecuación 5.

²³ SEDRA, SMITH. "Circuitos Microelectrónicos". Cuarta Edición.

2.1.4. FILTRO PASA BAJAS

La señal adquirida posee componentes de frecuencia no deseadas, por lo que se recomienda implementar filtros. En nuestro diseño se utilizó un filtro pasa bajas, el cual se muestra en la figura 25, y es el encargado de imponer la máxima frecuencia útil de la señal cardiaca.

También se utilizaron filtros pasa altas para eliminar el offset de los electrodos y un supresor de banda para remover el ruido de 60 Hz. Los filtros citados anteriormente fueron implementados en software, los cuales se explicarán con detalle en el siguiente capítulo.

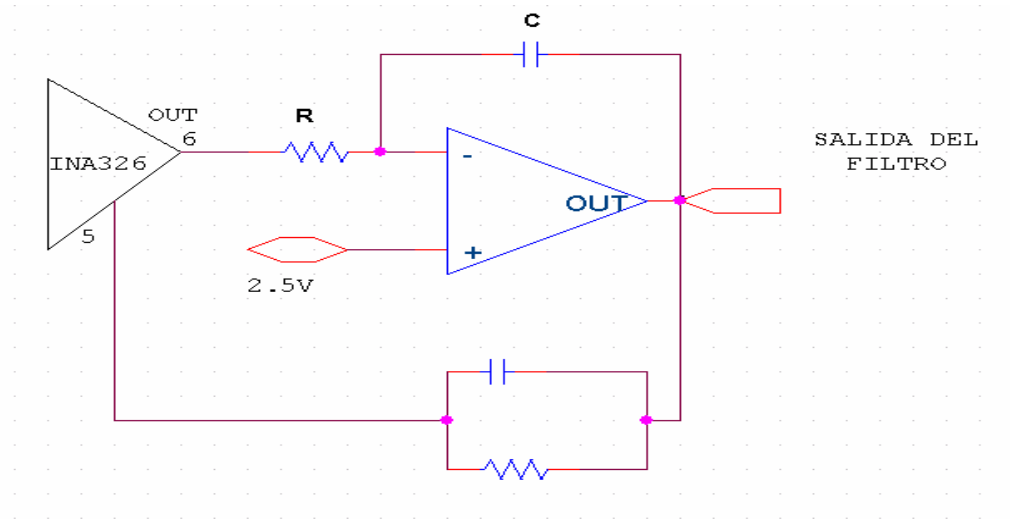


Figura 25²⁴. Filtro Pasa Bajas

La función de transferencia del filtro pasa bajas esta dada por la ecuación 6²⁵ y su respuesta en frecuencia se encuentra en la figura 26:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-1}{sCR} \quad (6)$$

²⁴ Fuente Autores

²⁵ SEDRA, SMITH. "Circuitos Microelectrónicos". Cuarta Edición.

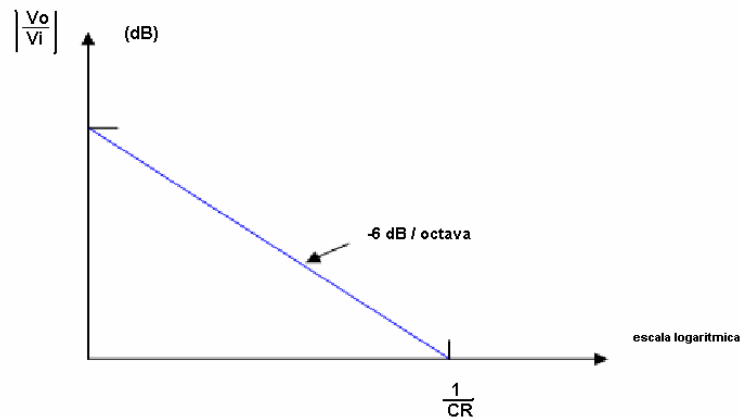


Figura 26²¹. Respuesta en Frecuencia del Integrador Miller

Para el desarrollo del filtro se usó un integrador Miller con una frecuencia de corte cercana a 100 Hz, la cual esta regida según la ecuación 7:

$$\omega_{\text{int}} = \frac{1}{CR} \quad (7)$$

La ω_{int} se conoce como frecuencia integradora. También se observó que a $\omega=0$, la magnitud de la función de transferencia del integrador es infinita. Esto indica que en DC, el op amp está operando como un circuito abierto debido a que el elemento de retroalimentación es un capacitor.

2.1.5. AMPLIFICACION

La última etapa es la de amplificación mostrada en la figura 27. Su principal función es la de llevar la señal a los niveles adecuados y exigidos por el rango dinámico del conversor A/D del microcontrolador, es decir, entre 0V y Vref; siendo Vref, el valor de referencia del microcontrolador que corresponde a 5V.

Para esta etapa se implementó un amplificador inversor con ganancia de 200V/V, ya que la señal sale invertida y de una amplitud de unas cuantas decenas de mV a causa del filtro pasa-bajas, de forma que junto con la ganancia del amplificador de instrumentación se obtuvo una ganancia total de 1000 V/V.

Tanto para la etapa de filtrado como de amplificación se utilizó el integrado OPA2335 anteriormente citado.

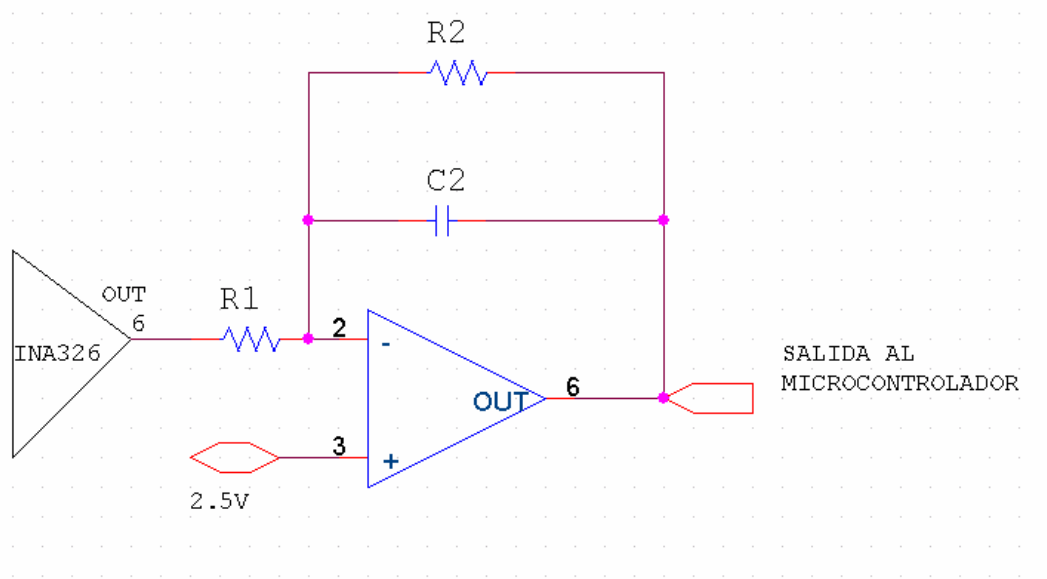


Figura 27²⁶. Etapa de Amplificación.

El circuito final diseñado se muestra en la figura 28. En éste se aprecian el amplificador de instrumentación, el circuito de guarda, el circuito de pierna derecha y la etapa de amplificación previa de la señal enviada al microcontrolador.

²⁶ Fuente Autores

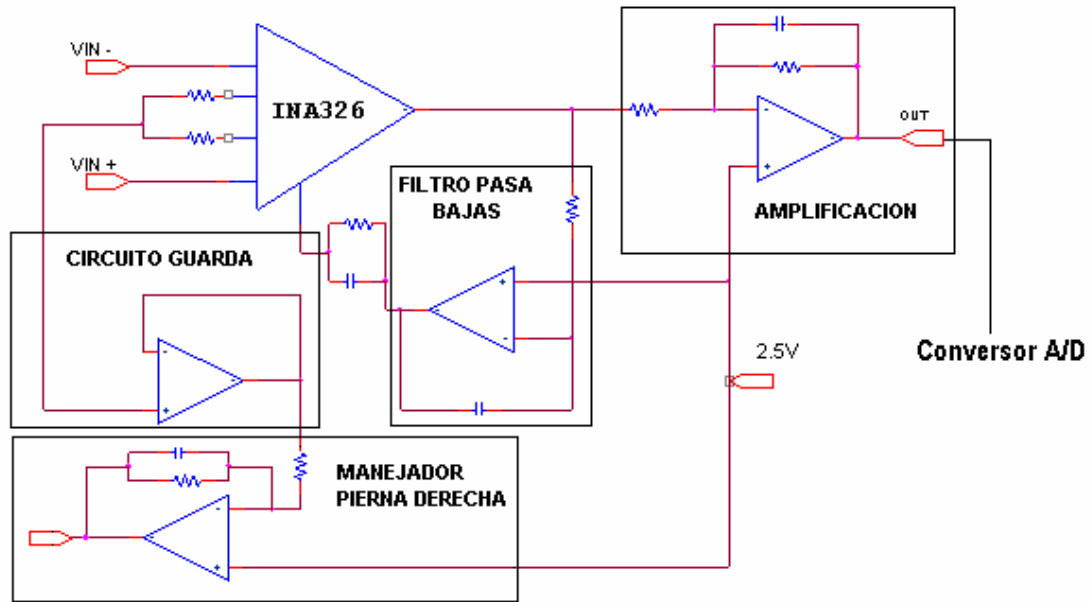


Figura 28²⁷. Circuito Final.

2.2. ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL ANALÓGICA A DIGITAL

2.2.1. CONVERSIÓN A/D²⁸

La conversión A/D puede considerarse como la última etapa del procesamiento analógico o como la etapa inicial indispensable para el procesamiento digital.

La función del convertidor analógico-digital es ofrecer una señal digital que corresponda con la señal analógica de entrada. Para lograr esto, se deben cumplir con dos procesos: la cuantificación y la codificación. Mediante el primero se transforma la señal continua de entrada en una serie de niveles discretos, mientras que el segundo consiste en asignar un código a cada uno de dichos niveles o estados.

²⁷ Fuente Autores

²⁸ MOMPIN Poblet, José. "Introducción a la Bioingeniería, Capítulo 5: Procesado Analógico de Señales."

Lo más común es que los intervalos de cuantificación sean iguales para todo el margen de valores de la tensión de entrada, pero no necesariamente debe ser así. Cuanto mayor sea el número de estados distintos a la salida, menor será el intervalo de valores de la entrada que se asignarán a un mismo estado y, por lo tanto, menor el error asociado a la cuantificación. Un mayor número de estados exige un mayor número de bits para codificarlos.

La elección del número de bits no puede hacerse libremente y sin considerar las limitaciones de la tecnología. Por ejemplo, ésta impone a veces unos tiempos de conversión que dependen de la resolución o número de bits que se desea obtener. Por ello, se puede decir que en términos generales, cuanto mayor sea la frecuencia de las señales a convertir, menor es la resolución que se puede obtener. En nuestro diseño se tomaron 10 bits, los cuales son suficientes para obtener una buena resolución de la señal ECG, como se citará más adelante.

2.2.1.1. PARÁMETROS DEL CONVERTOR

Algunos parámetros a considerar del convertor A/D son:

2.2.1.1.1. CUANTIZACIÓN

Un convertor A/D tiene un número finito de bits o resolución. Como resultado, los valores de amplitud continuos son representados o aproximados por niveles de amplitud discretos. El proceso de convertir niveles de amplitud continuos a discretos se llama cuantización, y esta aproximación permite llamar a los errores ruido de cuantización.

El intervalo de cuantización depende del número de cuantización o niveles de resolución, como se muestra en la figura 29.

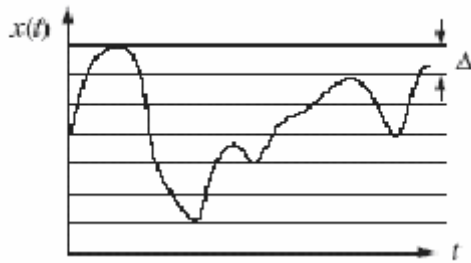


Figura 29²⁹. Niveles de Cuantización

Por lo tanto, la cantidad de ruido cuantizado generado por un conversor A/D depende del tamaño del intervalo de cuantización. Entre más bits se conviertan en un intervalo de cuantización angosto, menos ruido de cuantización se generará.

En la figura 29, el intervalo entre dos niveles consecutivos de cuantización corresponde al bit menos significativo o LSB.

Además, se considera que el ruido de cuantización es una señal independiente y esta uniformemente distribuida sobre -0.5 LSB y 0.5 LSB.

2.2.1.1.2. RESOLUCIÓN

La resolución del conversor es el número de divisiones en las que el sistema puede dividir el rango del conversor A/D y detectar pequeños cambios en la señal. Es decir, la resolución se refiere al incremento mínimo de tensión detectable, que coincide con el valor del bit menos significativo (LSB).

La resolución fue un criterio importante de selección del microcontrolador PIC16F877A. Este IC tiene ocho módulos de conversión análogo-digital de 10 bits, que en conjunto con un rango de entrada de 5V permite tener una resolución de 4.88mV, la cual se calculó según la ecuación 8.

²⁹ Datasheet ADS1252

$$resolución = \frac{rangodeldispositivo}{2^{\#bits}} \quad (8)$$

Al realizar la conversión el microcontrolador guarda el resultado en dos registros: ADRESH, el cual contiene los bits más significativos; y ADRESL, el cual contiene los bits menos significativos. Con el software se pueden justificar esos bits. En nuestro caso, se utilizó justificación a la derecha con el registro ADFM, según se muestra en la figura 30.

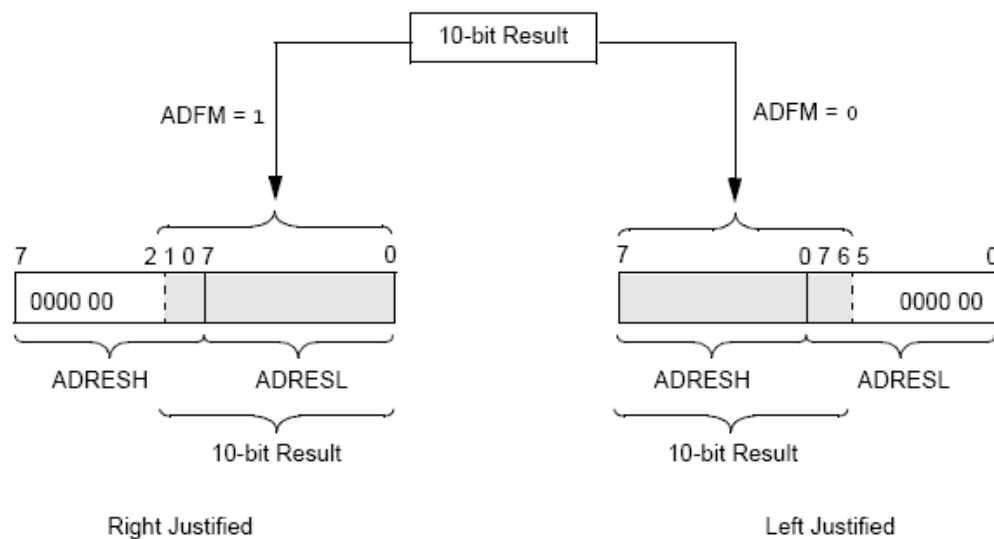


Figura 30³⁰. Justificación por medio del Registro ADFM

Los registros ADRESH y ADRESL son guardados en la memoria del microcontrolador hasta su transmisión serial, por medio de la interfaz de comunicación serial del PIC16F877A.

³⁰ Datasheet PIC16F877A

2.2.2. MICROCONTROLADOR PIC16F877A

El microcontrolador PIC16F877A se emplea en el diseño del sistema de adquisición de datos para que ejecute las funciones de digitalización de la señal análoga y para que transmita esta información por medio del puerto serial en modo USART³¹.

Se denomina microcontrolador a un dispositivo programable capaz de realizar diferentes actividades que requieran del procesamiento de datos digitales y del control y comunicación digital de diferentes dispositivos.

Los microcontroladores poseen una memoria interna que almacena dos tipos de datos: las instrucciones, que corresponden al programa que se ejecuta; y los registros o datos que el usuario maneja, así como registros especiales para el control de las diferentes funciones del microcontrolador.

De acuerdo al número de instrucciones que el microcontrolador maneja se le denomina de arquitectura RISC (reducido) o CISC (complejo).

Los microcontroladores poseen principalmente una ALU (Unidad Lógica Aritmética), memoria del programa, memoria de registros, y pines I/O (entrada y/o salida). La ALU es la encargada de procesar los datos dependiendo de las instrucciones que se ejecuten (ADD, OR, AND), mientras que los pines son los que se encargan de comunicar al microcontrolador con el medio externo. La función de los pines puede ser de transmisión de datos, alimentación de corriente para el funcionamiento de este o pines de control específico.

El PIC16F877A es un microcontrolador versátil, eficiente y práctico en la aplicación dada en este proyecto. Entre sus principales características se encuentran:

³¹ USART/SCI: Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter / Serial Communication Interface

- Soporta modo de comunicación serial, posee dos pines para ello.
- Amplia memoria para datos y programa.
- Memoria reprogramable: La memoria en este PIC es la que se denomina FLASH; este tipo de memoria se puede borrar electrónicamente.
- Set de instrucciones reducidas (tipo RISC), pero con las instrucciones necesarias para facilitar su manejo.
- 8 módulos de conversión análogo-digital de 10 bits
- Modulo de comunicación serie USART

2.2.2.1. DESCRIPCION DE PINES DEL PIC16F877A

En la tabla 2 se describen los pines del PIC16F877A.

Pin	Descripción
1	MCLR/VPP
2	RA0/AN0
3	RA1/AN1
4	RA2/AN2/VREF-/CVREF
5	RA3/AN3/VREF+
6	RA4/T0CKI/C1OUT
7	RA5/AN4/SS/C2OUT
8	RE0/RD/AN5
9	RE1/WR/AN6
10	RE2/CS/AN7
11	VDD
12	VSS
13	OSC1/CLKI
14	OSC2/CLKO
15	RC0/T1OSO/T1CKI
16	RC1/T1OSI/CCP2
17	RC2/CCP1

18	RC3/SCK/SCL
19	RD0/PSP0
20	RD1/PSP1
21	RD2/PSP2
22	RD3/PSP3
23	RC4/SDI/SDA
24	RC5/SDO
25	RC6/TX/CK
26	RC7/RX/DT
27	RD4/PSP4
28	RD5/PSP5
29	RD6/PSP6
30	RD7/PSP7
31	VSS
32	VDD
33	RB0/INT
34	RB1
35	RB2
36	RB3/PGM
37	RB4
38	RB5
39	RB6/PGC
40	RB7/PGD

Tabla 2³². Descripción de Pines del PIC16F877A.

En la figura 31 se encuentra el diagrama de pines del PIC16F877A.

³² Datasheet PIC16F877A

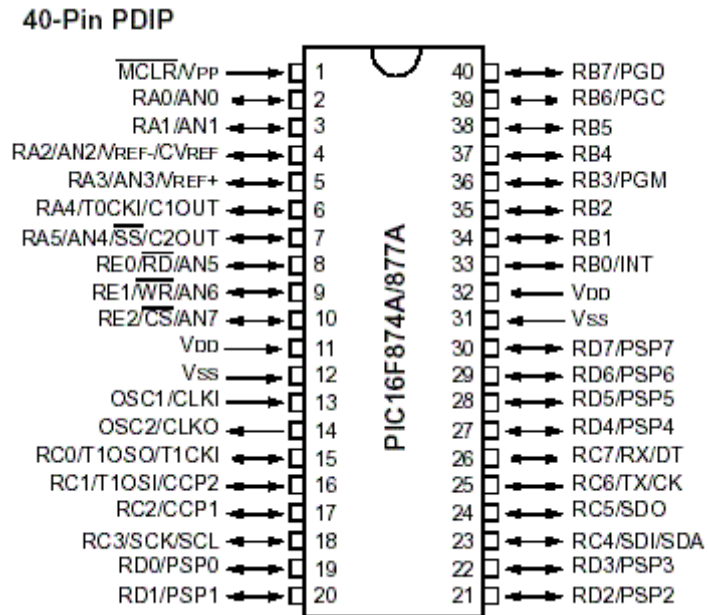


Figura 31²⁸. Diagrama de Pines del PIC16F877A

2.2.2.2. CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL PIC

En la tabla 3 se encuentran características del PIC16F877A

CARACTERÍSTICAS	16F877A
Frecuencia máxima	DX-20MHz
Memoria de programa flash palabra de 14 bits	8KB
Posiciones RAM de datos	368
Posiciones EEPROM de datos	256
Puertos E/S	A,B,C,D,E
Número de pines	40
Interrupciones	15
Timers	3

Módulos CCP	2
Comunicaciones Serie	MSSP ³³ , USART
Líneas de entrada de CAD de 10 bits	8
Juego de instrucciones	35 Instrucciones
Longitud de la instrucción	14 bits
CPU	Risc
Canales Pwm ³⁴	2

Tabla 3²⁸. Características Generales del PIC16F877A

El PIC16F877A se programó para que realizara la función de conversión A/D, citada anteriormente; y la transmisión por el puerto serial la cual se explica a continuación.

2.2.3. TRANSMISION SERIAL

El módulo USART es uno de los dos módulos de comunicación que posee el microcontrolador. USART también es conocido como Interfaz de comunicación serial y se puede configurar en los siguientes modos:

- Asíncrono (full duplex)
- Sincrono - Master (half duplex)
- Sincrono - Slave (half duplex)

En la transferencia de datos serie en modo asíncrono, el dispositivo transmisor envía una señal que se conoce como “marca”, usualmente de nivel alto mientras

³³ MSSP: Puerto Serie Síncrono Master .

³⁴ PWM: Modulaci3n de Anchura de Pulsos

no contenga un dato para transmitir. Para indicar que comienza a transmitir un dato válido, el transmisor envía un bit 0, el cual se conoce como señal ó “bit de arranque” ó “bit de inicio”; y después del bit de arranque el transmisor envía un dato compuesto de una cantidad predefinida de bits, en nuestro caso son 8 bits. Para indicar que se termina la transmisión de un dato, el transmisor envía una señal que se conoce como señal de parada; ésta señal consiste de uno, uno y medio o dos “bits de parada” con nivel alto, esta forma de transmisión se conoce como Protocolo Asíncrono RS-232-C. Cada dato en la transmisión asíncrona tiene el formato que se muestra en la figura 32.

marca	bit de inicio	dato serie	bit de paridad	señal de paro
-------	---------------	------------	----------------	---------------

Figura 32³⁵. Formato de Cada Dato en la Transmisión Asíncrona

Durante la transmisión, los bits se organizan como se muestra en la figura 33.

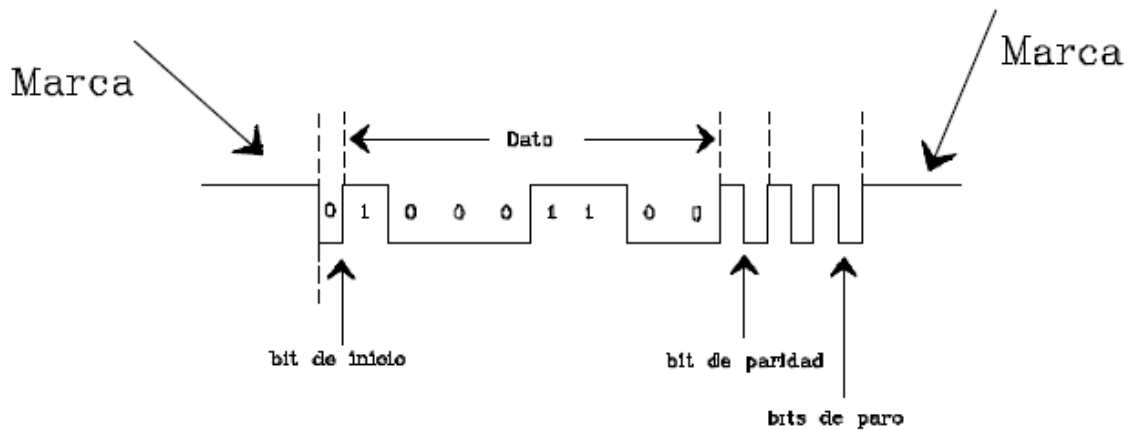


Figura 33³⁶. Marca en Transmisión Asíncrona

³⁵ Fuente Autores

³⁶ Nota de aplicación del integrado MAX 232

La USART en modo asíncrono contiene los siguientes elementos: Generador de Baudios y Transmisor Asíncrono, los cuales se explicarán a continuación.

2.2.3.1. Generador de Baudios

Para el protocolo asíncrono RS-232-C, la frecuencia en baudios (bits por segundo) a la que se realiza la transferencia se debe efectuar a un valor normalizado: 330, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400, etc. Para generar esta frecuencia, el USART dispone de un generador de frecuencia en Baudios, BRG, cuyo valor es controlado por el contenido grabado en el registro SPBRG. El microcontrolador fue programado para transmitir a 9600 baudios.

2.2.3.2. Transmisor Asíncrono

La figura 34 muestra el diagrama por bloques de la sección de transmisión del USART en modo asíncrono.

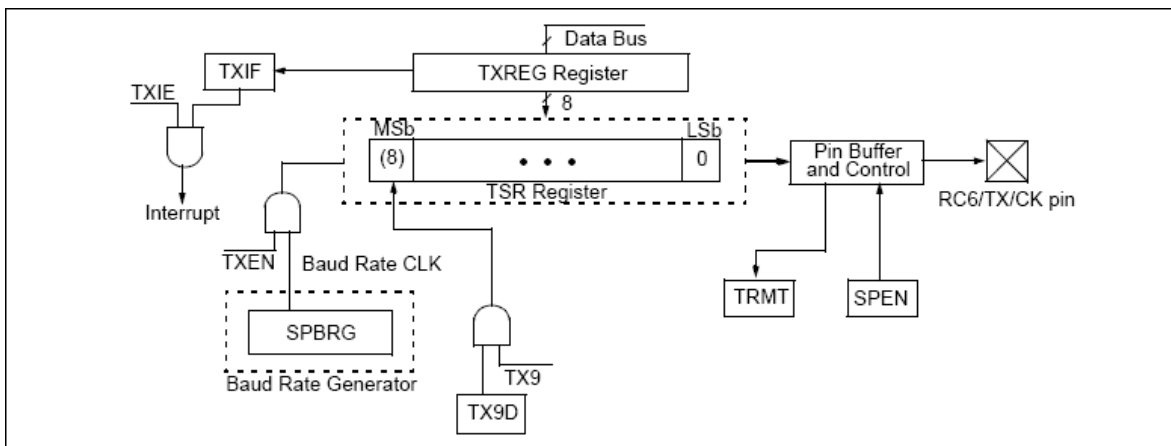


Figura 34³⁷. Sección de transmisión del USART en modo asíncrono.

³⁷ Datasheet PIC16F877A

El dato que se desea transmitir por el USART se deposita en el registro TXREG y a continuación se traspa al registro de desplazamiento TSR, el cual va sacando los bits secuencialmente y a la frecuencia establecida. Además, antes de los bits del dato de información incluye un bit de inicio y después de sacar todos los bits añade un bit de parada.

Si se observa el diagrama de bloques de la sección transmisora del USART, el núcleo esta constituido por el registro de desplazamiento TSR, que obtiene el dato desde el registro TXREG y luego lo va desplazando y sacando bit a bit en serie, por la línea RC6/TX/CK (pin 25). El primer bit que sale es el de menos peso o el menos significativo. El dato a transferir se carga por software en TXREG y se transfiere al TSR en cuanto se haya transmitido el bit de parada del dato anterior. La transferencia entre los dos registros se realiza en un ciclo y entonces el señalizador TXIF toma un valor de 1, para advertir que el registro de transmisión se ha vaciado.

El microcontrolador envía los dos bytes que contienen la conversión de 10 bits de una muestra de la señal analógica, y la envía por el pin 25 a la entrada del módulo transmisor TXM-916-ES para su posterior recepción por el módulo receptor RXM-916-ES, los cuales se abordarán a continuación.

En la figura 35 se muestra el diagrama de flujo del programa.

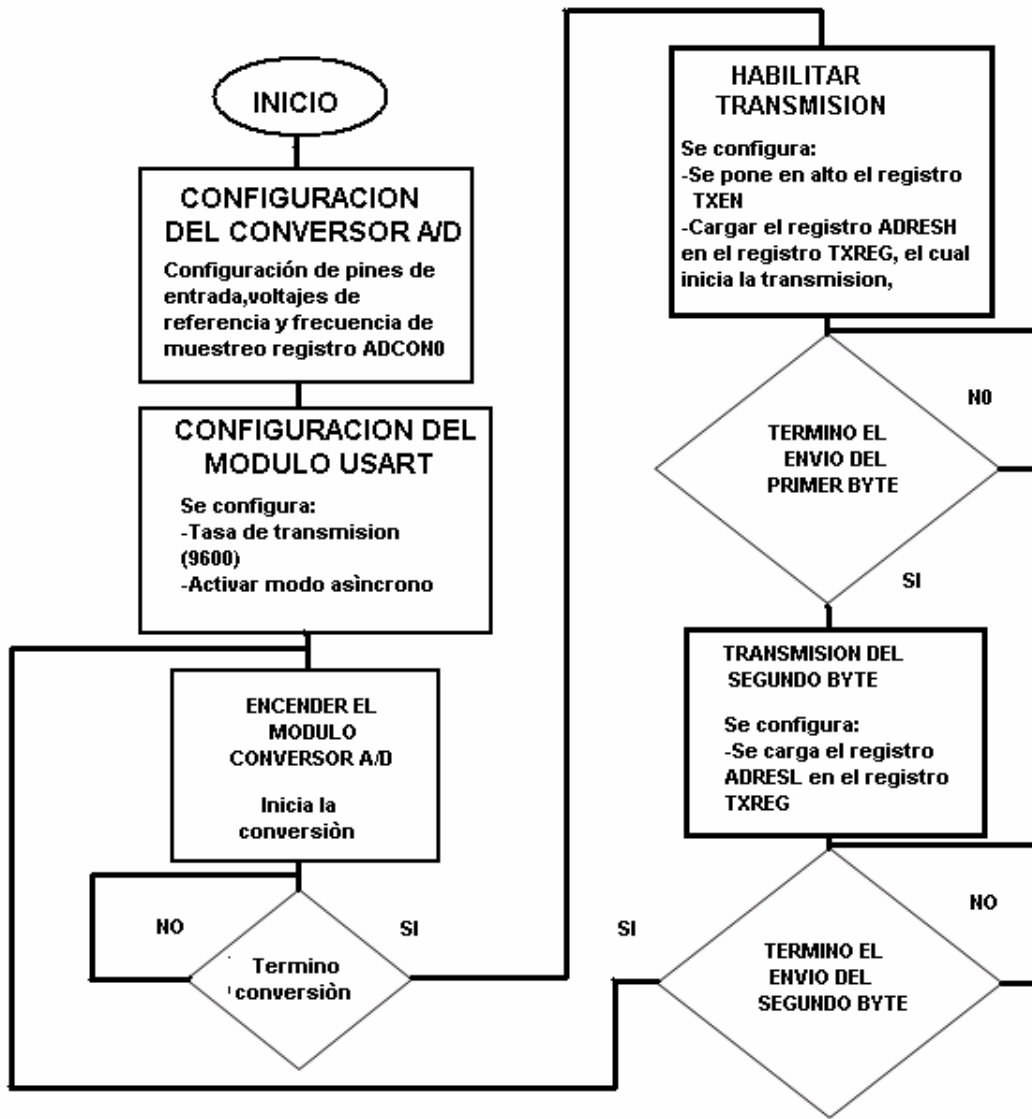


Figura 35³⁸. Diagrama de Flujo del Programa.

³⁸ Fuente Autores

2.3. TRANSMISION Y RECEPCION

Antes de abarcar los módulos de transmisión y recepción empleados, se darán algunas nociones básicas tenidas en cuenta en el momento de la elección de dichos módulos.

Existen dos tipos de modulación: modulación AM y modulación FM.

La modulación de amplitud (AM) es una forma de modulación relativamente barata pero de baja calidad de modulación que se utiliza en la radiodifusión de señales de audio y video. La modulación de amplitud tiene en la práctica dos inconvenientes: por un lado, no siempre se transmite la información con la suficiente calidad, ya que el ancho de banda en las emisiones está limitado y algunas veces se satura; y por otra parte, en la recepción es difícil eliminar las interferencias producidas por descargas atmosféricas y motores, entre otros.

Debido a que los ruidos o interferencias que se mencionaron anteriormente alteran la amplitud de la onda, no afecta a la información transmitida en FM, puesto que la información se extrae de la variación de frecuencia y no de la amplitud, que es constante. Como consecuencia de estas características de modulación se observa que la calidad de la señal transmitida es mayor cuando se modula en frecuencia que cuando se hace en amplitud, por lo tanto, se escogió implementar modulación FM.

En general, la frecuencia modulada (FM) posee varias ventajas sobre el sistema de modulación de amplitud (AM). La más importante es que al sistema FM apenas le afectan las interferencias y descargas estáticas; mientras que algunas perturbaciones eléctricas, como las originadas por tormentas o sistemas de encendido de los automóviles, producen señales de radio de amplitud modulada que se captan como ruido en los receptores AM.

Un equipo de FM bien diseñado no es sensible a tales perturbaciones cuando se sintoniza una señal FM de suficiente potencia. Además, la relación señal/ruido en los sistemas FM es mucho mayor que en los AM.

2.3.1. MODULACION FM/FSK

FSK, *Frequency-shift keying*, es un tipo de modulación de frecuencia cuya señal modulante es un flujo de pulsos binarios digitales que varía entre valores predeterminados, tal como se muestra en la figura 36.

Los dos valores binarios se representan con dos frecuencias diferentes (f_1 y f_2) próximas a la frecuencia de la señal portadora f_p , según se muestra en las ecuaciones 9 y 10.

$$v(t) = V_P \text{ sen } (2\pi f_1 t) \quad \text{para un "1" binario} \quad (9)$$

$$v(t) = V_P \text{ sen } (2\pi f_2 t) \quad \text{para un "0" binario} \quad (10)$$

Generalmente f_1 y f_2 corresponden a desplazamientos de igual magnitud pero en sentidos opuestos de la frecuencia de la señal portadora.

En la figura 36 se muestra la modulación FM/FSK.

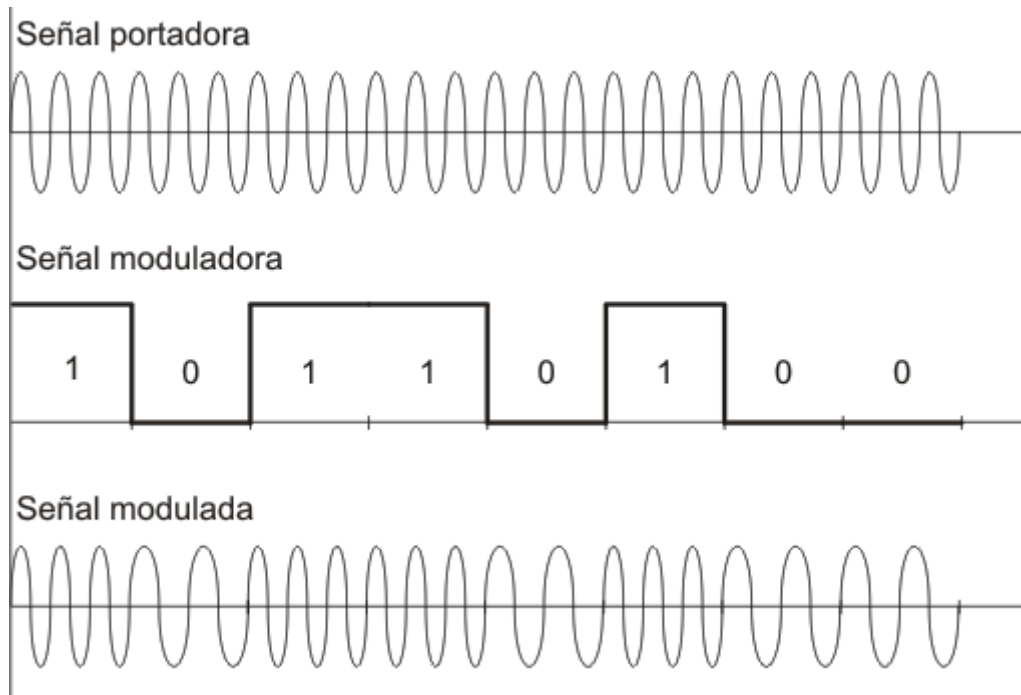


Figura 36³⁹. Modulación FM/FSK

En los sistemas de modulación por salto de frecuencia, FSK, la señal moduladora hace variar la frecuencia de la portadora, de modo que la señal modulada resultante codifica la información asociándola a valores de frecuencia diferentes.

2.3.2. TRANSMISOR TXM-916-ES DE LINX TECHNOLOGIES

El transmisor TXM-916-ES, mostrado en la figura 37, utiliza modulación FM/FSK, la cual proporciona un desempeño superior y una mejor inmunidad al ruido en comparación con las soluciones AM/OOK.

³⁹ www.portalmundos.com/mundoradio/fenomenos/fm.htm

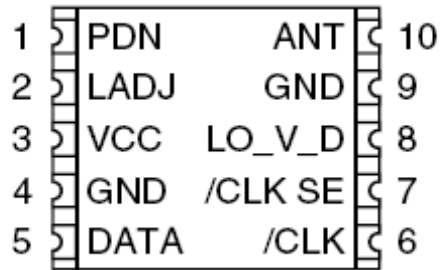


Figura 37⁴⁰. Distribución de Pines del Módulo de Tx

La tasa de transmisión máxima es de 56 kbps y tiene un amplio rango de excursión sin importar si la fuente de datos es análoga o digital.

El transmisor opera en la banda de 900 Mhz, la cual permite una gran variedad de aplicaciones, incluyendo transmisión de datos, de audio, aplicaciones de automatización industrial, seguridad, mandos a control remoto y monitoreo.

La principal ventaja de todos los módulos Linx es que no requiere sintonización o componentes externos de radiofrecuencia, excepto, una antena.

2.3.2.1. CARACTERISTICAS DEL MODULO

- Montaje superficial
- Modulación FM/FSK
- Amplio ancho de banda: 20 hz a 28 khz
- Muy bajo consumo de corriente
- Velocidad de transmisión: 56000 bps
- Entrada de baja potencia
- Bajo voltaje detectado a la salida
- Reloj de salida para controlar un microcontrolador

⁴⁰ Datasheet TXM-916-ES de LINX TECHNOLOGIES

- No necesita sintonización
- No requiere componentes externos RF
- Interfaz directa a fuentes análogas o digitales
- Excelente relación costo/desempeño

2.3.2.2. APLICACIONES

- Transferencia inalámbrica de datos
- Automatización industrial
- Control remoto
- Alarmas de seguridad
- Trabajos en red inalámbricas
- Telemetría

2.3.2.3. ESPECIFICACIONES ELECTRICAS

- Fuente de alimentación: puede variar entre 2.1 y 4 Vdc
- Corriente de alimentación: entre 5.5 y 8.5 mA
- Frecuencia de transmisión: 916.48 Mhz
- Frecuencia central: ± 60 khz
- Potencia de salida: ± 4 dBm
- Emisiones armónicas: - 55 dBc
- Desviación de Frecuencia: varía entre 90 y 130 khz
- Ancho de banda: entre 20 y 28000 hz
- Entrada de datos:
 - Bajo Lógico: entre 0 y 0.4 Vdc
 - Alto Lógico: entre 3.0 y 5.2 Vdc
- Entrada analógica: entre 0 y 5.0 Vpp

- Impedancia de Salida: 50 Ω
- Máximo tiempo entre transiciones: 5 ms

2.3.2.4. DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO

La función de un transmisor es tomar una señal análoga o digital, y, a través de la antena, radiarla al espacio libre. A continuación se muestran los componentes del transmisor en la figura 38.

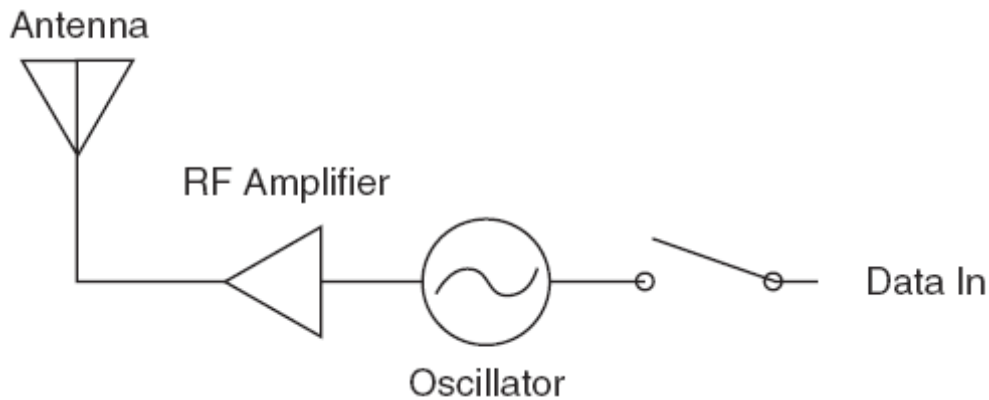


Figura 38⁴¹. Componentes del Transmisor.

El transmisor tiene tres componentes primarios: una fuente de frecuencia, en este caso sería el oscilador; una etapa de ganancia dada por un amplificador; y un elemento acoplador al espacio libre como la antena.

El oscilador genera la frecuencia a la cual el transmisor va a operar. Esta frecuencia se llama frecuencia fundamental, y es necesario amplificar la señal para que esta frecuencia pueda ser transmitida correctamente al espacio libre.

⁴¹ Nota de aplicación del TXM-916-ES de LINX TECHNOLOGIES

Este es el propósito de la etapa de ganancia. En cuanto a la antena, sirve de puente entre la onda guiada y el espacio libre.

El módulo TXM-916-ES de Linx es un transmisor de un único canal diseñado para la transferencia inalámbrica de información analógica o digital a 1000 ft en campo libre o a 500 ft si hay obstrucciones físicas como edificaciones o árboles.

La modulación FM/FSK provee un mayor desempeño y mejor inmunidad al ruido en comparación con las soluciones de modulación en AM.

Los módulos son extremadamente compactos y tienen una excelente relación costo/beneficio comparados con otros dispositivos FM/FSK.

En la figura 39 se encuentra el diagrama de bloques del transmisor.

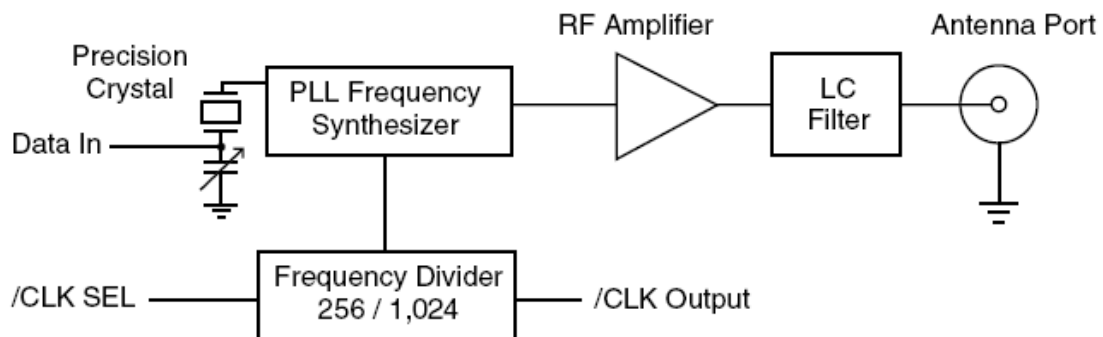


Figura 39³⁷. Diagrama de Bloques del Transmisor

Este transmisor es capaz de generar 1 mW de salida con una carga de 50 Ω (dada por la antena) mientras suprime los armónicos y emisiones espúreas dentro de los límites legales.

El transmisor opera directamente modulando el cristal con la señal banda base presente en la línea de datos.

2.3.3. RECEPTOR RXM-916-ES DE LINX TECHNOLOGIES

El receptor RXM-916-ES se muestra en la figura 40.

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

Figura 40⁴². **Distribución de Pines del Módulo de Rx**

2.3.3.1. CARACTERISTICAS DEL MODULO

- Montaje superficial
- Modulación FM/FSK
- Alta inmunidad al ruido
- Excelente sensibilidad
- Bajo consumo de corriente
- Tasa de transmisión de 56000 bps
- No requiere sintonización ni componentes externos de RF

2.3.3.2. APLICACIONES

- Transferencia de datos inalámbrica
- Automatización industrial

⁴² Datasheet RXM-916-ES de LINX TECHNOLOGIES

- Control remoto
- Sistemas de seguridad
- Telemetría
- Trabajos en red inalámbricas

2.3.3.3. ESPECIFICACIONES ELECTRICAS

- Fuente de alimentación: puede variar entre 4.5 y 5.5 Vdc
- Corriente de alimentación: entre 5.5 y 6.5 mA
- Frecuencia de recepción: 869.85 Mhz
- Frecuencia central: ± 60 khz
- Frecuencia intermedia: 10.7 Mhz
- Emisiones espúreas: - 75 dBm
- Sensibilidad del receptor: entre -92 y -102 dBm
- Tasa de transmisión: 56000 bps
- RSSI:
 - Rango dinámico: 60 dB
 - Ganancia: 30 mV/dB
- Impedancia de la antena: 50 Ω
- Máximo tiempo entre transiciones: 5 ms

2.3.3.4. DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO

El receptor recibe la portadora modulada, la remueve y recupera la señal original transmitida. Este proceso es llamado demodulación. En la figura 41 se muestra los estados de la Modulación FSK.

La antena receptora intercepta las ondas electromagnéticas radiadas desde la antena transmisora. Cuando las ondas llegan a la antena receptora, se induce un

pequeño voltaje el cual causa un flujo pequeño de corriente con la misma frecuencia que en la antena transmisora. Esta corriente es amplificada hasta un nivel más deseable y después, alimentada al mezclador. El mezclador toma esta señal de entrada y la combina con el oscilador local produciendo una señal con una nueva frecuencia más baja o frecuencia intermedia. El detector después remueve la frecuencia intermedia y presenta sólo la información original.

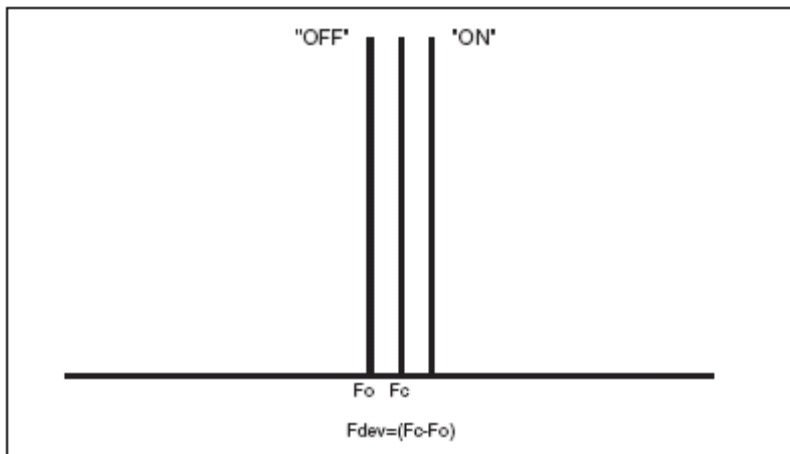


Figura 41⁴³. Estados de Modulación FSK

El módulo RX-916-ES de Linx cuenta con un solo canal de recepción y está diseñado para recepción inalámbrica de información análoga o digital a 1000 ft en campo abierto o a 500 ft si hay obstrucciones físicas como edificaciones o árboles. El módulo se destaca por su alto desempeño, alta inmunidad al ruido, arquitectura de superheterodino, posee un solo canal de recepción, un filtro SAW, es compacto y tiene una excelente relación costo/desempeño que permite flexibilidad en el diseño.

⁴³ Nota de aplicación del RXM-916-ES de LINX TECHNOLOGIES

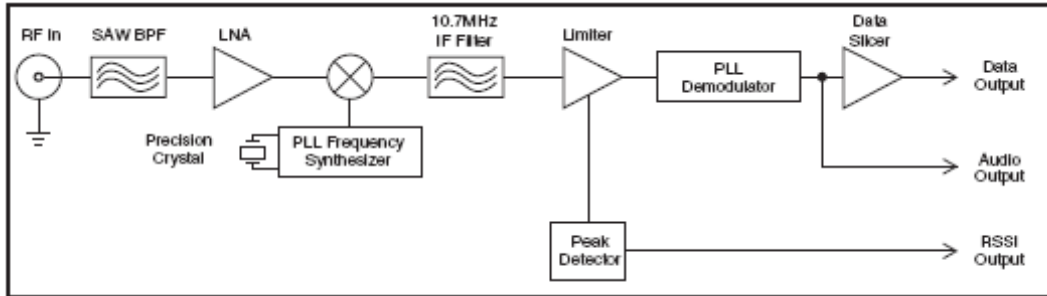


Figura 42³⁹. Diagrama de Bloques del Receptor

El receptor opera con una configuración superheterodino con una frecuencia intermedia de 10.7 Mhz y un ancho de banda de 28 khz. Es capaz de recibir una señal tan baja como -97 dBm. El diagrama de bloques del receptor se muestra en la figura 42.

La señal es filtrada y amplificada para posteriormente ser mezclada con un oscilador local de frecuencia. Después, la señal analógica es reconstruida desde la portadora utilizando un demodulador PLL.

2.4. COMUNICACIÓN RECEPTOR – PC

Para la comunicación serial del receptor y el PC se tuvo en cuenta que al enviar datos de forma serial se necesita convertir los datos a niveles lógicos adecuados, los cuales están definidos por la norma RS-232. Esto se logra con el dispositivo MAX232 el cual convierte niveles lógicos TTL a RS-232.

2.4.1. RS-232

El RS-232 o “*Recommended Standard 232*”, está definido en las especificaciones ANSI (*American National Standard Institution*) como la interface entre un equipo terminal de datos y un equipo de comunicación de datos, empleando intercambio

en modo serie de datos binarios. En él se describen las diferentes reglas a seguir para realizar una comunicación serie entre dos dispositivos distantes entre sí.

Normalmente, los dispositivos que intervienen en una comunicación serie son el equipo terminal de datos (EDT), que suele ser un PC, y el equipo de comunicación de datos (ECD), generalmente un módem. A pesar que el estándar RS-232 empezó utilizándose para la comunicación entre un PC y un módem, la gran implantación de las PC's ha derivado en la ampliación del uso del RS-232, convirtiéndose en el estándar más utilizado en aplicaciones de bajo costo, que requieran la interconexión serie entre un EDT y un periférico. Como periféricos serie más usuales se pueden nombrar las impresoras, el *mouse*, los *plotters*, los *scanners* y los digitalizadores, entre otros.

Debido a la línea del *driver* y mejoras en el cableado, las aplicaciones comúnmente incrementan el desempeño del RS-232 más allá de la distancia y velocidad listadas en el estándar. El RS-232 está limitado a conexiones punto a punto entre puertos seriales y dispositivos PC.

Típicamente, la comunicación serial se utiliza para transmitir datos en formato ASCII. Para realizar la comunicación se utilizan 3 líneas de transmisión: tierra o referencia, transmitir y recibir.

Debido a que la transmisión es asincrónica, es posible enviar datos por una línea mientras se reciben datos por otra. Existen otras líneas disponibles para realizar *handshaking*, o intercambio de pulsos de sincronización, pero no son requeridas.

En la tabla 4 se encuentran los parámetros de la norma RS-232

Longitud máxima de la línea	50 ft
Frecuencia	20 kbauds/ 50 ft
Modo de transmisión	Simple
Nivel lógico "0"	+ 3 V ≤ "0" ≤ +25 V

Nivel lógico "1"	$-3\text{ V} \leq "1" \leq -25\text{ V}$
Número de receptores permitidos por línea.	1
Impedancia de entrada	De 3 a 7 kΩ en 2500 pF

Tabla 4. Parámetros de la Norma RS-232

2.4.2. MAX 232

Este dispositivo por medio de sus *receivers*, convierte las entradas TIA/EIA-232-F a niveles TTL/CMOS de 5 volts y por medio de sus *drivers* convierte los niveles de entrada TTL/CMOS de 5 volts en salidas TIA/EIA-232-F.

En la figura 43 se encuentra el diagrama de pines del MAX232.

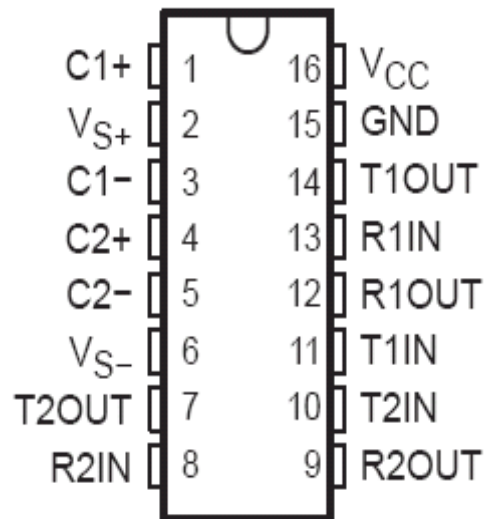


Figura 43⁴⁴. Distribución de Pines del MAX 232

⁴⁴ Datasheet MAX 232

Entre los pines 1 y 3, y, 4 y 5 se conectan capacitores de 1 uF con la polaridad indicada en la figura 44. Entre el pin 2 y Vcc se conecta un capacitor de 1 uF y lo mismo se hace entre el pin 6 y tierra.

El integrado se alimenta por el pin 16 con una tensión de 5 volts y la tierra del circuito se conecta al pin 15.

En la figura 44 se muestra la conexión típica del MAX 232.

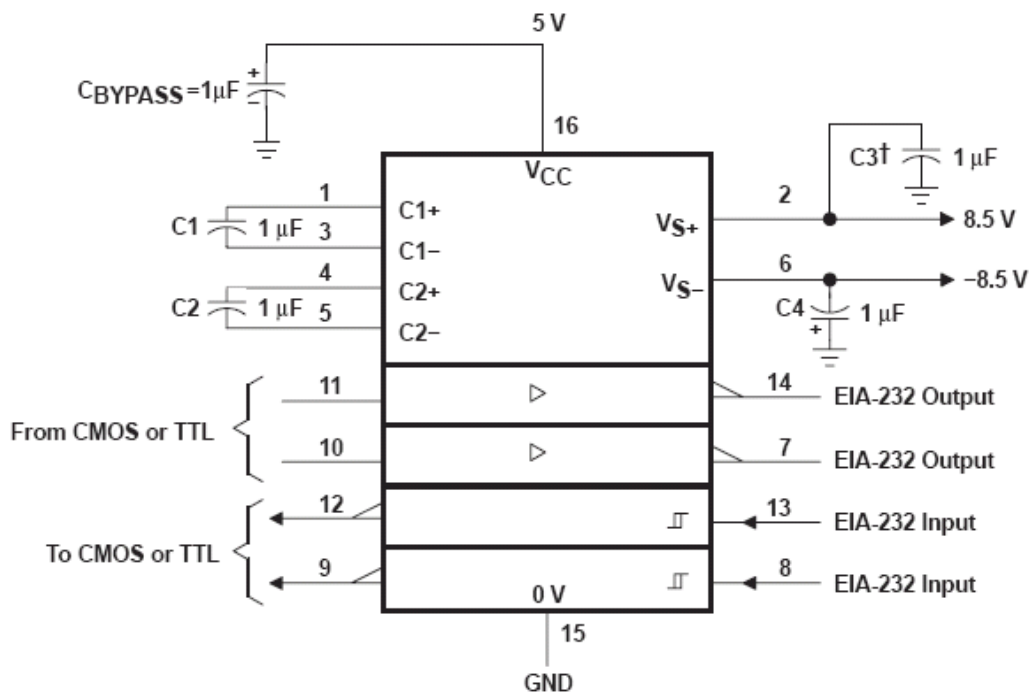


Figura 44⁴⁰. Conexión Típica del MAX 232

2.4.3. CONECTOR DB-9

Para realizar la conexión entre el PC y el MAX232 se pueden utilizar diferentes alternativas. Una manera es utilizar un cable serie macho-hembra no cruzado, y un conector hembra DB-9 para circuito impreso.

En la figura 45 se aprecian los pines del conector DB-9.

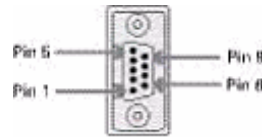


Figura 45. Conector DB-9

Funciones del Conector

- Datos: TxD en pin 3, RxD en pin 2
- Intercambio de Pulsos de Sincronización: RTS en pin 7, CTS en pin 8, DSR en pin 6, DCD en pin 1, DTR en pin 4
- Común: Com en pin 5
- Otros: RI en pin 9

En la figura 46 se muestra el diseño de la tarjeta receptora.

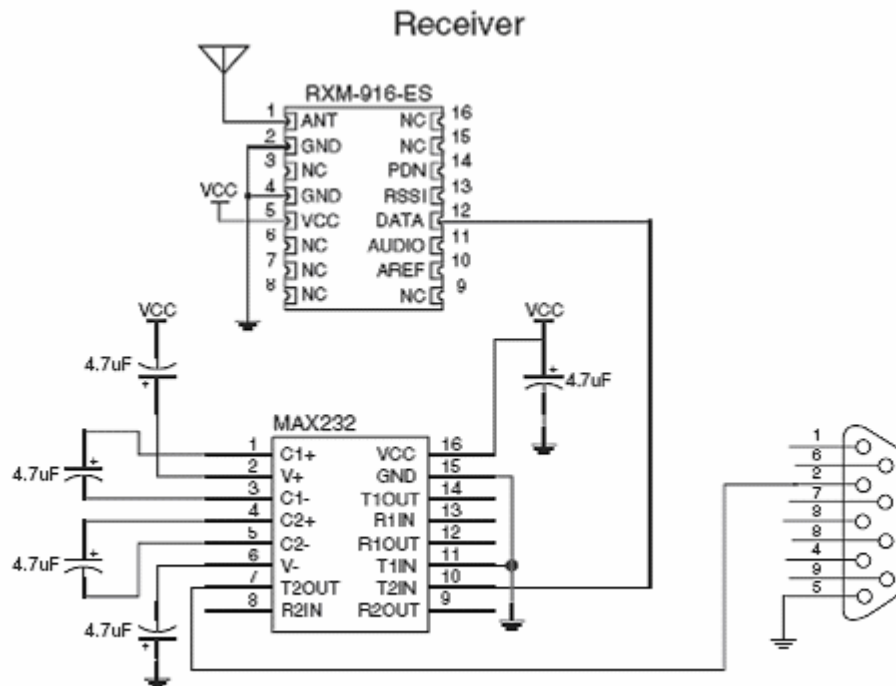


Figura 46⁴⁵. Diseño de la Tarjeta Receptora.

2.4.4. CONSIDERACIONES DEL PUERTO SERIAL

El puerto serial envía y recibe *bytes* de información pero bit por bit; y aunque este proceso es más lento que en la comunicación paralela, la cual permite la transmisión entera de *bytes* de una sola vez; es más sencillo y puede ser utilizado en distancias grandes. Por ejemplo, las especificaciones IEEE 488 para comunicación paralela definen que el cableado entre equipos no debe ser mayor de 20 m en total, con no más de 2 m entre dos dispositivos cualesquiera, pero en comunicación serial puede extenderse hasta 1200 m.

2.4.4.1. VENTAJAS DEL PUERTO SERIAL

- La mayoría de las computadoras tienen puertos seriales. Se usan para crear enlaces con cualquier dispositivo que tenga dicho puerto.
- Se envían datos a distancias de 50 ft ó más. Este factor está limitado en los puertos paralelos a distancias de 10 ó 15 ft. RS - 232 se diseñó para transmitir a larga distancia.
- Se obtienen enlaces bidireccionales con solo tres cables, mientras que en el tipo paralelo se necesitan 8 cables, aumentándose el costo.

⁴⁵ Nota de aplicación del RXM-916-ES de LINX TECHNOLOGIES

2.4.4.2. DESVENTAJAS DEL PUERTO SERIAL

- Si se necesitan datos de formato paralelo es necesario convertirlos. Esto se logra con un chip llamado UART, su comportamiento se simula con programas fijos en memorias EPROM's o cualquier otro tipo de memoria no volátil.
- Los parámetros de comunicación deben ser iguales en los dos extremos del enlace, por ejemplo: Velocidad de transmisión, número de bits de inicio y paro, y uso de bit de detección de errores. Si esto no sucede, el receptor no sabrá que es lo que se le envía.
- Puede ser difícil encontrar un puerto disponible. La mayoría de las computadoras permiten el uso de cuatro puertos seriales con dos niveles de interrupción para ellos. Cuando dos dispositivos usan un mismo nivel de IRQ normalmente no se usan al mismo tiempo.
- El RS-232 no está destinado a redes, por lo que es mejor usar un RS-485 para eso.
- La velocidad máxima en un RS-232 es 20.000 bits por segundo. Esta velocidad se puede exceder con cables más cortos, es necesario usar diferentes interfaces para transferencias de alta velocidad a larga distancia.

2.4.4.3. CONFIGURACIÓN DEL PUERTO SERIE

Antes de utilizar el puerto serie para transmitir y/o recibir, es imprescindible configurarlo. De esta manera se le indica al PC cómo debe actuar en las comunicaciones, es decir, el puerto serie a utilizar, la velocidad de transmisión para emitir y recibir *bytes* y el tipo de paridad.

Es importante tener en cuenta que la configuración que se le proporcione al puerto serie del PC debe ser exactamente la misma que utiliza el dispositivo periférico, si esto no es así, PC y periférico no se comunican con éxito, ya que utilizan especificaciones de transmisión diferentes.

Así pues, antes de realizar alguna operación con el puerto serie, es necesario configurarlo de forma adecuada, teniendo en cuenta las características de comunicación serie del dispositivo, una vez que se configura el puerto ya no es necesario volverlo a configurar, mientras no se deseen cambiar las especificaciones de la comunicación.

2.5. OTROS INTEGRADOS EMPLEADOS

En el diseño se alimentaron las dos tarjetas, tanto la de adquisición y transmisión como la de recepción, con baterías de 9V.

Para acondicionar los niveles de tensión requeridos se utilizaron los siguientes integrados:

- REF 02 de TEXAS INSTRUMENTS: este dispositivo es un regulador de precisión de 5V.
- ADM 8828 de ANALOG DEVICES: es un Inversor de voltaje.
- LM 317 de FAIRCHILD SEMICONDUCTOR: este integrado es un regulador ajustable.

2.5.1. REF 02

El REF 02 permite un voltaje de referencia de precisión de 5 Volts, es decir, mantiene un voltaje estable a la salida de 5 V que puede ser ajustado sobre un rango de $\pm 6\%$ con mínimos efectos en la estabilidad de la temperatura. En la figura 47 se muestra el diagrama de pines del REF 02.

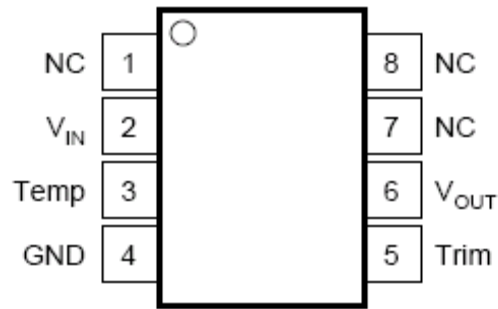


Figura 47⁴⁶. Diagrama de Pines del REF 02

Características generales del REF 02

- Voltaje de salida: +5 V \pm 0.2% max.
- Excelente estabilidad con cambios de temperatura
- Bajo ruido: 10uV_{pp} max. (0.1 hz hasta 10 hz)
- Bajo corriente de alimentación: 1.4 mA max.
- Protección contra Corto circuito
- Amplio rango de alimentación: 8 a 40 Volts.
- Rango de temperatura para operación: -40 °C hasta 85 °C

En la figura 48 se muestra la conexión del REF 02.

⁴⁶ Datasheet REF 02

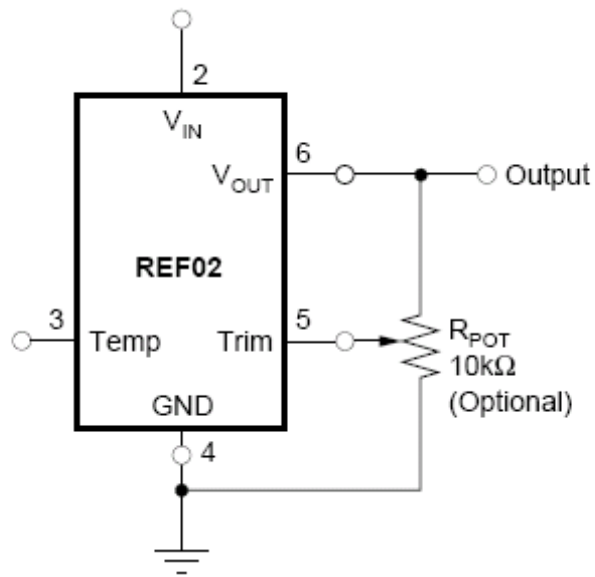


Figura 48⁴². Conexión del REF 02

2.5.2. ADM 8828

El ADM 8828 es un inversor de voltaje, el cual puede usarse para generar una fuente de alimentación negativa a partir de una fuente positiva. La entrada de voltajes tienen un rango de +1.5 V a +5.5 V los cuales pueden ser convertidos en una fuente de alimentación negativa con rango de -1.5 V a -5.5 V.

Este esquema inversor es ideal para generar un canal negativo en sistemas de alimentación sencilla como en nuestro caso. La principal función del ADM 8828 en nuestro diseño, es proporcionar alimentación dual al OPA 2335 con el cual se implementó el circuito guarda y pierna derecha. El ADM 8828 solo necesita dos capacitores externos como se muestra en la figura 49.

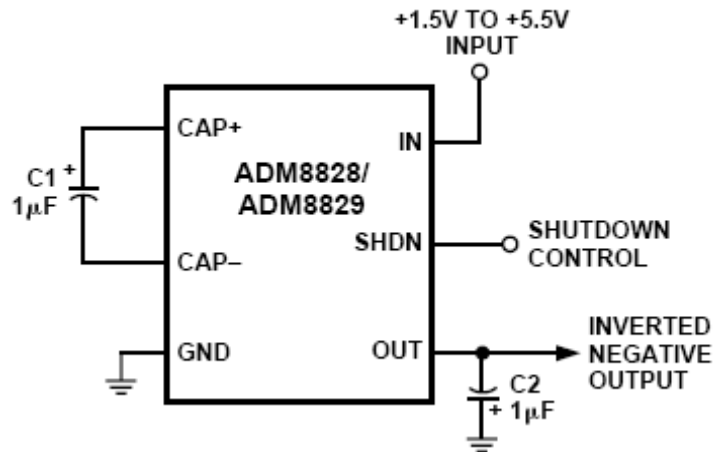


Figura 49⁴⁷. Configuración del ADM 8828

2.5.3. LM 317

Este circuito integrado es un regulador de voltaje positivo diseñado para entregar más de 1.5 A de corriente de carga con un voltaje de salida ajustable desde 1.2 V hasta 37 V. Se implementó para que mantenga un pedestal de 2.5 V, y alimente el módulo de transmisión TXM-916-ES.

En la figura 50 se aprecia la configuración del LM 317.

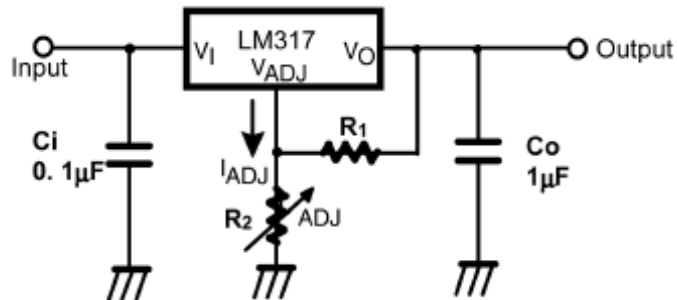


Figura 50⁴⁸. Configuración del LM 317

⁴⁷ Datasheet ADM 8828

El voltaje de salida esta dado por la ecuación 11⁴⁴.

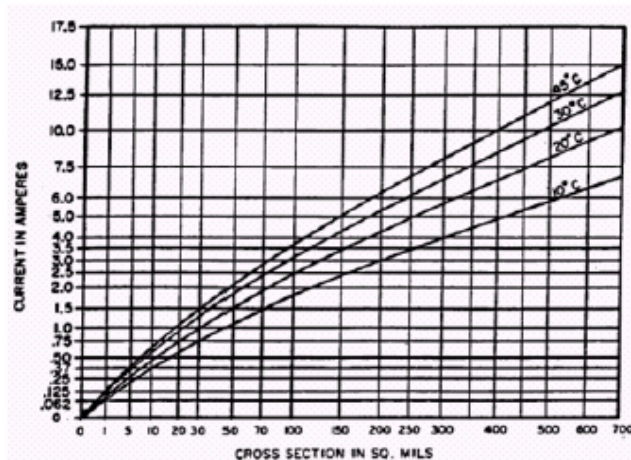
$$V_O = 1.25 * \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + V_{R_2} \quad (11)$$

Con $R_1 = 10 \Omega$ y $R_2 = 260 \Omega$ y un $V_{R_2} = 1.26 V$ se obtiene un voltaje de salida $V_o = 2.55 V$.

2.6. DISEÑO DEL PCB

Para realizar el PCB se debe conocer la corriente que circulará a través de las líneas que unen los diversos elementos electrónicos, ya que el ancho y espesor de éstas se basa en el flujo máximo de la corriente circulante.

La figura 51 muestra la relación que existe entre la sección transversal de una pista usada como conductor interno en un PCB y la corriente en *ampers* que soporta, dependiendo de la temperatura ambiente.⁴⁹



⁴⁸ Datasheet LM 317

⁴⁹ GÓNGORA Lara, Jorge, López Hernández, Sergio y otros. Instituto Tecnológico de Veracruz "Diseño e Implementación de Módulo Didáctico de comunicación de Datos asistido por computadora como proyecto de autoequipamiento académico"

Figura 51⁴⁵. Características de la Sección Transversal de una Pista Usada como Conductor en un PCB

Después de conocer la sección transversal es posible determinar el ancho de las pistas. La figura 52 muestra la relación que existe entre la sección transversal del conductor y el ancho de las pistas del PCB considerando el espesor del cobre de la placa usada para el diseño.

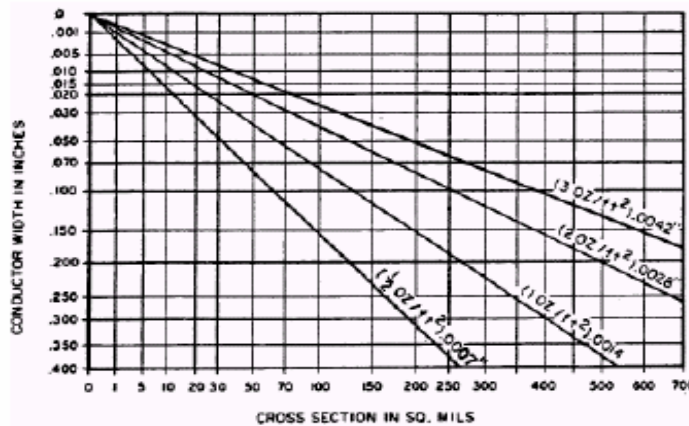


Figura 52⁴⁵. Relación entre la Sección Transversal y el Ancho de las Pistas

Se debe tener en cuenta que al pasar de la etapa de diseño a la implementación física en la placa de cobre, el grueso de la pista puede tener variaciones, por lo cual se debe considerar una tolerancia al momento de elaborarlas. Una vez impresas y reveladas las placas se debe proteger las pistas de factores ambientales, por lo que es conveniente emplear resinas epóxicas que eviten la oxidación.

2.6.1. REGLAS BASICAS EN LA ELABORACION DE PCB's

Fabricar PCB's de calidad requiere tener en mente las limitaciones técnicas del propio proceso productivo, no respetarlas puede conducir a niveles de calidad no

predecibles. A continuación se citan algunas normas o reglas básicas a tener en cuenta en el diseño y elaboración de un PCB.

- Las pistas deben ser lo más cortas posible para hacer el diseño más sencillo y práctico.
- No se realizarán pistas con ángulos de 90° , cuando se necesite hacer un giro en una pista se deben hacer dos ángulos de 135° .
- El ancho de las pistas dependerá de la corriente que vaya a circular por ellas. Hay que tener en cuenta que 1 mm puede soportar, dependiendo del espesor de la pista, alrededor de 1 A.
- La distancia mínima entre pistas y los bordes de la placa debe ser de aproximadamente 5 mm.
- No se colocan pistas entre los bordes de la placa y los puntos de soldadura de terminales de entrada, salida o alimentación, excepto de la pista de tierra.
- No se pasan pistas entre dos terminales de componentes activos tales como integrados.

En general, trabajar en montaje superficial, SMT, permite:

- Disminuir el tamaño del PCB y así reducir costo.
- Reducir costo de componentes pasivos: son más económicos en SMT.
- Facilita la obtención de componentes: los componentes SMT son cada vez más comunes que los DIP.
- El montaje de los componentes es más rápido y generalmente contribuye a minimizar el costo de armado.

III. DISEÑO DE SOFTWARE

Teniendo la necesidad de crear una interfaz gráfica en la cual se pueda visualizar la señal cardíaca para su posterior análisis por los médicos veterinarios, se decidió utilizar LabVIEW por las siguientes razones:

- Desarrolla un ambiente amigable para el usuario
- Tiene herramientas fáciles de utilizar
- El programa permite diseñar interfaces interactivas y diseñar programas y aplicaciones a través de diagramas de bloques.
- Permite la integración de dispositivos periféricos
- La Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones posee la licencia.

3.1. DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DE APLICACION

La principal función del programa es capturar los datos y organizarlos para su posterior visualización. Se definieron 4 etapas:

- Configuración del puerto serial
- Tratamiento de los datos
- Filtrado de los datos
- Visualización de los datos

En el siguiente diagrama de flujo podemos observar la estructura desarrollada en el programa de aplicación.

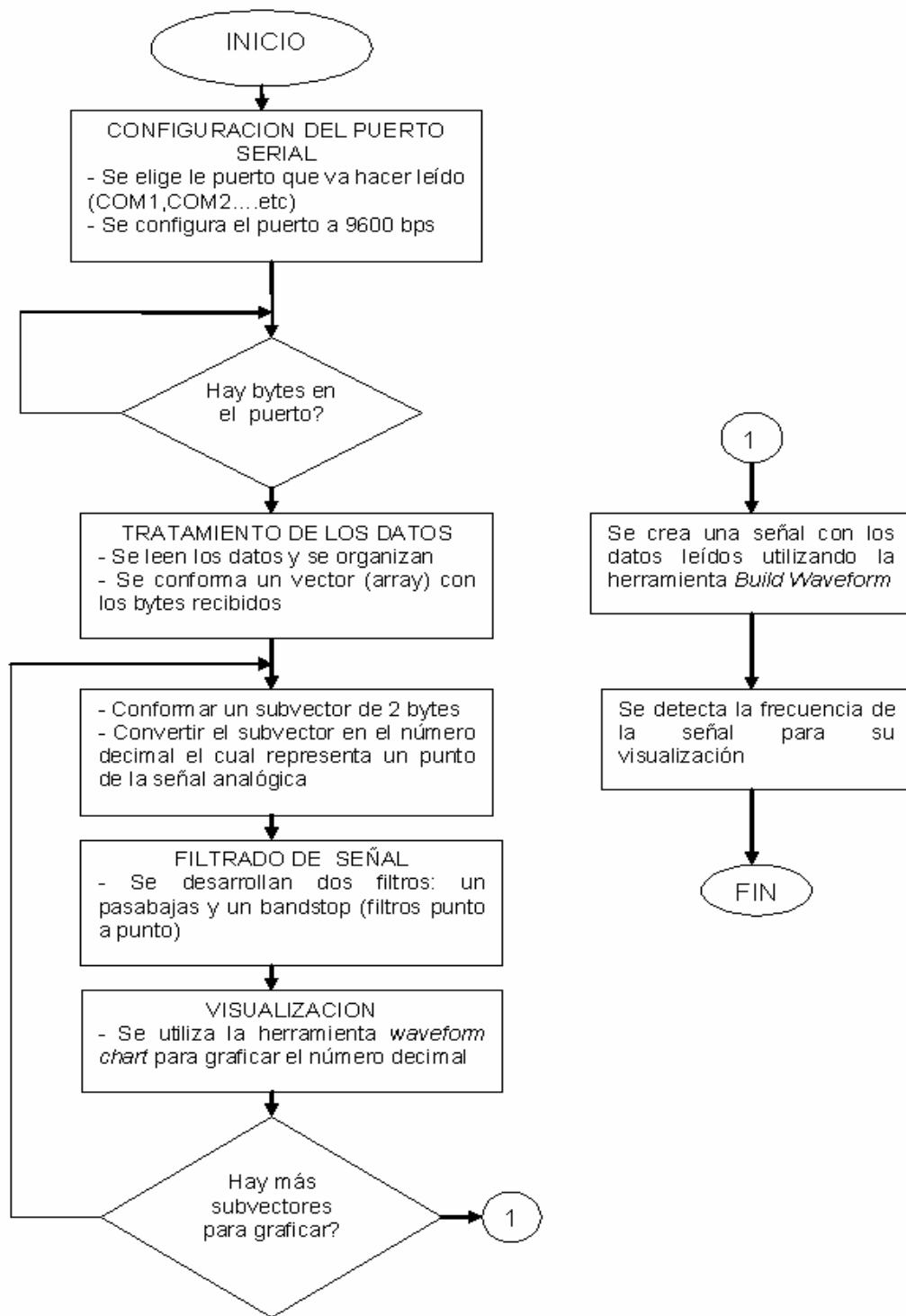


Figura 53. Diagrama de Flujo del Programa de Aplicación

3.1.1. CONFIGURACION DEL PUERTO SERIAL

LabVIEW proporciona herramientas de gran utilidad para el manejo del puerto serie. Todas las funciones que se necesitan para realizar una comunicación serie entre el PC y un periférico se encuentran programadas en forma de instrumentos virtuales o SubVI's. De ésta forma, la utilización del puerto serie es casi transparente al programador de LabVIEW. Cuando se necesite realizar alguna operación con el puerto, se escoge el icono necesario para dicha función. Este se cablea de forma adecuada y, al ser ejecutado, LabVIEW se ocupa de manejar el puerto convenientemente para obtener o entregar los datos requeridos.

Es importante tener en cuenta que los pasos a seguir al utilizar el puerto serie son siempre los siguientes:

- Realizar la configuración del puerto serie, iniciándolo según las características que se deseen para la comunicación. No es necesario reconfigurar el puerto mientras no se varíen las condiciones de la comunicación.
- Acceder al puerto serie para recibir o enviar datos tantas veces como se desee.

3.1.1.1. DESCRIPCION DE LOS SUBVI's UTILIZADOS

En la figura 54 se muestra la configuración del puerto serial en Labview, y a continuación se explican los SubVi's utilizados.

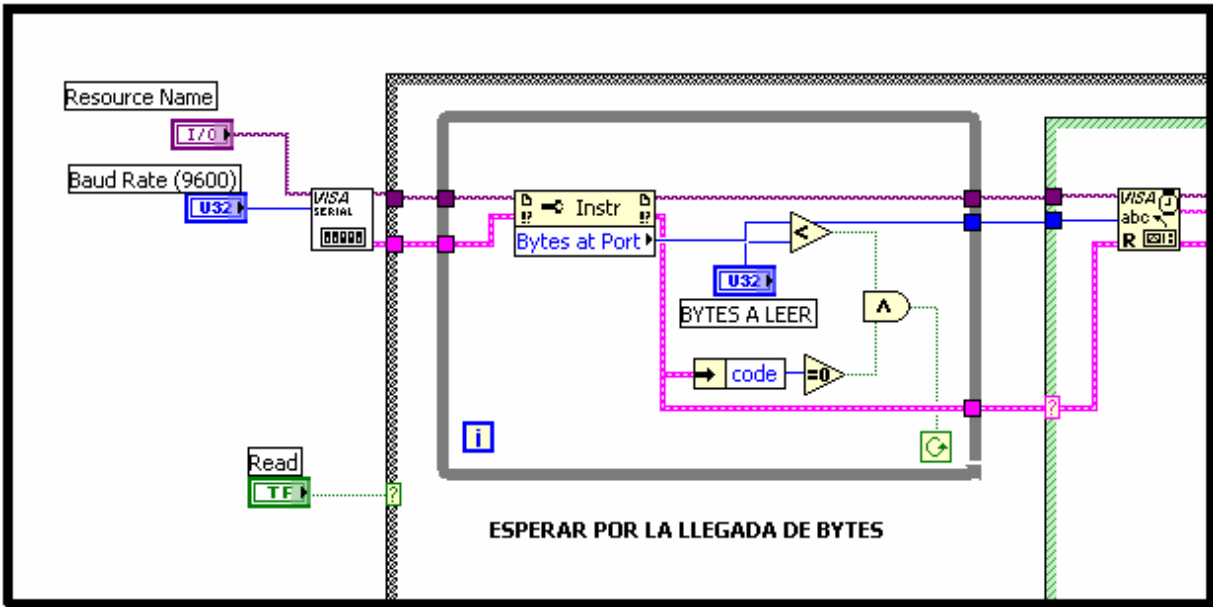


Figura 54. Configuración del Puerto Serial

3.1.1.1.1. Visa configure serial Port

Inicializa el puerto serial especificado en *Visa configure Serial* con las condiciones de configuración especificadas en él.

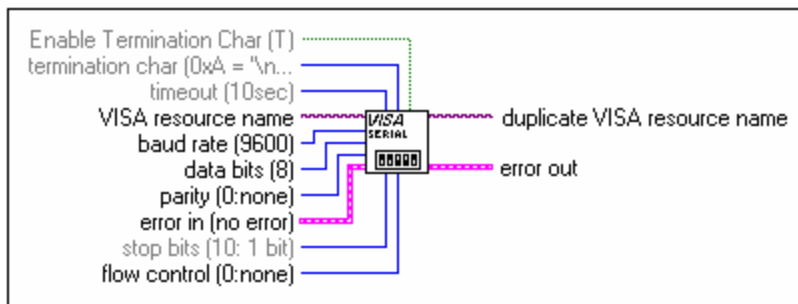


Figura 55. Visa Configure Serial Port

Terminales Utilizados:

- *Visa resource name*: especifica la fuente u origen de los datos. Esta debe ser abierta.
- *Baud rate*: es la razón de transmisión. Por defecto, esta fijado en 9600 bps.
- *Duplicate Visa resource name*: es una copia del *Visa Resource name* la cual es una salida de las funciones de VISA.

3.1.1.1.2. *Property Node*

Lee o escribe propiedades de nodo de una referencia. La propiedad de nodo se adapta automáticamente a la clase de objeto de su referencia. Como se observa en la figura 56, se utilizó la propiedad *bytes at port* la cual muestra el número de bytes que hay en el puerto. Si este número es menor que un mínimo determinado por el usuario, el programa entra en un bucle infinito.

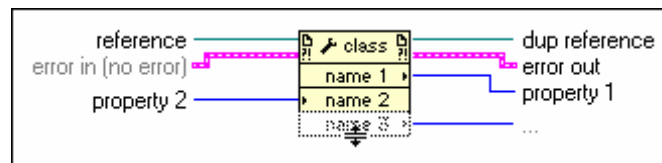


Figura 56. *Property Node*

Terminales Utilizados:

- *Reference*: se asocia con un objeto o subvi.
- *Property 1*: especifica la propiedad de nodo. En este caso, el número de bytes al puerto serial (*bytes at port*).

3.1.1.1.3. VISA Read

Lee el número específico de bytes desde el dispositivo o interfaz especificada por *VISA resource name* y retorna los datos en el *read buffer*. Depende de la plataforma usada y de si el dato es leído sincrónica o asincrónicamente. Los datos son mostrados como un vector o *array* en formato ASCII.

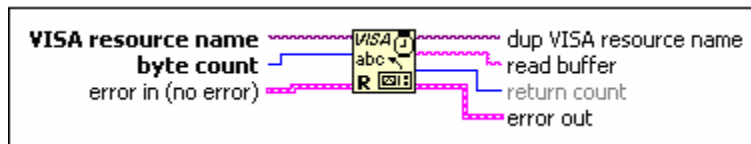


Figura 57. *VISA Read*

Terminales Utilizados:

- *Visa resource Name*: especifica la fuente u origen de los datos. Esta debe ser abierta.
- *Byte count*: es el número de bytes a ser leídos.
- *Read buffer*: contiene los datos leídos desde el dispositivo.
- *Return count*: contiene el número de bytes actualmente leídos.

3.1.2. TRATAMIENTO DE LOS DATOS

Las funciones principales de esta etapa son: tomar el vector de datos producido por el *VISA read*, crear subvectores de 2 bytes y organizar los datos para su posterior visualización. Como se observa en la figura 6 se utilizó un estructura FOR la cual se ejecuta N+1 veces, siendo $N = (\# \text{ de bytes} / 2) - 1$, es decir, se ejecuta lo que está dentro de la estructura FOR una vez por cada subvector de 2 bytes.

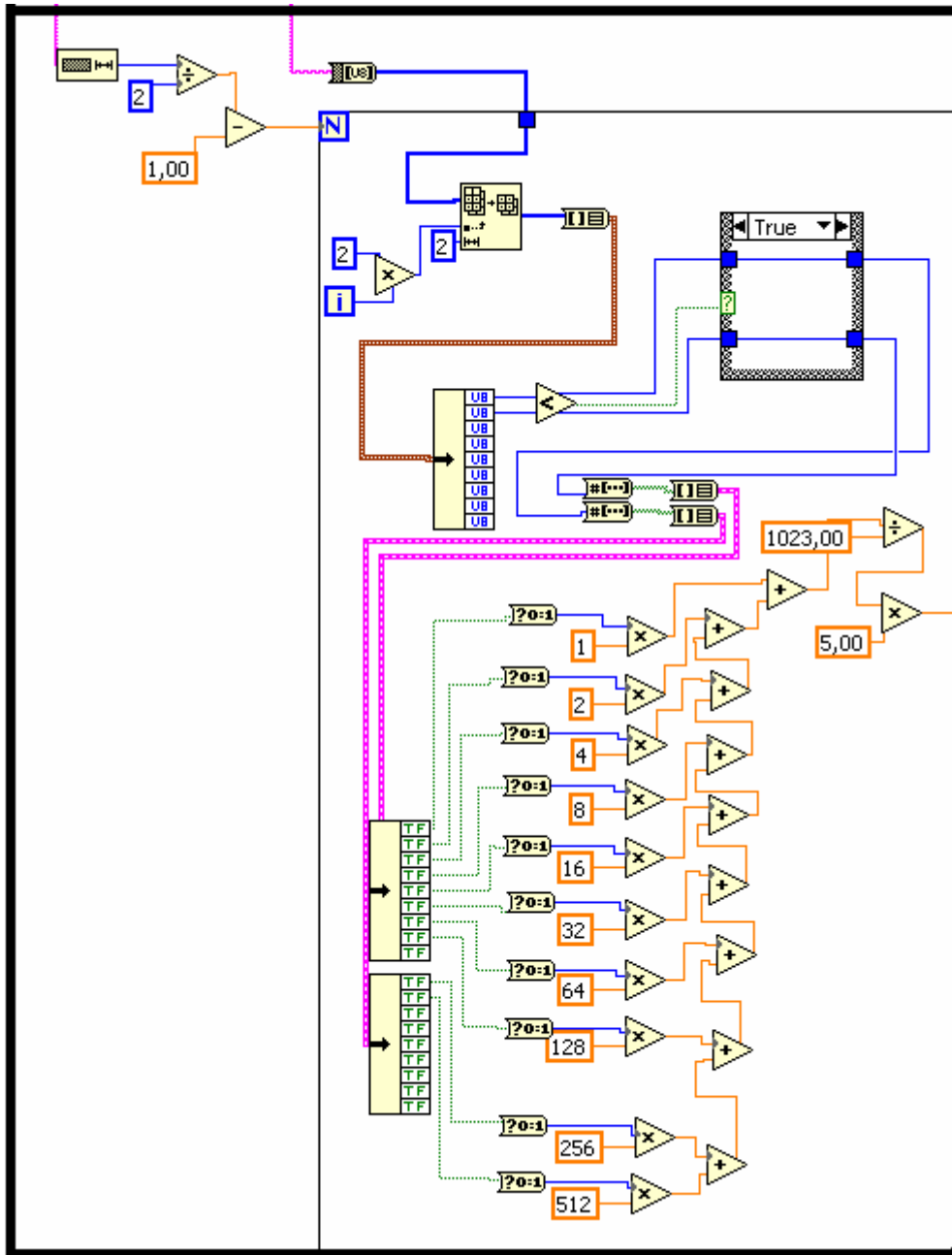


Figura 58. Etapa de Tratamiento de los Datos

A continuación se explican los SubVÍ's utilizados en la etapa de tratamiento de datos.

3.1.2.1. String Length

Retorna el número de caracteres, en formato ASCII, del vector de entrada.

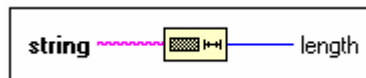


Figura 59. String Length

Terminales Utilizados:

- String: vector o arreglo de caracteres
- Length: longitud del vector o arreglo

3.1.2.2. String to Byte Array

Convierte un arreglo de caracteres en un arreglo de bytes. Cada byte en el arreglo contiene el número representativo del carácter ASCII correspondiente

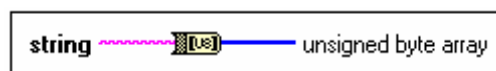


Figura 60. String to Byte Array

Terminales Utilizados:

- String: vector o arreglo de caracteres
- Unsigned Byte Array: vector o arreglo de bytes

3.1.2.3. Array to Cluster

Convierte un arreglo unidimensional en un *cluster* de elementos del mismo tipo. Se utilizó este SubVI para mostrar los mismos datos en un panel frontal.



Figura 61. Array to Cluster

Terminales Utilizados:

- Array : arreglo unidimensional de datos.
- Cluster: salida de los mismos datos del arreglo pero en un panel frontal.

3.1.2.4. Number to Boolean Array

Convierte un número en un arreglo booleano. Se utilizó este SubVI por la necesidad de darle el peso apropiado a cada bit para su posterior conversión a un número decimal, correspondiente a la conversión de 10 bits, como se puede observar en la figura 62.

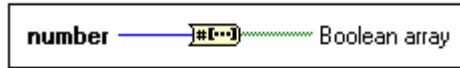


Figura 62. Number to Boolean Array

Terminales Utilizados:

- Number: terminal de entrada, es un número entero .
- Boolean array: terminal de salida puede contener 8,16 o 32 elementos.

3.1.2.5. Array Subset

Retorna una porción del arreglo inicial y el número de elementos que contiene. Cuando se cablea un arreglo a esta función, la función se redimensiona automáticamente y muestra las entradas del arreglo.

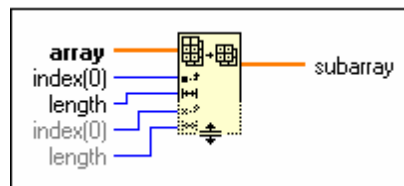


Figura 63. Array Subset

Terminales Utilizados:

- Array: Es un arreglo unidimensional de cualquier tipo.
- Index: Debe ser un valor numérico el cual indique la posición en el arreglo desde la cual se va a extraer el subvector. Si esta variable es menor que cero, la función la trata como un cero. Si index es mayor o igual al tamaño del arreglo, la función retorna un arreglo vacío.
- Length: debe ser un número entero que indique la longitud del subvector. Si index más length es mayor que el tamaño del arreglo, la función retorna

sólo un dato como disponible. Por defecto, se considera la longitud desde index hasta el final del arreglo.

- Subarray: esta salida contiene el subvector de 2 bytes.

3.1.2.6. *Unbundle*

Divide un *cluster* en cada uno de sus elementos individuales. Cuando se cablea un *cluster* a esta función, ésta se redimensiona automáticamente para mostrar las salidas de cada elemento del *cluster* cableado. Esta función produce como salida, los elementos en el mismo orden como están el *cluster*. El número de salidas de esta función corresponde con el número de elementos del *cluster*. Como se observa en la figura 58, se utilizaron tres subVI's *unbundle*. El primero, “desempaqueta” los 2 bytes para su posterior organización por medio de la estructura *case*; y los otros 2 subVI's *unbundle*, abren en un panel frontal los 10 bits de la conversión A/D.

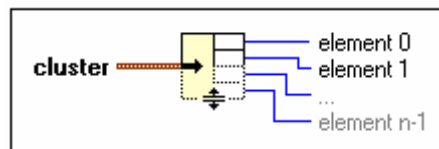


Figura 64. *Unbundle*

Terminales Utilizados:

- *Cluster*: es el *cluster* con los elementos a los que se desea tener acceso.
- *Element 0.... n-1*: son los elementos del *cluster*.

3.1.3. FILTRADO DE LOS DATOS

LabVIEW tiene herramientas que permiten desarrollar filtros de órdenes superiores, los cuales de ser montados en hardware serian muy costosos y dispendiosos de implementar. Se utilizaron dos clases de filtros: pasabajas (*lowpass*) y supresor de banda (*bandstop*).

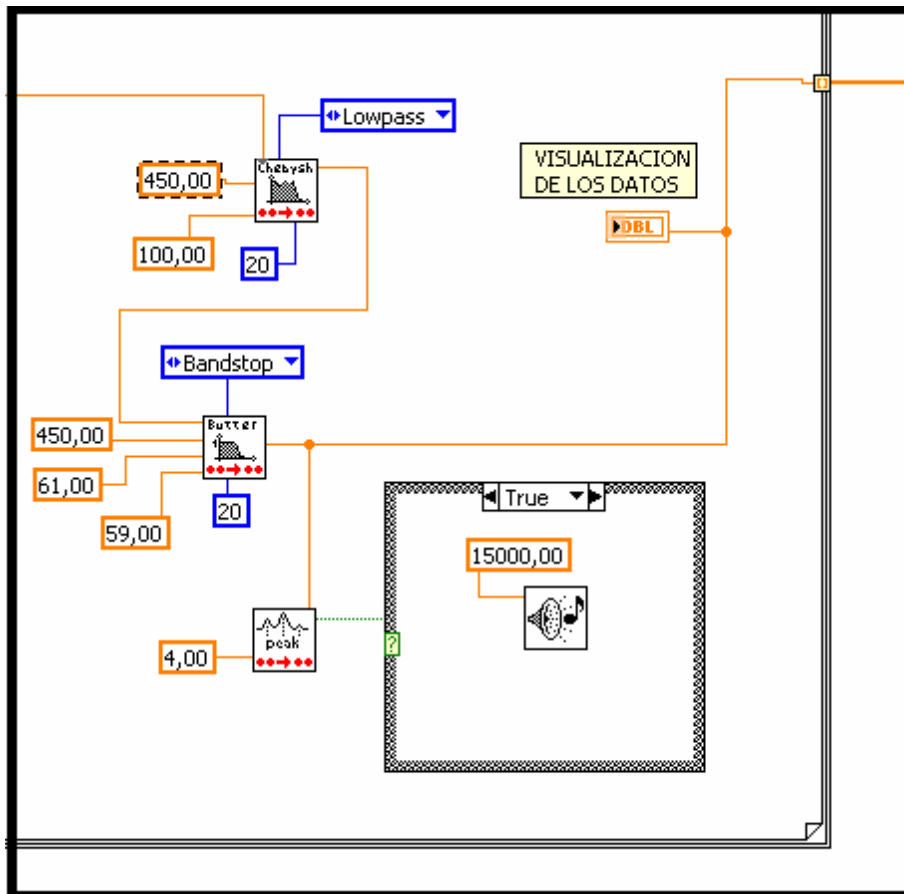


Figura 65. Etapa de Filtrado

Como se observa en la figura 65, además de los dos filtros también se implementó un detector de picos punto por punto, el cual activa una señal auditiva cada vez que se supera un umbral establecido. A continuación explicaremos los SubVI's utilizados.

3.1.3.1. Chebyshev Filter ptbypt (not in base package)

Genera un filtro digital Chebyshev con especificaciones como frecuencia de muestreo o *sampling freq*, *fs*; frecuencia de corte baja o *low cutoff freq*, *fl*; frecuencia de corte alta o *high cutoff freq*, *fh*; *ripple (Db)*, orden, y tipo de filtro. En ésta aplicación se implementó un filtro pasabajas.

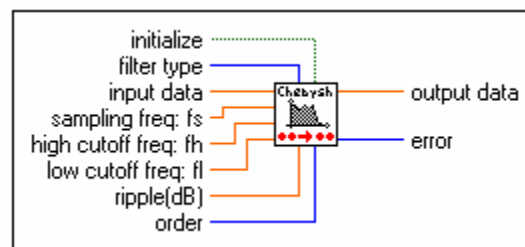


Figura 66. Chebyshev Filter ptbypt (not in base package)

Terminales Utilizados:

- Input data: determina los datos de entrada.
- Filter type: Especifica el tipo de filtro. Si es un filtro pasa bajas corresponde a un valor de cero; si es un filtro pasa altas sería un 1; si el filtro es pasa banda correspondería a un valor de 2; y si es un filtro bandstop sería 3.
- Sampling freq: *fs* es la frecuencia de muestreo y ésta debe ser mayor que cero. Por defecto, *fs* es 1.0. Si el valor de *fs* es menor o igual a uno, el VI fija los datos de salida en ceros. En nuestro caso la frecuencia de muestreo es de 450 Hz.

- High cutoff freq: fh es la frecuencia de corte alta y se define considerando el criterio de Nyquist. El VI ignora este parámetro cuando el tipo del filtro es cero (filtro pasa bajas) o cuando es 1 (filtro pasa altas). Por defecto, fh es 0.45. El criterio de Nyquist se define como: $0 \leq f_1 \leq 0.5 f_s$, donde f1 es la frecuencia de corte y fs es la frecuencia de muestreo. Si la frecuencia de corte fh es menor que cero o mayor que la mitad de la frecuencia de muestreo, el VI fija una salida de ceros. Todas las frecuencias de corte deben ser menores que la mitad de la frecuencia de muestreo.
- Low cutoff freq: fl es la frecuencia de corte bajo y está dada por el criterio de Nyquist. Esta frecuencia fue establecida en 100Hz.
- Ripple: Debe ser mayor que cero y está dada en dB. Por defecto toma un valor de 0.1 dB.
- Order: Fue establecido en 20.
- Output data: corresponde a la señal de salida filtrada.
- Error: retorna cualquier error o precaución desde el VI.

3.1.3.2. Butterworth Filter ptbypt (not in base package)

Genera un filtro digital Butterworth con especificaciones como: frecuencia de muestreo o *sampling frequency*; frecuencia de corte baja o *low cutoff frequency*; frecuencia de corte alta o *high cutoff frequency*; orden, y tipo de filtro el cual se estableció como un supresor de banda.

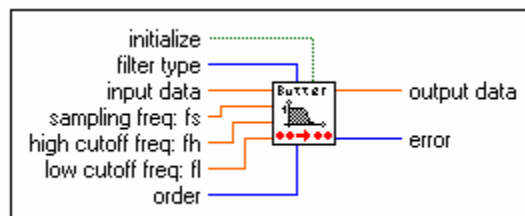


Figura 67. Butterworth Filter ptbypt (not in base package)

Terminales Utilizados:

- Filter type: Especifica el tipo de filtro. Si es un filtro pasa bajas corresponde a un valor de cero; si es un filtro pasa altas sería un 1; si el filtro es pasa banda correspondería a un valor de 2; y si es un filtro bandstop sería 3.
- Input data: se refiere a los datos de entrada.
- Sampling freq: fs es la frecuencia de muestreo y ésta debe ser mayor que cero. Por defecto, la frecuencia de muestreo es 1.0. Si fs es menor o igual que cero, el VI fija sus salidas en ceros.
- High cutoff freq: fh es la frecuencia de corte alta y se fija basándose en el criterio de Nyquist. El VI ignora este parámetro cuando el tipo de filtro es pasa bajas (0) o pasa altas (1). Esta frecuencia fue establecida en 61Hz
- Low cutoff freq: fl es la frecuencia de corte baja y se fija según el criterio de Nyquist. Esta frecuencia fue establecida en 59Hz
- Order: el orden establecido fue 20.
- Output data: es la salida con los datos filtrados.
- Error: retorna cualquier error o precaución desde el VI.

3.1.3.3. Peak Detector ptbypt (not in base package)

Localiza los picos y los valles en los datos de entrada.

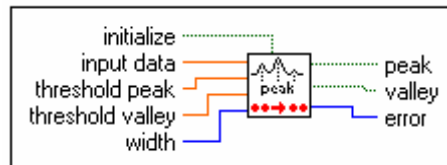


Figura 68. Peak Detector ptbypt (not in base package)

Terminales Utilizados:

- Input data: contiene los datos que van a ser procesados.
- Threshold peak: permite ignorar los picos que tengan una amplitud menor al valor dado por esta variable. Este valor fue establecido en 4.
- Peak: identifica los picos existentes en el ancho del pulso definido.
- Error: retorna cualquier error o precaución desde VI.

3.1.4. VISUALIZACION DE LOS DATOS

Esta es la última etapa del programa de aplicación y una de las más importantes, ya que todo el sistema se diseñó con el objetivo de visualizar la señal cardiaca en tiempo real. En el diseño se utilizaron dos formas de visualización de la señal:

- Waveform Chart: la cual muestra los datos en tiempo real.
- Waveform Graph: toma una ventana de tiempo para graficar, y en el instante que llegan nuevos datos la actualiza.

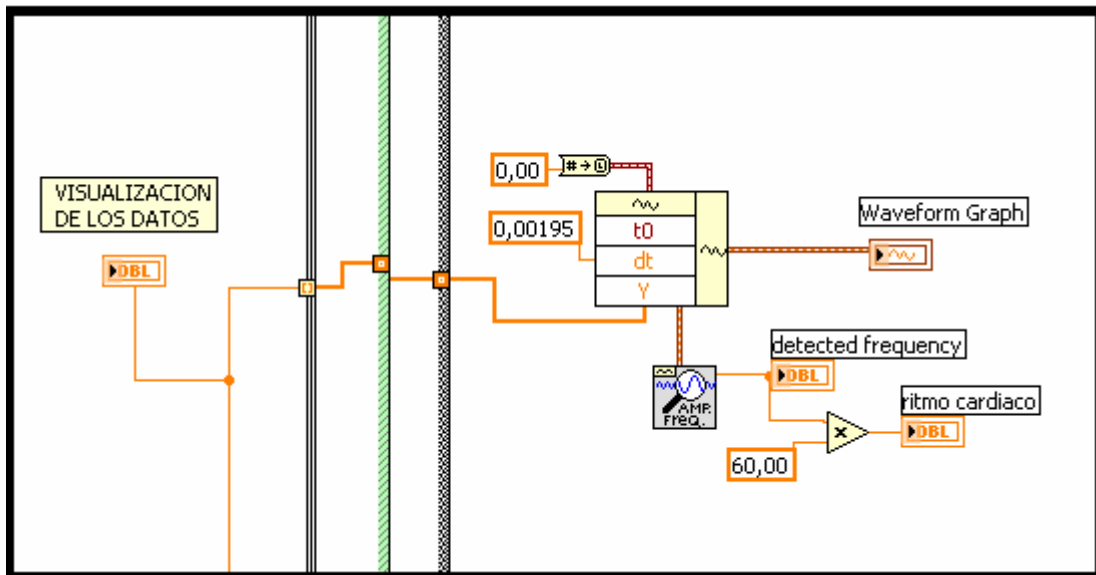


Figura 69. Visualización de los Datos

Como se observa en la figura 69, se implementó un medidor de ritmo cardiaco mediante el SubVI Extract Single Tone Information el cual detecta la frecuencia de la señal de entrada. A continuación, se explican los SubVI's utilizados.

3.1.4.1. Build Waveform

Este SubVI crea una forma de onda o modifica una ya existente. Utiliza componentes de onda definidas por el usuario.

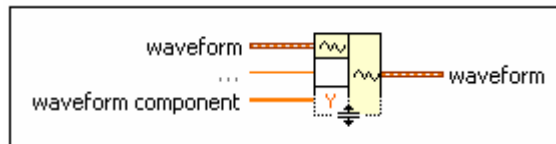


Figura 70. Build Waveform

Terminales Utilizados:

- t_0 : tiempo de inicio de la forma de onda.
- dt : es el intervalo de tiempo entre los datos. Este tiempo esta establecido en 1.95ms.
- Y: entrada de datos.

3.1.4.2. Extract Single Tone Information

Toma una señal de entrada y determina su amplitud, frecuencia y fase. El interés primordial de esta aplicación es la frecuencia.

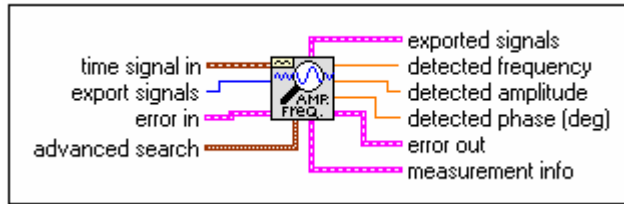


Figura 71. Extract Single Tone Information

Terminales Utilizados:

- Time signal in: es la duración de la señal en el dominio del tiempo.
- Detected frequency: es la frecuencia en hz detectada de la señal.

Como un anexo al programa de aplicación principal, se creo un subprograma que permite al usuario crear una base de datos con la fecha, hora, historia clínica, nombre del animal, raza, edad y diagnóstico del caballo. A continuación se detalla la parte de tabulación de dicho programa.

3.2. TABULACION

El subVI utilizado para la tabulación de los datos provenientes de la historia clínica se muestra en la Figura 72. Los VI's empleados se visualizan desde la figura 73 hasta la figura 80.

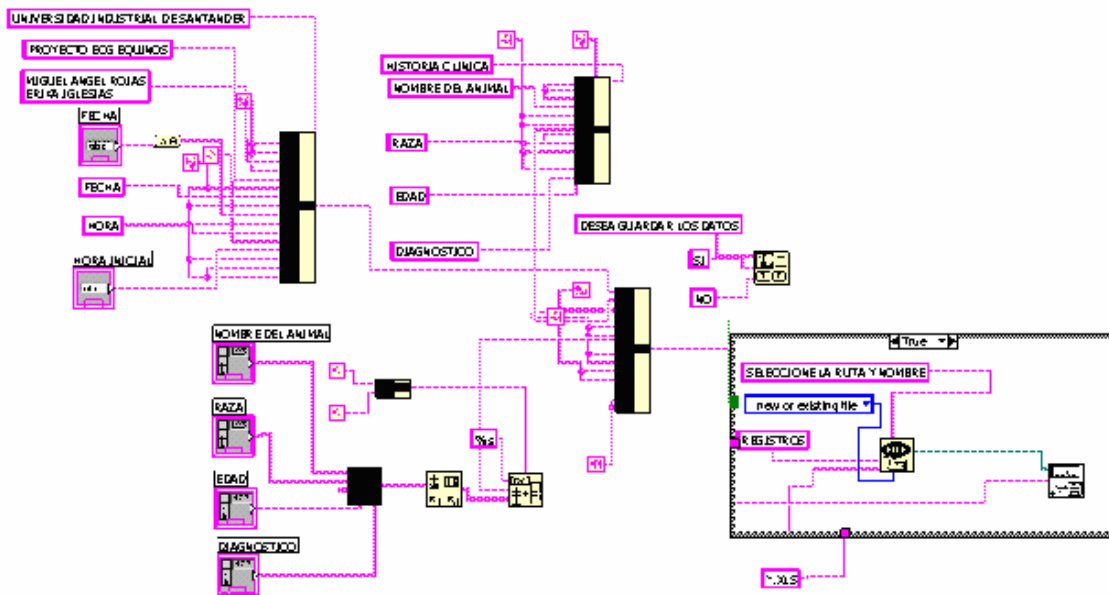


Figura 72. Tabulación

3.2.1. To Upper Case

Convierte todos los caracteres alfabéticos en strings de caracteres mayúsculas. Evalúa todos los números de string como código ASCII para caracteres. Esta función no afecta los caracteres que no sean alfabéticos. La función *to upper case* traslada todos los valores en el rango de 97 a 122 en valores dentro del rango de 65 a 90. Todos los demás valores se mantienen sin ningún cambio.

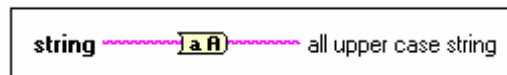


Figura 73. To Upper Case

Terminales Utilizados:

- *String*: puede ser un string, un cluster de strings, un arreglo de strings, o un arreglo de cluster de strings.
- *All upper case string*: tiene la misma estructura del string original.

3.2.2. Concatenate Strings

Concatena los strings de entrada y los arreglos de strings de una sola dimensión en un string de salida sencillo. Para arreglos de entrada, esta función concatena cada elemento del array.

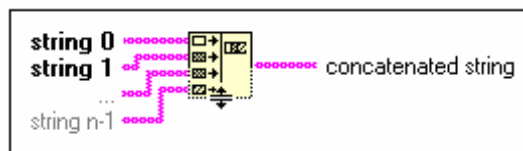


Figura 74. *Concatenate Strings*

Terminales Utilizados:

- String 0... n-1: son los strings que se desean concatenar.
- *Concatenated string*: contiene los strings de entrada concatenados y en el orden que hayan sido cableados.

3.2.3. Build Array

Concatena varios arrays o elementos provenientes de un array n-dimensional.

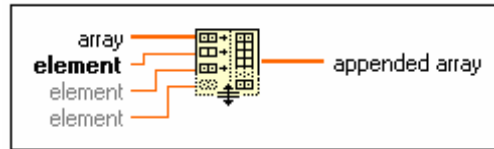


Figura 75. Build Array

Terminales Utilizados:

- *Array o element*: puede ser un arreglo n-dimensional o un elemento escalar. Todas las entradas deben tener el mismo tipo de datos.
- *Appended array*: contiene el array resultante.

3.2.4. Transpose 2D array

Reorganiza los elementos de un array 2D definido como 2D array[i,j] en un array transpuesto definido como array[j,i].

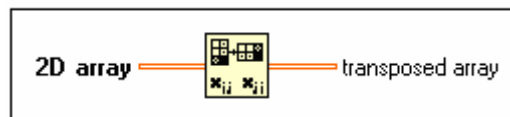


Figura 76. Transpose 2D array

Terminales Utilizados:

- *2D array*: puede ser un arreglo 2D de cualquier tipo.
- *Transposed array*: contiene el array de salida, es decir, el array transpuesto de entrada.

3.2.5. Array to Spreadsheet String

Convierte un arreglo de cualquier dimensión a un string en forma de tabla con separación entre columnas y filas.

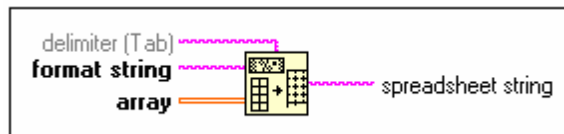


Figura 77. Array to Spreadsheet String

Terminales Utilizados:

- *Delimiter (tab)*: es un string usado para delimitar los campos en el archivo *spreadsheet*. Por defecto, es un carácter de tabulación o tab.
- *Format string*: especifica como convertir el arreglo de entrada en un string.
- *Array*: contiene los valores convertidos.
- *Spreadsheet string*: es separado en columnas por limitadores tales como tabs; y en filas por caracteres separadores de fin de línea o EOL.

3.2.6. Two Button Dialog

Muestra una caja de dialogo que despliega un mensaje y dos botones de selección.

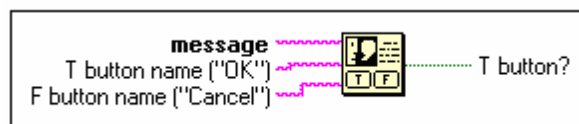


Figura 78. Two Button Dialog

Terminales Utilizados:

- *Message*: es el texto mostrado en la caja de diálogo.
- *T button name*: es uno de los nombres mostrados en los botones de la caja de diálogo. Por defecto es OK.
- *F button name*: es el otro nombre mostrado en los botones de la caja de diálogo. Por defecto es cancel.
- *T button ?*: retorna un valor de VERDADERO si se hace clic en el botón de la caja de diálogo *T button name*. Si se hace clic en el botón *F button name* retorna un valor de FALSO.

3.2.7. File Dialog

Muestra una caja de diálogo en la cual se puede especificar la dirección del archivo o directorio. Esta caja de diálogo se puede usar para seleccionar archivos o directorios existentes, o para seleccionar una ubicación y un nombre para un nuevo archivo o directorio.

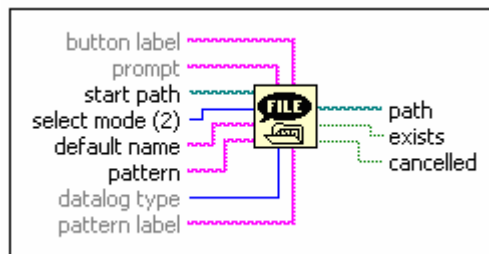


Figura 79. File Dialog

Terminales Utilizados:

- *Button label*: muestra las etiquetas de OK o de seleccionar otro directorio en la caja de diálogo del archivo.

- *Select mode*: determina el tipo de archivos o directorios que el usuario puede seleccionar de la caja de diálogo.
- *Default name*: es el nombre deseado para que aparezca como archivo inicial o como nombre del directorio en la caja de diálogo. Por defecto este string está vacío.
- *Pattern label*: es la etiqueta a mostrar en el archivo de la caja de diálogo que corresponde al tipo de archivo, en este caso, un archivo .xls el cual corresponde a un archivo de EXCEL.
- *Path*: es la dirección completa del archivo o directorio seleccionado usando la caja de diálogo.

3.2.8. Write Characters to File

Escribe un caracter string en un nuevo byte o espera un string existente de un archivo. Este VI abre o crea el archivo antes de escribir en él y lo cierra después de esto.

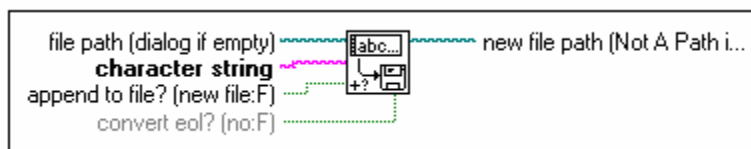


Figura 80. *Write Characters to File*

Terminales Utilizados:

- *File Path*: determina la dirección del archivo. Si *File Path* está vacío, el VI muestra una caja de diálogo desde la cual se puede seleccionar un archivo.
- *Character String*: contiene los datos tipo string que se escribirán en el archivo.

3.3. PANEL FRONTAL

A continuación se muestra la figura 81, en la cual se encuentra el Panel Frontal en LabVIEW del programa final.

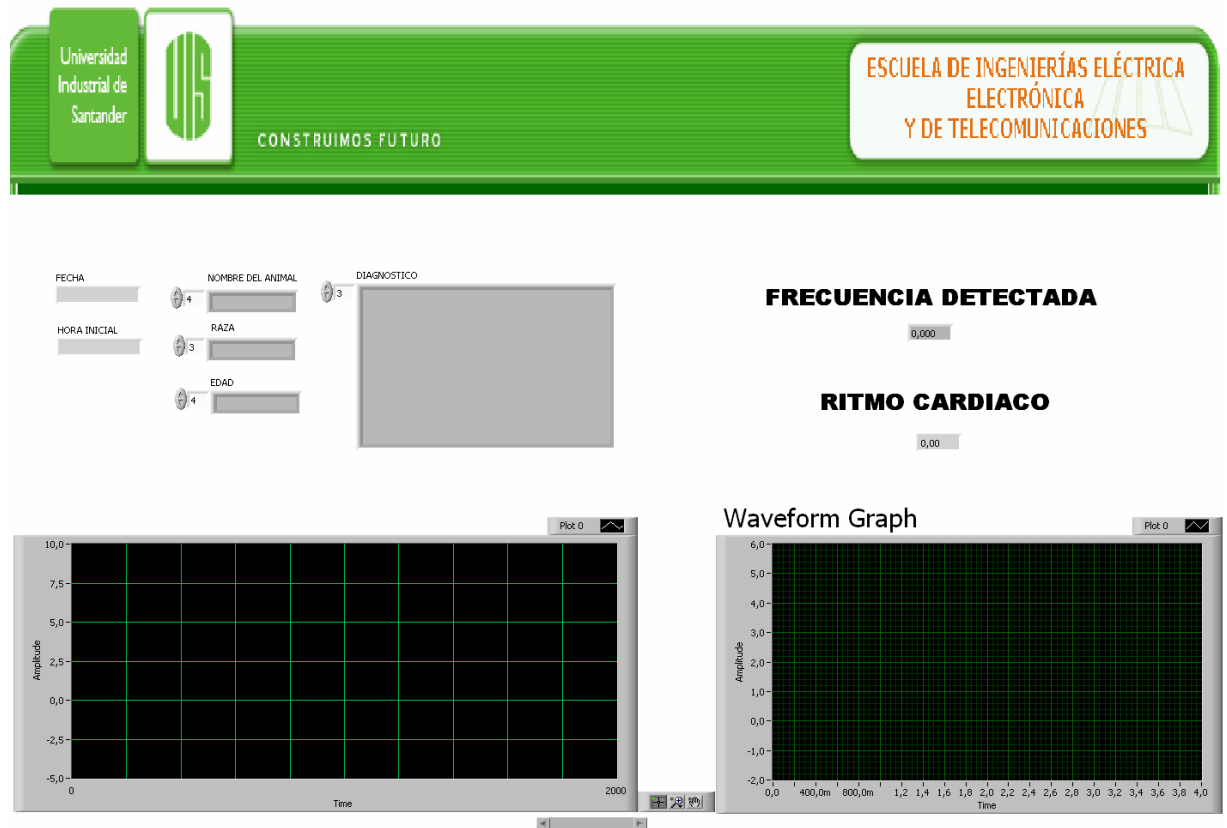


Figura 81. Panel Frontal.

IV. PRUEBAS DEL SISTEMA

En este capítulo se describen las pruebas realizadas al sistema, tanto en el laboratorio como en campo; con el fin de comparar la señal obtenida utilizando el sistema diseñado, y la señal obtenida con los equipos que actualmente utilizan los médicos veterinarios para este fin.

Para realizar las pruebas se empleó un sistema bipolar de derivaciones utilizando la derivación Y. Este es el sistema más utilizado para el examen ECG general, pero igual puede utilizarse un sistema base-ápice. Para registrar la derivación Y, el electrodo positivo se coloca sobre el xifoesternón, y el electrodo negativo sobre el manubrio. La tierra puede colocarse sobre la punta del hombro. Para ello casi siempre se utilizan pinzas de lagarto, colocadas directamente sobre la piel, aplicando el gel utilizado en la toma de ECG, para aumentar la conductividad; pero en la realización de estas pruebas se utilizaron electrodos de referencia Kendall Medi-Trace 200 como se mencionó y justificó en el capítulo 2 de diseño de hardware.

4.1. CONSUMO DE POTENCIA

El consumo de potencia se determinó tanto para la tarjeta transmisora como para la tarjeta receptora. Para tal fin se utilizó un multímetro de referencia Tech TM-135.

4.1.1. TARJETA TRANSMISORA

En la tabla 5 se muestra el consumo de potencia de cada dispositivo empleado en la tarjeta transmisora.

Dispositivo	Tensión	Corriente	Consumo de Potencia
INA326	5 V	1.993 mA	9.965 mW
Opa2335 (DRL y Circuito Guarda)	± 2.5 V	0.9176 mA	2.294 mW
Opa2335 (Amplificación y filtro pasa-bajas)	5 V	0.4674 mA	2.337 mW
ADM8828	2.5 V	0.848 mA	2.12 mW
REF02	9 V	1.2 mA	10.8 mW
TXM 916-ES	2.4 V	8.1 mA	19.44 mW
<i>Potencia consumida Total</i>			<i>181.1 mW</i>

Tabla 5. Consumo de Potencia de la Tarjeta Transmisora

4.1.2. TARJETA RECEPTORA

En la tabla 6 se muestra el consumo de potencia de cada dispositivo empleado en la tarjeta receptora.

Dispositivo	Tensión	Corriente	Consumo de Potencia
REF 02	9 V	1.224 mA	11.02 mW
RXM 916-ES	5 V	5,37 mA	26.85mW
MAX232	5 V	3.192 mA	15.96 mW
<i>Potencia consumida Total</i>			169.44 mW

Tabla 6. Consumo de Potencia de la Tarjeta Receptora.

4.2. PRUEBA DEL SISTEMA SIN PACIENTE

Debido a que la señal cardiaca se había establecido en un pedestal de 2.5 V, una forma sencilla de probar si el sistema funciona correctamente, es unir los electrodos negativo y positivo; y al no existir diferencia de voltaje entre éstos, se observa que la señal de salida es una línea constante centrada en 2.5 V como se muestra en la figura 82.

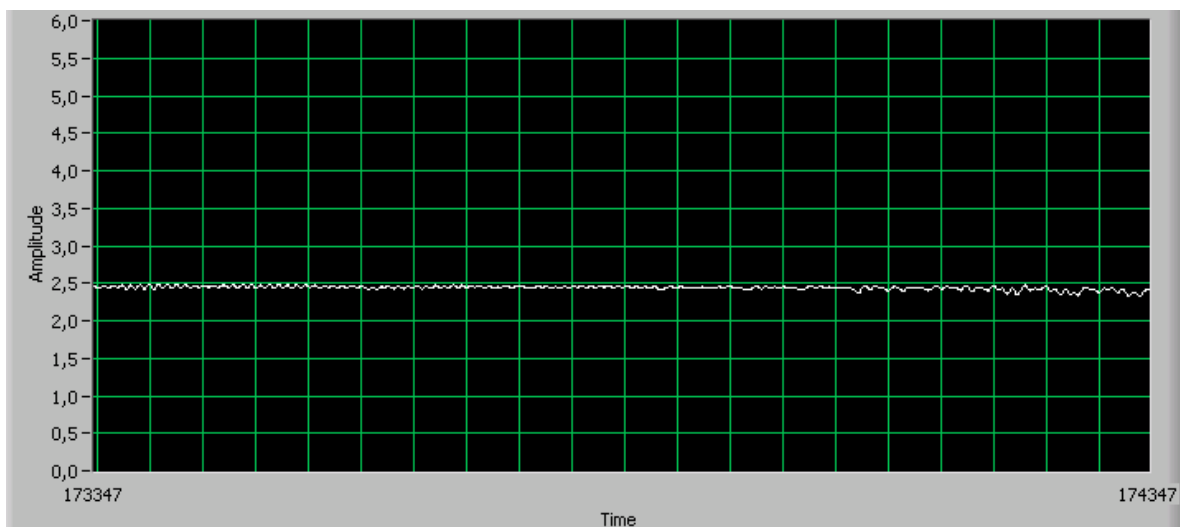


Figura 82. Prueba del Sistema sin Paciente.

Al realizar las pruebas de alcance de transmisión, filtros digitales y pruebas sin manejador de pierna derecha, se presentaron algunos inconvenientes, por lo cual se decidió llevarlas a cabo en una persona, teniendo en cuenta la similitud en amplitud y frecuencia de las señales cardiacas.

4.3. ALCANCE DE TRANSMISIÓN

Esta prueba se realizó en campo abierto, dejando en una posición fija el paciente y alejando la tarjeta receptora.

El alcance de transmisión máxima según el fabricante de los módulos de transmisión y recepción para campo abierto es de 304,80 metros; pero después de realizar la prueba se determinó que el sistema diseñado tiene un alcance de 120 metros. Esto se debe a que el módulo transmisor fue alimentado a 2.4 V y no a la tensión máxima que soporta el módulo que corresponde a 4 V.

4.4. AUTONOMÍA DEL SISTEMA

La autonomía del sistema está determinada por la duración de la pila de 9 Volts 180 mAh NiCd utilizada como alimentación del sistema. Después de realizadas las pruebas se calculó que la autonomía del sistema es de aproximadamente seis horas y media de uso continuo.

4.5. TIEMPO DE RETARDO

En el sistema diseñado el tiempo de retardo corresponde al tiempo transcurrido entre el instante en que se conecta el sistema y el instante en que se empieza a visualizar la señal en Labview.

Comparando los tiempos de retardo del sistema cuando se utiliza el puerto DB9 y cuando se utiliza el puerto USB, se puede decir que hay una gran diferencia en estos tiempos de respuesta. En el caso del puerto DB9 este tiempo fue de 5 segundos, y en el caso del puerto USB, se calculó un retardo menor a 0.5 segundos.

4.6. FITROS DIGITALES

Al comparar la señal cardíaca sin filtros y con filtros se observó una diferencia importante en la reducción del ruido.

En la figura 83 se muestra la señal cardíaca después de un filtrado digital, y en la figura 84 se muestra la misma señal pero sin ningún tipo de filtrado.

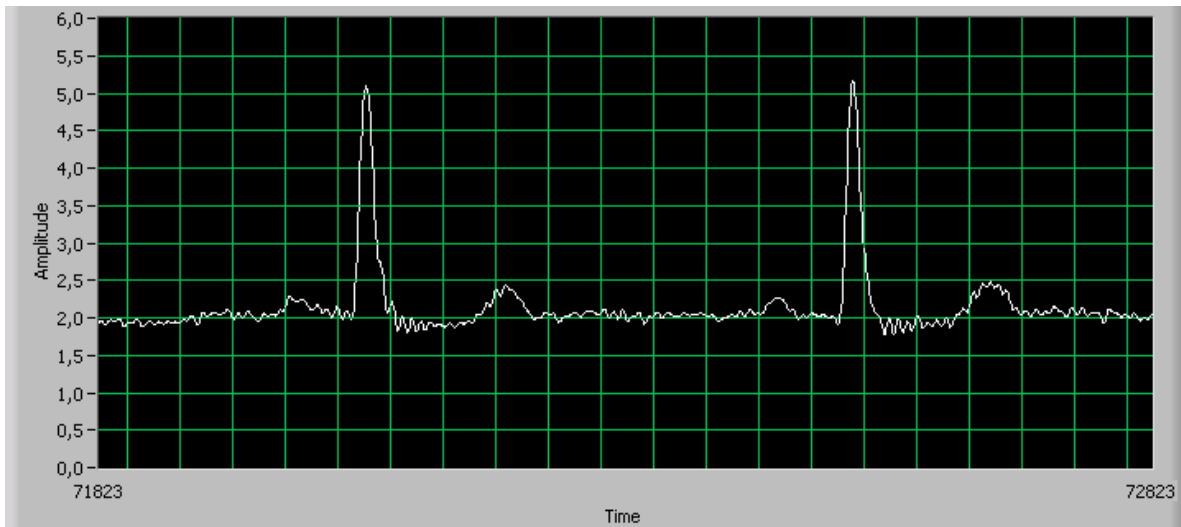


Figura 83. Señal Cardíaca con Filtros Digitales.

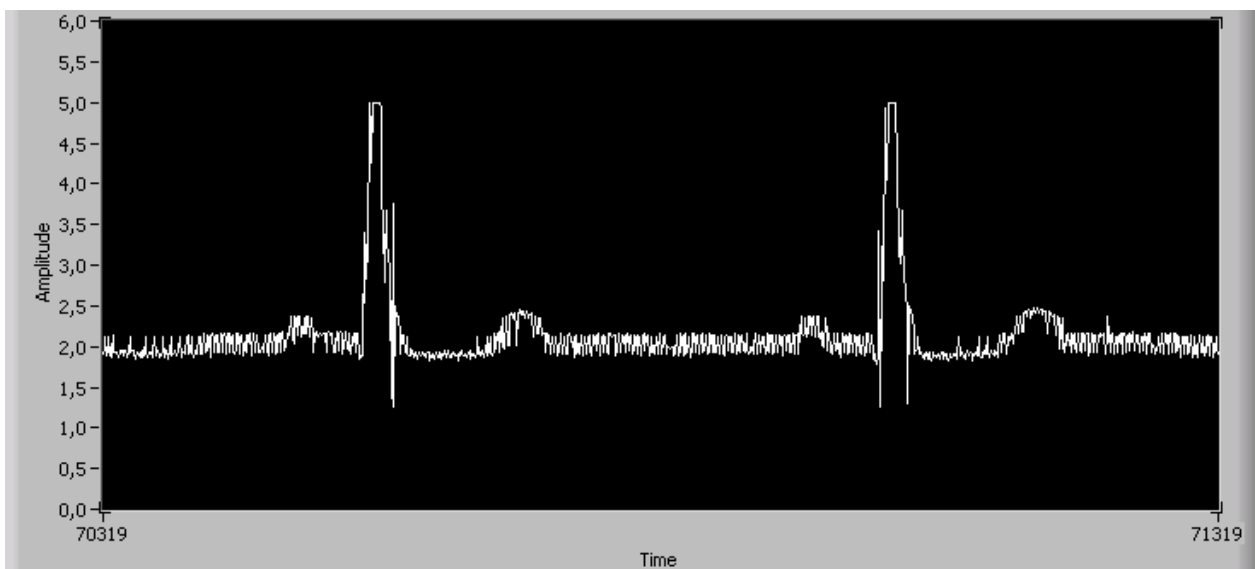


Figura 84. Señal Cardíaca sin Filtros Digitales.

4.7. RUIDO A 60 HZ PRESENTE EN LA SEÑAL CARDIACA

Aunque se tomaron en cuenta al momento de diseñar todas las precauciones para reducir el ruido a 60 hz, aún está presente en la señal adquirida por el sistema y mostrada en la figura 85.

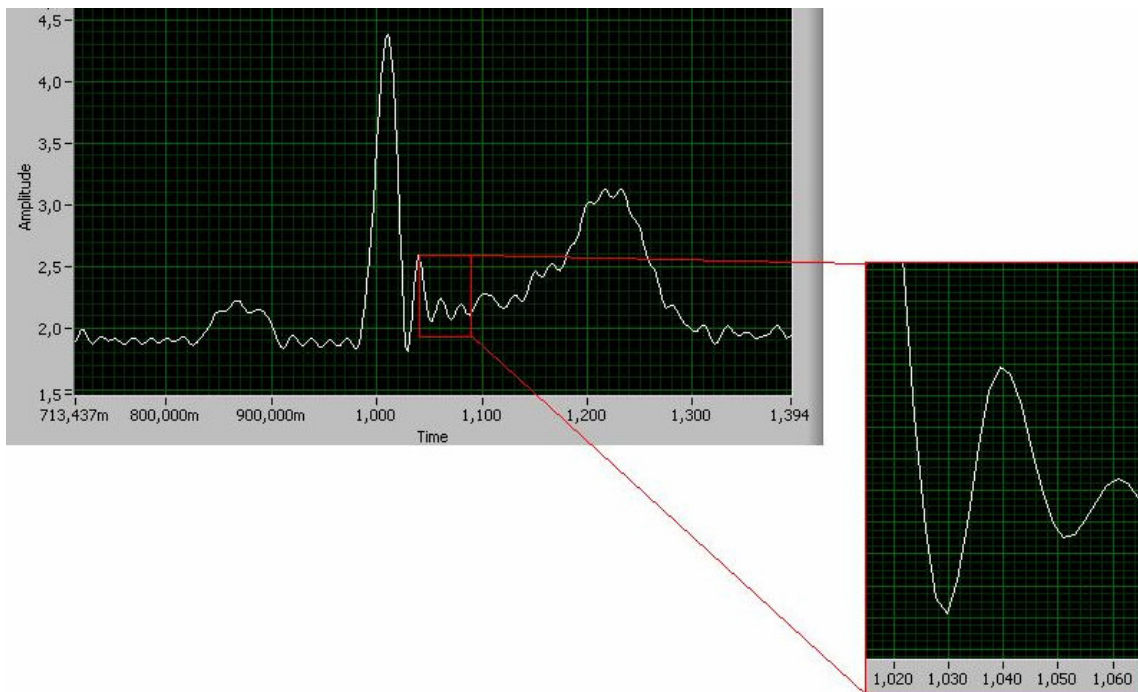


Figura 85. Señal cardiaca obtenida con ruido presente a 60 hz.

Utilizando el Subvi *FFT Power Spectrum* se graficó el espectro de la señal antes y después del filtro bandstop que se utilizó para eliminar el ruido de 60 Hz.

En la figura 86 se muestra el espectro de frecuencia sin filtro bandstop centrado a 60 hz, y en la figura 87 se muestra el mismo espectro pero con el filtro bandstop.

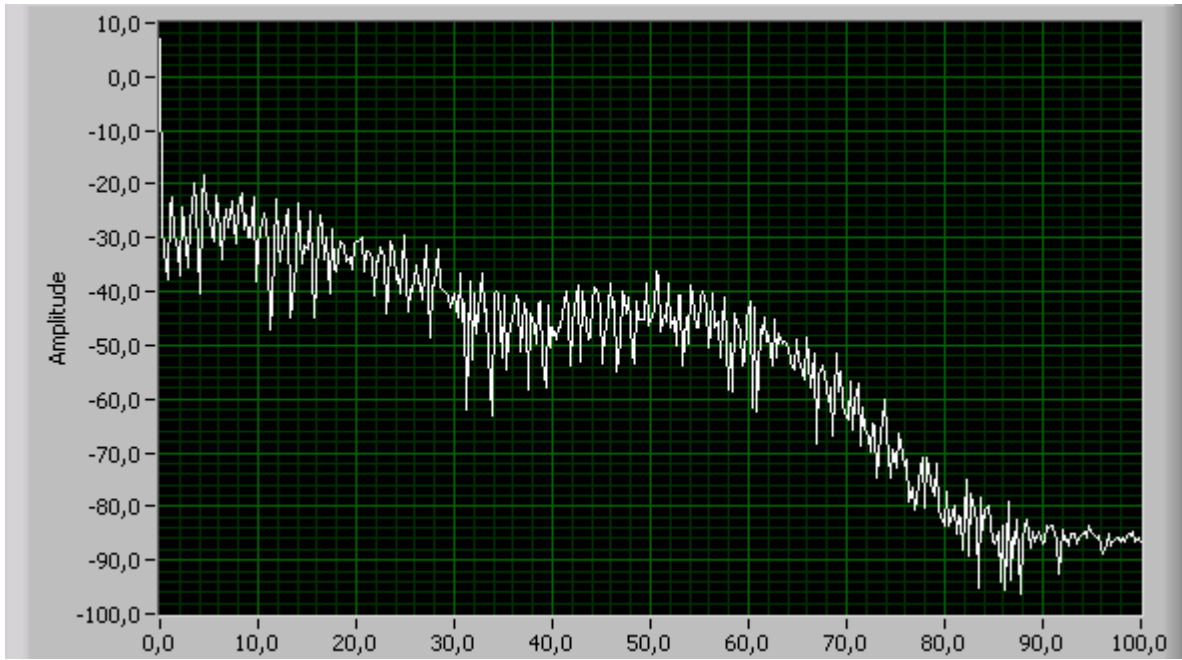


Figura 86. Espectro de frecuencia sin filtro bandstop centrado en 60Hz

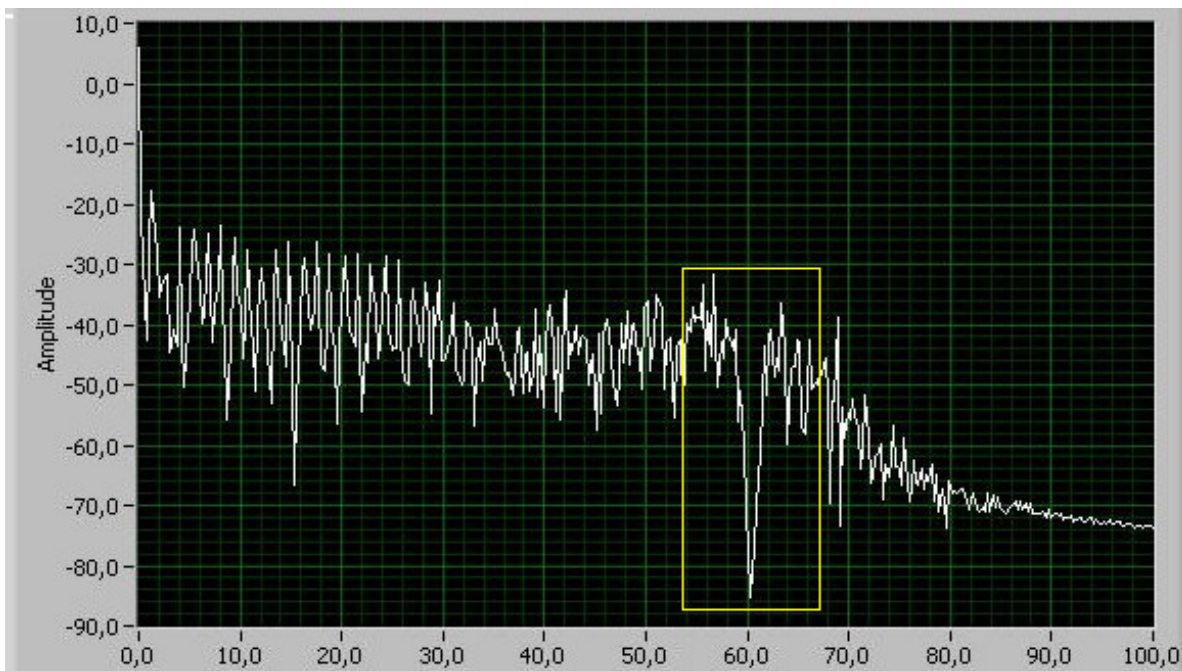


Figura 87. Espectro de frecuencia con filtro bandstop centrado en 60Hz

4.8. PRUEBAS SIN PIERNA DERECHA

Como se observa en las figuras 88 y 89, el electrodo de pierna derecha es muy importante en la adquisición de la señal cardiaca. Por tanto, la adecuada posición de este electrodo en el cuerpo del caballo es fundamental para reducir el voltaje en modo común.

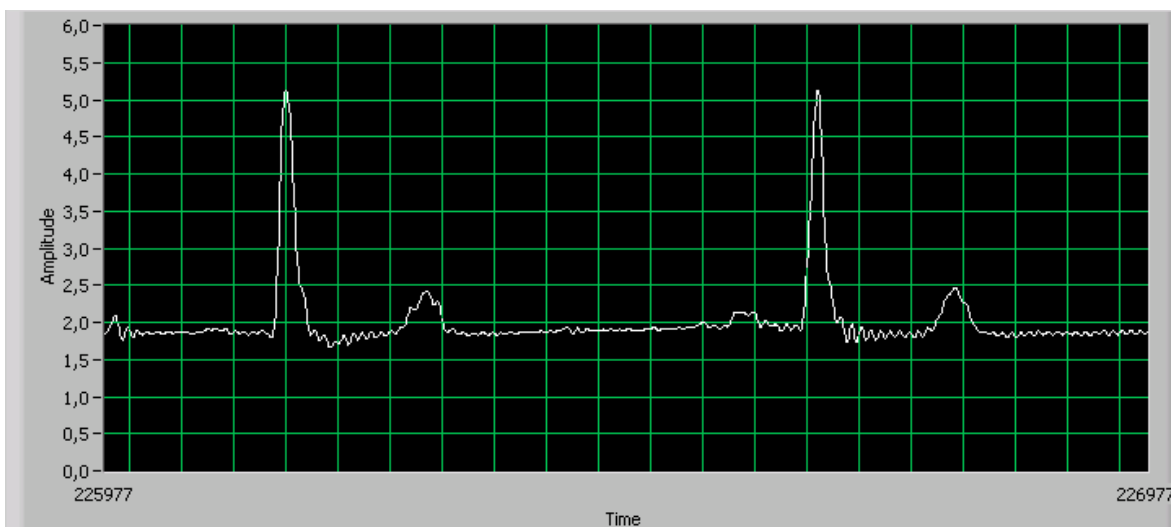


Figura 88. Señal Cardíaca utilizando el circuito de pierna derecha

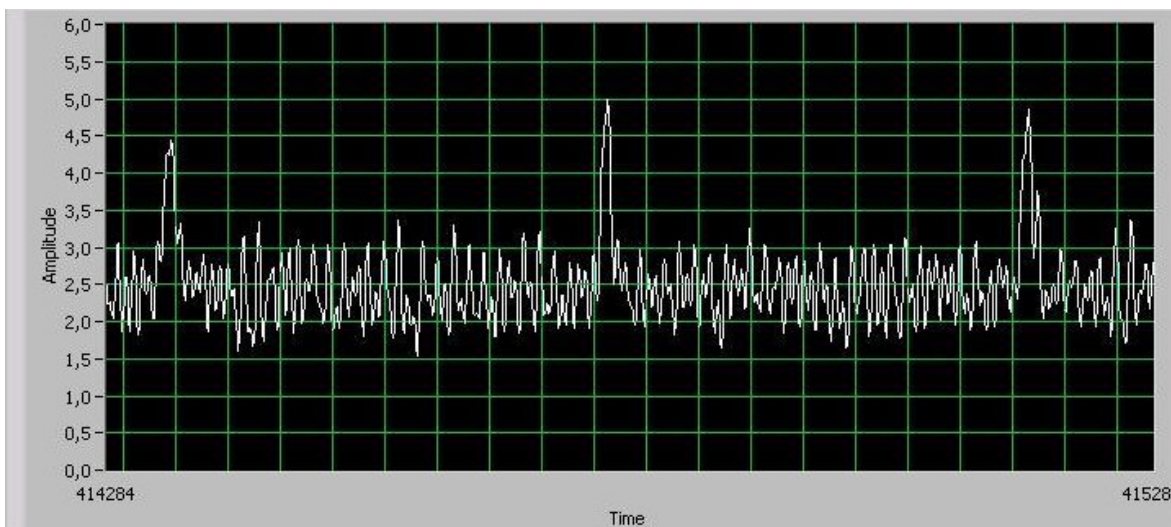


Figura 89. Señal Cardíaca sin utilizar el circuito de pierna derecha.

4.9. PRUEBAS EN EQUINOS

En las figuras 90 y 92 se muestran dos señales cardíacas tomadas en un equino con el sistema diseñado a diferentes distancias de transmisión. Y en las figuras 91 y 93 se muestran dos señales cardíacas tomadas en un equipo médico comúnmente utilizado por veterinarios.

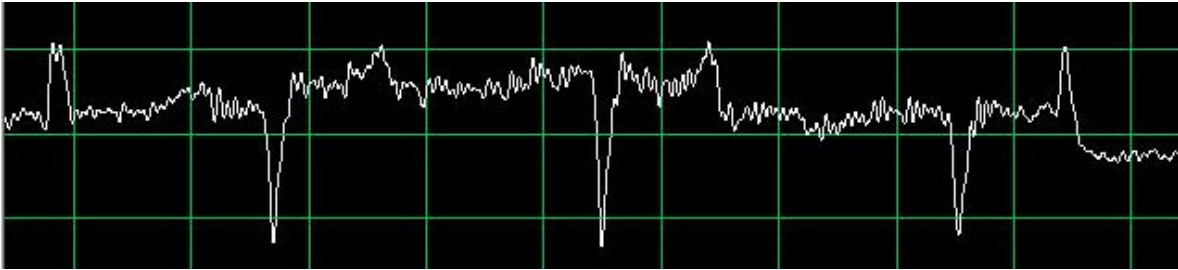


Figura 90. Señal ECG tomada en equinos a 5 metros de Alcance de Transmisión.



Figura 91. Registro Típico utilizando una derivación Y⁵⁰.

⁵⁰ HODGSON, Rose. "MANUAL CLINICO DE EQUINOS – Capítulo 5: Sistema Cardiovascular"

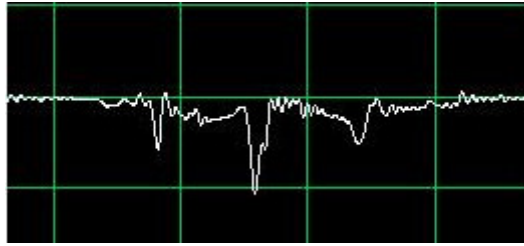


Figura 92. Señal ECG tomada en equinos a 10 metros de Alcance de Transmisión.

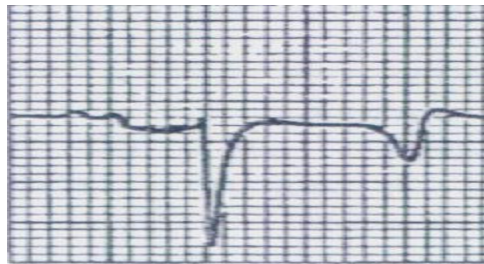


Figura 93. Registro ECG normal con derivación Y⁴⁶.

OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES

El diseño de este sistema electrónico para la adquisición, transmisión y recepción de la señal electrocardiográfica en equinos reemplaza otras técnicas y herramientas utilizadas hasta ahora en el estudio de la señal cardiaca, tales como la auscultación y el estetoscopio; debido a que proporciona un conocimiento más completo y real de dicha señal.

Para la adquisición de la señal cardiaca en equinos fue necesario considerar algunos inconvenientes, tales como el movimiento de los miembros y los temblores musculares, que afectan la lectura de la señal. Para realizar dicha lectura se desarrolló un sistema inalámbrico de adquisición y monitoreo de la señal electrocardiográfica utilizando el entorno de Labview para implementarlo en equinos y brindar así a los especialistas, una opción más eficiente y confiable en el estudio de patologías.

El sistema desarrollado cumple con los siguientes requerimientos de desempeño: Alimentación con batería recargable de 9 volts, alcance de transmisión de aproximadamente 50 metros, posibilidad de ampliar el número de variables físicas a sensar y estabilidad del sistema en condiciones de campo.

El sistema electrónico diseñado es confiable, fácil de usar y se coloca al caballo de manera simple y rápida. Además, debido a la transmisión y recepción inalámbrica, el caballo tiene libertad de movimiento y así se puede adquirir la señal cardiaca en condiciones normales y visualizarla en tiempo real, sin importar, si el animal está en campo abierto o en pesebreras.

Antes de implementar dicho sistema electrónico, se tenía un leve conocimiento de la señal cardíaca por medio de la auscultación para conocer la frecuencia cardíaca en el equino, y esto involucraba un “error humano” al contar los latidos durante 15 segundos para determinar dicha frecuencia. Dicho error se minimiza al utilizar este sistema, ya que sólo se requiere de una persona capacitada en la lectura o interpretación de la señal cardíaca registrada.

El sistema desarrollado combina hardware y software con el fin de hacerlo más robusto, compacto, portátil, pequeño, liviano, económico de implementar y de fácil mantenimiento y revisión, lo cual facilitaría el reemplazo de los dispositivos que dejaran de funcionar correctamente.

Se realizó la selección de los integrados según los parámetros o criterios de diseño, los cuales permitían el buen desempeño del sistema. Para realizar la elección de los integrados se realizaron simulaciones con el software PSpice.

Después de buscar alternativas, tanto discretas como modulares, para la transmisión y recepción de la señal, se decidió utilizar los módulos de transmisión y recepción TXM-916-ES y RXM-916-ES de Linx Technologies, en base a su fácil implementación y alcance.

Se realizaron pruebas, tanto en el laboratorio como en campo abierto, que permitieron comprobar el buen funcionamiento y desempeño del sistema.

El diseño de este sistema podría servir de plataforma para futuros proyectos de instrumentación inalámbrica.

RECOMENDACIONES

- Al realizar pruebas de equinos en reposo, se recomienda parar al caballo en un tapete de goma o en su defecto en algún material aislante.
- Debido a que el sistema no utiliza en su totalidad los dos Bytes, que componen cada trama de datos, se podrían utilizar estos bits restantes, como flujo de control de datos, o para sensar alguna otra variable del caballo como por ejemplo, temperatura.
- El sistema se comunica en forma serial por el puerto DB9. Debido a que en la actualidad los computadores personales no poseen este puerto, se recomienda utilizar un conversor DB9-USB.
- Los drivers de los conversores DB9-USB, pueden crear conflictos con el Sistema Operativo WINDOWS XP, ya que al enviar los datos por el puerto USB, el sistema operativo confunde los datos de entrada, con datos de un Mouse BALLPOINT, el cual produce movimientos erráticos del puntero del Mouse y la apertura y cierre de ventanas al azar, se recomienda deshabilitar de este dispositivo desde el panel de control.
- Se recomienda al usuario, que al ejecutar el programa de Labview no se ejecuten más programas simultáneamente, ya que éstos producen retardos en la visualización de la señal electrocardiográfica. Otros factores que afectan la velocidad de procesamiento de los datos son: la versión de LABVIEW que se esté utilizando y el puerto de recepción utilizado, ya sea DB9 o USB. Para visualizar la señal en tiempo real se recomienda utilizar la versión de Labview más avanzada y el puerto USB.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] SQUIRE, James C., Assistant Professor Virginia Military Institute. “ANALOG FILTER DESIGNER - Guía del Usuario Versión 2” - [PDF]
- [2] BOBBIE, Patrick O., ZEESHAN ARIF, Chaudary, CHAUDHARI, Hema, PUJARI, Sagar. Southern Polytechnic State University and School of Computing and Software Engineering. “ELECTROCARDIOGRAM (EKG) DATA ACQUISITION AND WIRELESS TRANSMISSION” - [PDF]
- [3] INFORMATION FOR MEDICAL APPLICATIONS, Texas Instruments. “BIOPHYSICAL MONITORING, ELECTROCARDIOGRAM (ECG) FOR END” [PDF] (2004)
- [4] RAMOS, Juan, PALLÁS-ARENY, Ramón, División de Instrumentación y Bioingeniería de la Universidad Politécnica de Cataluña “AMPLIFICADORES DE ECG: DE LA NORMA AL DISEÑO” - [PDF]
- [5] PALENCIA GARRIDO - LESTACHE, Pablo. Veterinario Clínico Equino “CARDIOLOGIA EQUINA – METODOS DE EXPLORACIÓN CARDIACA” - [PDF]
- [6] SISTEMAS DE BAJO RUIDO PARA LA ADQUISICIÓN DEL ECG –CAPITULO 2 - [PDF]
- [7] A.C. METTING VAN RIJN, A. PEPPER, C.A. GRIMBERGEN, Laboratory of Medical Physics, University of Amsterdam, Academic Medical Centre, 1.991. “HIGH QUALITY RECORDING OF BIOELECTRIC EVENTS – Part 1 and 2 –“ [PDF]

[8] INFORMATION FOR MEDICAL APPLICATIONS [PDF] (Texas Instruments, 2.004)

[9] AVENDAÑO CERVANTES, Guillermo, Facultad de Ciencias Naturales y Exactas, Universidad de Playa Ancha, Chile. "TEORIA Y DESARROLLO DE SISTEMA TRANSMISOR RECEPTOR DE RADIO FRECUENCIA PARA TELEMETRIA APLICADA A MEDICINA LABORAL Y DEPORTIVA" - [PDF]

[10] SARMIENTO ÁLVAREZ, Luis Omar. Proyecto de Grado de Maestría en Potencia Eléctrica, UIS. "DESARROLLO DE UN AMPLIFICADOR ELECTROCARDIOGRÁFICO MULTICANAL"

[11] LAMBOURN, Jessica. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Queensland. "PORTABLE ECG LOGGER"

[12] LÁZARO ANTONIO MANUEL. LABVIEW. PROGRAMACIÓN GRÁFICA PARA EL CONTROL DE LA INSTRUMENTACIÓN (EDITORIAL PARANINFO 1997)

[13] PALECIA Garrido, Pablo. "CARDIOLOGÍA EQUINA – METODOS DE EXPLORACIÓN CARDIACA"

[14] HODGSON, Rose. "MANUAL CLINICO DE EQUINOS – Capítulo 5: Sistema Cardiovascular"

ANEXO A

OTROS ASPECTOS A CONSIDERAR

A.1. TELEMETRIA⁵¹

La telemetría biomédica se puede clasificar en tres grupos, según el tipo de dispositivos telemétricos que se empleen. Estos grupos son los siguientes:

1. Dispositivos puestos en funcionamiento en el interior del organismo vivo, es decir, endo-radiosondas.
2. Instalaciones de radio de varios canales para medios de investigación y transporte en los que se halla alojado en el cuerpo a examinar, y en las que algunos canales han sido provistos de instalaciones complementarias capaces de transmitir magnitudes biofísicas.
3. Equipos instalados en la superficie del cuerpo que se desea examinar y que se denominan biotelemétricos.

Los equipos pertenecientes al primer grupo presentan las más reducidas dimensiones realizables técnicamente. Las endo-radiosondas son un medio de experimentación que se hallan en una fase de desarrollo en las grandes empresas poseedoras de las diversas tecnologías que se requieren; en particular, lo relativo a los materiales adecuados para resistir las condiciones intraorgánicas.

Al segundo grupo pertenecen las instalaciones de muy grandes dimensiones (para cohetes, para simulación de accidentes de automóvil e instalaciones simuladoras de catástrofes, entre otras)

Existe un gran interés en relación con el tercer grupo de equipos telemétricos. Muchos procesos de investigación se realizan con dispositivos de uno y varios canales, que van desde 10 gramos hasta 1 kilo de peso y de un volumen desde 10

⁵¹AVENDAÑO Cervantes, Guillermo. "Sistema Transmisor Receptor para Telemetría Cardíaca destinado a la variabilidad de Frecuencia Cardíaca (FCV)". Facultad de Ciencias, Universidad de Playa Ancha, Valparaíso.

cm³ hasta varios litros. El radio de acción a distancia garantizada en estos equipos se extiende desde algunos metros hasta 5 kilómetros.

Los sistemas de biotelemedicina constituyen un caso particular de los sistemas de telemetría, en los que las señales transmitidas son variables biológicas de un ser vivo. La biotelemedicina es la medida a distancia de variables biológicas, siendo su objeto principal la monitorización de animales o seres humanos, evitando perturbar lo mínimo posible su actividad normal. En la figura 2 se muestra el esquema del sistema de biotelemedicina empleado.

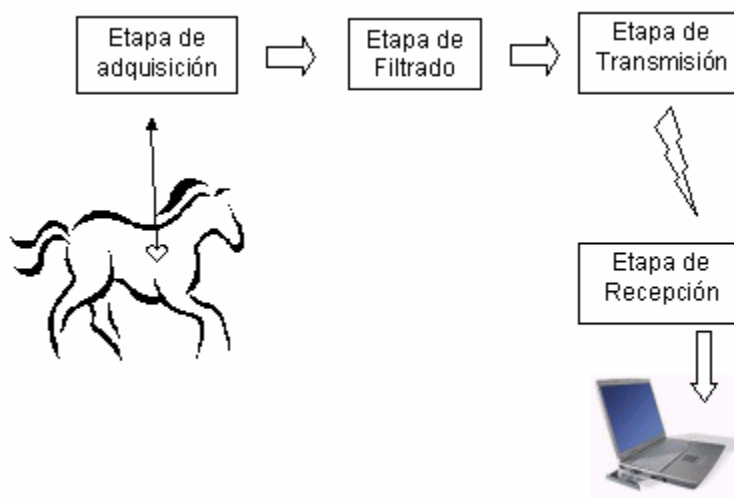


Figura 1⁵². Esquema del Sistema de Biotelemedicina empleado

Este proyecto aprovecha algunas de las ventajas que ofrece la telemetría tales como la medición a distancia, en este caso, de la señal cardíaca; adquirir la señal de estudio sin interferir con la actividad normal, y, permitir el análisis en tiempo real, lo que no sucede con los *holters* cardíacos.

⁵² Fuente: Autores

A.2. CONSIDERACIONES DE UN SISTEMA DE TELEMETRIA

Al diseñar o adquirir un sistema de biotelemedría hay que tener en cuenta el alcance, la autonomía, el tamaño y la posibilidad de ampliación del sistema, entre otras características.

La potencia recibida debe ser mayor que el ruido y las interferencias presentes o referibles a la entrada del receptor. En caso contrario, la señal recibida no tendría ninguna utilidad.

El alcance de un sistema de telemetría depende de muchos factores. En general, si el emisor y el receptor se mantienen en línea de vista, se consiguen los alcances máximos.

La autonomía de un sistema de biotelemedría varía en relación directa con la capacidad de las baterías o pilas del transmisor y en relación inversa con su consumo. Este último suele ser en gran medida proporcional a la potencia emitida y, por lo tanto, al alcance del sistema de biotelemedría.

El tamaño del emisor depende principalmente del tamaño de las pilas o baterías y del número y clase de variables a transmitir. Las consideraciones sobre el tamaño y el peso son importantes sobre todo en animales pequeños.

En cuanto a las posibilidades de ampliación del sistema se refiere a:

1. La posibilidad de tener varios emisores funcionando en paralelo; por ejemplo, para monitorear a más de un paciente.
2. La posibilidad de ampliar el número de señales en un emisor determinado para transmitir más variables biológicas de un mismo paciente.

A.3. INSTRUMENTACION BIOMÉDICA

La instrumentación biomédica trata lo concerniente a los elementos empleados para obtener información o aplicar energía a los seres vivos, y también lo relacionado para ofrecer una ayuda funcional, o la sustitución de funciones orgánicas. En consecuencia, son instrumentos o equipos para diagnóstico y monitorización, para terapia, electrocirugía y para rehabilitación.

La importancia de la instrumentación de medida y, por tanto, de los transductores bioeléctricos, puede reconocerse si se consideran las situaciones clínicas en las que se procede a la realización de medidas como se puede apreciar en la figura 2.

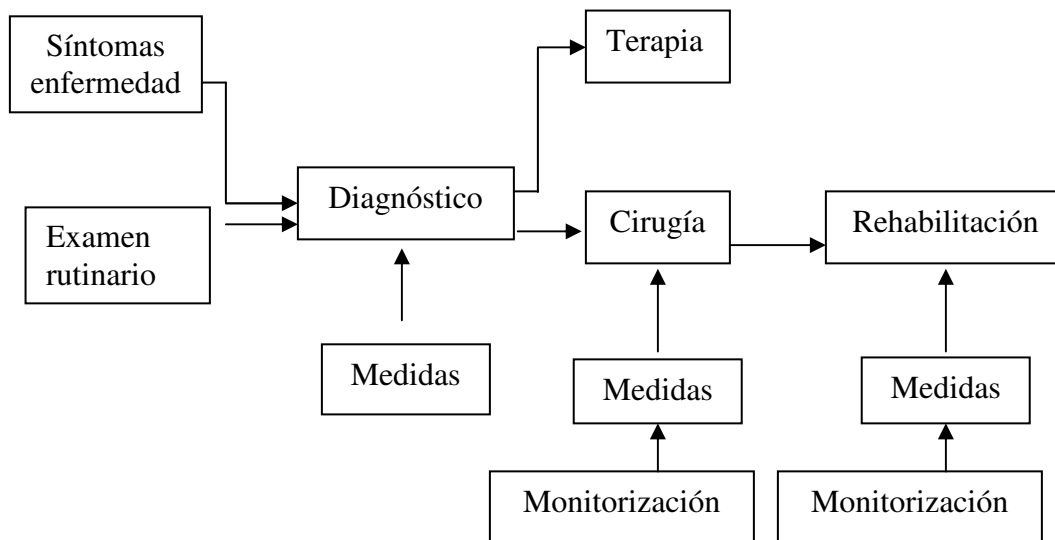


Figura 2⁵³. Función de las Medidas en Medicina

⁵³ MOMPIN Poblet, José. "Introducción a la Bioingeniería, Capítulo 4: Transductores Bioléctricos."

Estas son necesarias, en primer lugar, para emitir un diagnóstico cuando hay síntomas de una enfermedad, o durante un examen rutinario. Como resultado de dicho diagnóstico, puede aplicarse una determinada terapia o proceder a una intervención quirúrgica. En este segundo caso, vuelven a estar presentes las medidas pues son la base de la monitorización. Después de la intervención, se pasa a una fase de rehabilitación en la que se monitoriza de nuevo al paciente, por lo que es necesaria de nuevo la realización de medidas.

A.4. CARACTERÍSTICAS DE LA INSTRUMENTACIÓN BIOMÉDICA

La fuente de las señales médicas con la instrumentación biomédica son los tejidos vivos o energía aplicada a éstos. Esta circunstancia condiciona totalmente los métodos de medida aplicables y los transductores a utilizar. Debe cumplirse, en particular, los siguientes requisitos:

- La acción de medir no debe alterar la magnitud medida. Lo ideal sería que todas las medidas fueran no invasivas y sin contacto, pero no siempre son posibles, ni ofrecen una solución totalmente segura.
- Hay que garantizar la seguridad. La acción de medir no debe poner innecesariamente en peligro la vida del paciente.
- Debido al entorno donde se utilizan, los instrumentos biomédicos deben ser robustos, fiables y de fácil calibración.

Hay que considerar que en instrumentación biomédica las variables medidas no son determinísticas, es decir, su pauta de evolución no es constante con el tiempo. Además, varían de un paciente a otro en condiciones normales, e interaccionan entre sí de forma desconocida.

A.5. MONITOREO

El término monitor incluye las funciones de observar, avisar y ayudar. La monitorización de pacientes es la realización continua de medidas y observaciones para detectar un hecho específico o anomalía, y así seguir la evolución clínica.

La obtención de datos fisiológicos, en este caso de la señal cardiaca; en un paciente que puede moverse libremente y realiza sus actividades cotidianas fuera del laboratorio o del lugar donde se este atendiendo se designa como monitorización ambulatoria; y en los equinos, es importante tener acceso a esta monitorización, ya sea, en caso de enfermedad de uno de estos ejemplares o simplemente para hacerle un seguimiento en condiciones de actividad normal o extrema.

A.6. ZONA DE FRESNEL

Es el área de forma elíptica que sirve de propagación a una señal de radio. Esta zona se extiende por encima y por debajo de la línea recta entre el emisor y el receptor, y para que se considere útil debe de mantener alrededor del 60% de esa zona totalmente libre de obstáculos.

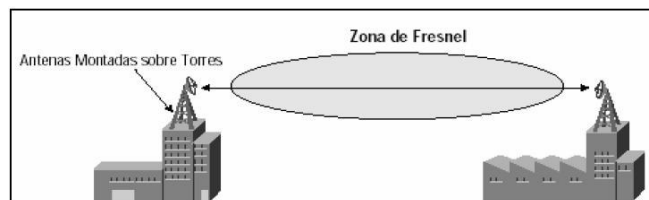


Figura 3. Zona de Fresnel

Tanto en óptica como en comunicaciones por radio o inalámbricas, la zona de Fresnel es una zona de despeje adicional que hay que tener en consideración además de haber una visibilidad directa entre las dos antenas.

Este factor deriva de la teoría de ondas electromagnéticas respecto de la expansión de las mismas al viajar en el espacio libre. Esta expansión resulta en reflexiones y cambios de fase al pasar sobre un obstáculo. El resultado es un aumento o disminución en el nivel de intensidad de señal recibido.



Figura 4. Elementos a Considerar al Calcular la Zona de Fresnel

En la óptica y comunicaciones por radio, una zona de Fresnel es uno de los elipsoides de revolución concéntricos teóricamente infinitos que definen volúmenes en el patrón de radiación de la abertura circular.

La sección transversal de la primera zona de Fresnel es circular. Las zonas subsecuentes de Fresnel son anulares en la sección transversal, y concéntricas con las primeras.

El concepto de las zonas de Fresnel se puede también utilizar para analizar interferencia por obstáculos cerca de la trayectoria de una viga (antena) de radio. Esta zona se debe determinar primero, para mantenerla libre de obstrucciones.

La obstrucción máxima permisible para considerar que no hay obstrucción es el 40% de la primera zona de Fresnel. La obstrucción máxima recomendada es el 20%.

Para establecer las zonas de Fresnel, primero se debe determinar la línea de vista de RF, que en términos simples es una línea recta entre la antena transmisora y la receptora.

El radio de la sección transversal de la primera zona de Fresnel tiene su máximo en el centro del enlace. En este punto, el radio r se puede calcular según la ecuación 1 como:

$$r = 548 * \sqrt{\frac{d}{4 * f}} \quad (1)$$

donde:

- r = radio en metros (m).
- d = distancia en kilómetros (km).
- f = frecuencia transmitida en megahertz (MHz).

La fórmula genérica de cálculo de las zonas de Fresnel está dada por la ecuación 2 y se expresa como:

$$r_n = 548 * \sqrt{\frac{n * d_1 * d_2}{f * d}} \quad (2)$$

donde:

- r_n = radio de la n ésima zona de Fresnel.
- d_1 = distancia desde el transmisor al objeto en km.
- d_2 = distancia desde el objeto al receptor en km.
- d = distancia total del enlace en km.
- f = frecuencia en MHz.

A.7. CLASES DE PROPAGACION

Existen cuatro clases de propagación:

- Directa
- Por reflexión
- Por difracción
- Por refracción.

La directa es la que más interesa. Es la que se representa por el tópico de línea de vista o LOS. Sin embargo, también se puede captar la señal si tiene suficiente intensidad y no la falsean los obstáculos por la propagación reflejada en uno de ellos como lo puede ser una montaña, o un edificio, entre otros; y, por refracción debida al estado ionizado de esta zona de la atmósfera.

Pueden llegar a la antena dos señales idénticas pero una reflejada y otra directa, y como no coinciden en el tiempo, se crean las imágenes fantasma, que son indeseadas.

La antena tanto receptora como emisora, cubre un área tanto más amplia cuanto mayor es su altura. El principio de reciprocidad en las antenas es que el comportamiento de ambas es idéntico. Por tanto, si una tiene sentido horizontal, la otra también. Esto se denomina polarización de la señal.

La horizontal proporciona menos ruido y perturbaciones espúreas y mayor alcance en transmisión. En las emisiones de TV y radio FM se emplea onda directa, dando mayor estabilidad a la emisión.

La intensidad de la señal transmitida se mide en el lugar donde se coloque la antena y se mide en μV , (tensión de RF y campo eléctrico de RF en μV / (por metro)).

ANEXO B. HOJAS DE DATOS

En este anexo se presentan las hojas de datos de los circuitos integrados utilizados en el diseño del sistema.

C.1. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION INA326



INA326
INA327



SBOS222D – NOVEMBER 2001 – REVISED NOVEMBER 2004

Precision, Rail-to-Rail I/O INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- **PRECISION**
LOW OFFSET: 100 μ V (max)
LOW OFFSET DRIFT: 0.4 μ V/ $^{\circ}$ C (max)
EXCELLENT LONG-TERM STABILITY
VERY-LOW 1/f NOISE
- **TRUE RAIL-TO-RAIL I/O**
INPUT COMMON-MODE RANGE:
20mV Below Negative Rail to 100mV Above Positive Rail
WIDE OUTPUT SWING: Within 10mV of Rails
SUPPLY RANGE: Single +2.7V to +5.5V
- **SMALL SIZE**
*micro*PACKAGE: MSOP-8, MSOP-10
- **LOW COST**

APPLICATIONS

- LOW-LEVEL TRANSDUCER AMPLIFIER FOR BRIDGES, LOAD CELLS, THERMOCOUPLES
- WIDE DYNAMIC RANGE SENSOR MEASUREMENTS
- HIGH-RESOLUTION TEST SYSTEMS
- WEIGH SCALES
- MULTI-CHANNEL DATA ACQUISITION SYSTEMS
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- GENERAL-PURPOSE

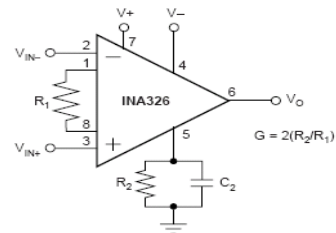
DESCRIPTION

The INA326 and INA327 (with shutdown) are high-performance, low-cost, precision instrumentation amplifiers with rail-to-rail input and output. They are true single-supply instrumentation amplifiers with very low DC errors and input common-mode ranges that extends beyond the positive and negative rails. These features make them suitable for applications ranging from general-purpose to high-accuracy.

Excellent long-term stability and very low 1/f noise assure low offset voltage and drift throughout the life of the product. The INA326 (without shutdown) comes in the MSOP-8 package. The INA327 (with shutdown) is offered in an MSOP-10. Both are specified over the industrial temperature range, -40° C to $+85^{\circ}$ C, with operation from -40° C to $+125^{\circ}$ C.

INA326 AND INA327 RELATED PRODUCTS

PRODUCT	FEATURES
INA337	Precision, 0.4 μ V/ $^{\circ}$ C Drift, Specified -40° C to $+125^{\circ}$ C
INA114	50 μ V V_{OS} , 0.5nA I_B , 115dB CMR, 3mA I_O , 0.25 μ V/ $^{\circ}$ C Drift
INA118	50 μ V V_{OS} , 1nA I_B , 120dB CMR, 385 μ A I_O , 0.5 μ V/ $^{\circ}$ C Drift
INA122	250 μ V V_{OS} , -10 nA I_B , 65 μ A I_O , Rail-to-Rail Output, 3 μ V/ $^{\circ}$ C Drift
INA128	50 μ V V_{OS} , 2nA I_B , 125dB CMR, 750 μ A I_O , 0.5 μ V/ $^{\circ}$ C Drift
INA321	500 μ V V_{OS} , 0.5pA I_B , 94dB CMRR, 60 μ A I_O , Rail-to-Rail Output



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 2001-2004, Texas Instruments Incorporated

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = +2.7V$ to $+5.5V$

BOLDFACE limits apply over the specified temperature range, $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$

At $T_A = +25^\circ C$, $R_L = 10k\Omega$, $G = 100$ ($R_1 = 2k\Omega$, $R_2 = 100k\Omega$), external gain set resistors, and $I_{A_COMMON} = V_S/2$, with external equivalent filter corner of 1kHz, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITION	INA326EA, INA327EA			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
INPUT					
Offset Voltage, RTI Over Temperature vs Temperature vs Power Supply Long-Term Stability Input Impedance, Differential Common-Mode Input Voltage Range Safe Input Voltage Common-Mode Rejection Over Temperature	V_{OS} $V_S = +5V, V_{CM} = V_S/2$ dV_{OS}/dT PSR $V_S = +2.7V$ to $+5.5V, V_{CM} = V_S/2$ CMR $V_S = +5V, V_{CM} = (V-) - 0.02V$ to $(V+) + 0.1V$	± 20	± 20 See Note (1) $10^{10} \parallel 2$ $10^{10} \parallel 14$	± 100 ± 124 ± 0.4 ± 3 $(V-) - 0.02$ $(V-) - 0.5$ 100 94	μV μV $\mu V/^\circ C$ $\mu V/V$ $\Omega \parallel pF$ $\Omega \parallel pF$ V V dB dB
INPUT BIAS CURRENT					
Bias Current vs Temperature Offset Current	I_B $V_{CM} = V_S/2$ $V_S = +5V$ I_{OS} $V_S = +5V$	See Typical Characteristics			nA nA
NOISE					
Voltage Noise, RTI f = 10Hz f = 100Hz f = 1kHz f = 0.01Hz to 10Hz Voltage Noise, RTI f = 10Hz f = 100Hz f = 1kHz f = 0.01Hz to 10Hz Current Noise, RTI f = 1kHz f = 0.01Hz to 10Hz Output Ripple, V_O Filtered ⁽²⁾	$R_S = 0\Omega, G = 100, R_1 = 2k\Omega, R_2 = 100k\Omega$ $R_S = 0\Omega, G = 10, R_1 = 20k\Omega, R_2 = 100k\Omega$		33 33 33 0.8 120 97 97 4 0.15 4.2	See Applications Information	nV/\sqrt{Hz} nV/\sqrt{Hz} nV/\sqrt{Hz} $\mu V/p-p$ nV/\sqrt{Hz} nV/\sqrt{Hz} nV/\sqrt{Hz} $\mu V/p-p$ pA/\sqrt{Hz} $pA/p-p$
GAIN					
Gain Equation Range of Gain Gain Error ⁽³⁾ vs Temperature Nonlinearity	$G = 2(R_2/R_1)$ $G = 10, 100, V_S = +5V, V_O = 0.075V$ to $4.925V$ $G = 10, 100, V_S = +5V, V_O = 0.075V$ to $4.925V$ $G = 10, 100, V_S = +5V, V_O = 0.075V$ to $4.925V$	< 0.1	± 0.08 ± 6 ± 0.004	> 10000 ± 0.2 ± 25 ± 0.01	V/V % ppm/^\circ C % of FS
OUTPUT					
Voltage Output Swing from Rail Over Temperature Capacitive Load Drive Short-Circuit Current	$R_L = 100k\Omega$ $R_L = 10k\Omega, V_S = +5V$	75 75	5 10 500 ± 25		mV mV mV pF mA
INTERNAL OSCILLATOR					
Frequency of Auto-Correction Accuracy			90 ± 20		kHz %
FREQUENCY RESPONSE					
Bandwidth ⁽⁴⁾ , -3dB Slew Rate ⁽⁴⁾ Settling Time ⁽⁴⁾ , 0.1% 0.01% 0.1% 0.01% Overload Recovery ⁽⁴⁾	BW SR t_S 1kHz Filter, $G = 1$ to $1k, V_O = 2V$ step, $C_L = 100pF$ 10kHz Filter, $G = 1$ to $1k, V_O = 2V$ step, $C_L = 100pF$ 1kHz Filter, 50% Output Overload, $G = 1$ to $1k$ 10kHz Filter, 50% Output Overload, $G = 1$ to $1k$	$G = 1$ to $1k$ $V_S = +5V$, All Gains, $C_L = 100pF$	1 Filter Limited 0.95 1.3 130 160 30 5		kHz ms ms μs μs μs μs

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = +2.7V$ to $+5.5V$ (Cont.)

BOLDFACE limits apply over the specified temperature range, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$, $G = 100$ ($R_1 = 2\text{k}\Omega$, $R_2 = 100\text{k}\Omega$), external gain set resistors, and $I_{A\text{COMMON}} = V_S/2$, with external equivalent filter corner of 1kHz, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITION	INA326EA, INA327EA			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
POWER SUPPLY					
Specified Voltage Range		+2.7		+5.5	V
Quiescent Current	$I_Q = 0$, Diff $V_{IN} = 0V$, $V_S = +5V$		2.4	3.4	mA
Over Temperature				3.7	mA
SHUTDOWN					
Disable (Logic Low Threshold)	$V_S = +5V$, Disabled	1.6	75	0.25	V
Enable (Logic High Threshold)					V
Enable Time ⁽⁵⁾					μs
Disable Time					μs
Shutdown Current and Enable Pin Current					μA
TEMPERATURE RANGE					
Specified Range	MSOP-8, MSOP-10 Surface-Mount	-40		+85	$^\circ\text{C}$
Operating Range		-40		+125	$^\circ\text{C}$
Storage Range		-65		+150	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance		θ_{JA}		150	$^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTES: (1) 1000-hour life test at 150°C demonstrated randomly distributed variation in the range of measurement limits—approximately $10\mu\text{V}$. (2) See Applications Information section, and Figures 1 and 3. (3) Does not include error and TCR of external gain-setting resistors. (4) Dynamic response is limited by filtering. Higher bandwidths can be achieved by adjusting the filter. (5) See Typical Characteristics, "Input Offset Voltage vs Warm-Up Time".

C.2. AMPLIFICADOR OPERACIONAL OPA335



OPA334
OPA2334
OPA335
OPA2335

SBOS245D – JUNE 2002 – REVISED JULY 2003

0.05 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max, SINGLE-SUPPLY CMOS OPERATIONAL AMPLIFIERS Zero-Drift Series

FEATURES

- LOW OFFSET VOLTAGE: 5 μV (max)
- ZERO DRIFT: 0.05 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (max)
- QUIESCENT CURRENT: 285 μA
- SINGLE-SUPPLY OPERATION
- SINGLE AND DUAL VERSIONS
- SHUTDOWN
- *MicroSIZED* PACKAGES

APPLICATIONS

- TRANSDUCER APPLICATIONS
- TEMPERATURE MEASUREMENT
- ELECTRONIC SCALES
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- BATTERY-POWERED INSTRUMENTS
- HANDHELD TEST EQUIPMENT

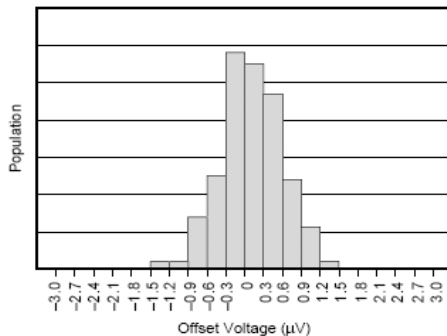
DESCRIPTION

The OPA334 and OPA335 series of CMOS operational amplifiers use auto-zeroing techniques to simultaneously provide very low offset voltage (5 μV max), and near-zero drift over time and temperature. These miniature, high-precision, low quiescent current amplifiers offer high input impedance and rail-to-rail output swing. Single or dual supplies as low as +2.7V ($\pm 1.35\text{V}$) and up to +5.5V ($\pm 2.75\text{V}$) may be used. These op amps are optimized for low-voltage, single-supply operation.

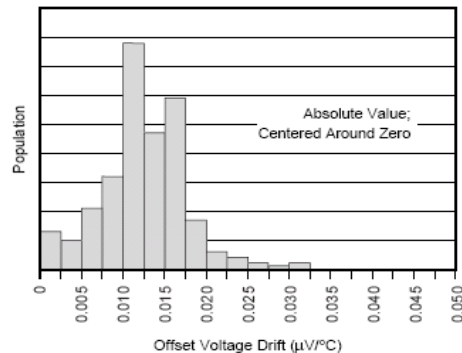
The OPA334 family includes a shutdown mode. Under logic control, the amplifiers can be switched from normal operation to a standby current of 2 μA . When the Enable pin is connected high, the amplifier is active. Connecting Enable low disables the amplifier, and places the output in a high-impedance state.

The OPA334 (single version with shutdown) comes in *MicroSIZED* SOT23-6. The OPA335 (single version without shutdown) is available in SOT23-5, and SO-8. The OPA2334 (dual version with shutdown) comes in *MicroSIZED* MSOP-10. The OPA2335 (dual version without shutdown) is offered in the MSOP-8 and SO-8 packages. All versions are specified for operation from -40°C to $+125^\circ\text{C}$.

OFFSET VOLTAGE PRODUCTION DISTRIBUTION



OFFSET VOLTAGE DRIFT PRODUCTION DISTRIBUTION



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 2002-2003, Texas Instruments Incorporated

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	+7V
Signal Input Terminals, Voltage ⁽²⁾	-0.5V to (V+) + 0.5V
Current ⁽²⁾	±10mA
Output Short Circuit ⁽³⁾	Continuous
Operating Temperature	-40°C to +150°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

NOTES: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these, or any other conditions beyond those specified, is not implied. (2) Input terminals are diode-clamped to the power-supply rails. Input signals that can swing more than 0.5V beyond the supply rails should be current-limited to 10mA or less. (3) Short-circuit to ground, one amplifier per package.



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

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

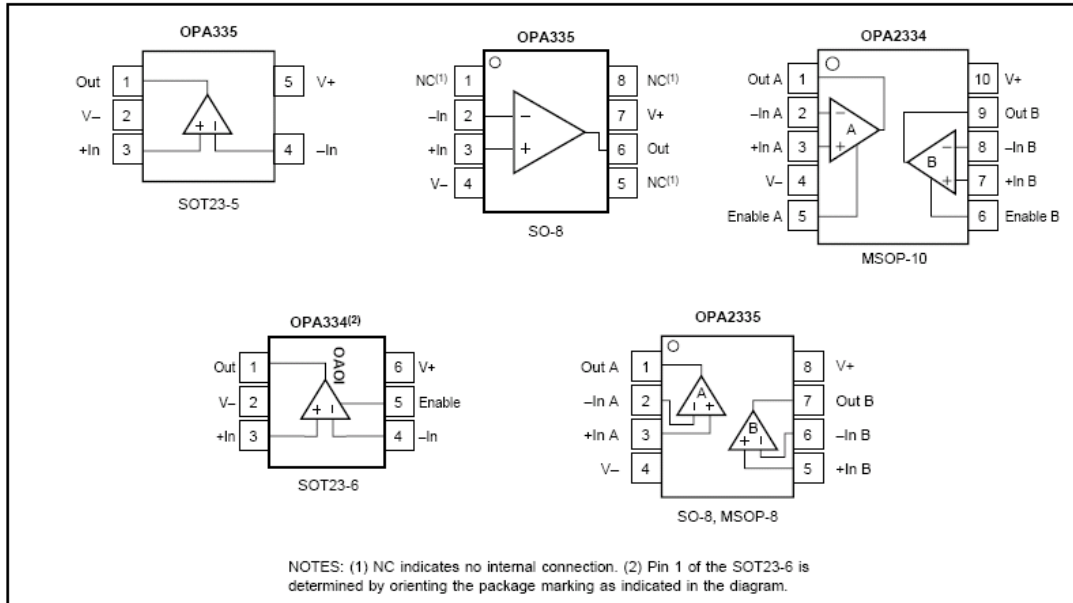
ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE-LEAD	PACKAGE DESIGNATOR ⁽¹⁾	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE	PACKAGE MARKING	ORDERING NUMBER	TRANSPORT MEDIA, QUANTITY
Shutdown Version OPA334	SOT23-6	DBV	-40°C to +125°C	OAOI	OPA334AIDBVT	Tape and Reel, 250
"	"	"	"	"	OPA334AIDBVR	Tape and Reel, 3000
OPA2334	MSOP-10	DGS	-40°C to +125°C	BHE	OPA2334AIDGST	Tape and Reel, 250
"	"	"	"	"	OPA2334AIDGSR	Tape and Reel, 2500
Non-Shutdown Version OPA335	SOT23-5	DBV	-40°C to +125°C	OAPI	OPA335AIDBVT	Tape and Reel, 250
"	"	"	"	"	OPA335AIDBVR	Tape and Reel, 3000
OPA335	SO-8	D	-40°C to +125°C	OPA335	OPA335AID	Rails, 100
"	"	"	"	"	OPA335AIDR	Tape and Reel, 2500
OPA2335	SO-8	D	-40°C to +125°C	OPA2335	OPA2335AID	Rails, 100
"	"	"	"	"	OPA2335AIDR	Tape and Reel, 2500
OPA2335	MSOP-8	DGK	-40°C to +125°C	BHF	OPA2335AIDGKT	Tape and Reel, 250
"	"	"	"	"	OPA2335AIDGKR	Tape and Reel, 2500

NOTE: (1) For the most current specifications and package information, refer to our web site at www.ti.com.

PIN CONFIGURATIONS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Boldface limits apply over the specified temperature range, $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$.

At $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, $V_S = +5\text{V}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ connected to $V_S/2$, and $V_{OUT} = V_S/2$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITION	OPA334AI, OPA335AI OPA2334AI, OPA2335AI			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
OFFSET VOLTAGE Input Offset Voltage vs Temperature vs Power Supply Long-Term Stability ⁽¹⁾ Channel Separation, dc	V_{OS} dV_{OS}/dT PSRR $V_{CM} = V_S/2$ $V_S = +2.7\text{V}$ to $+5.5\text{V}$, $V_{CM} = 0$, Over Temperature		1 ± 0.02 ± 1 See Note (1) 0.1	5 ± 0.05 ± 2	μV $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ $\mu\text{V}/\text{V}$ $\mu\text{V}/\text{V}$
INPUT BIAS CURRENT Input Bias Current Over Temperature Input Offset Current	I_B $V_{CM} = V_S/2$ I_{OS}		± 70 1 ± 120	± 200 ± 400	pA nA pA
NOISE Input Voltage Noise, $f = 0.01\text{Hz}$ to 10Hz Input Current Noise Density, $f = 10\text{Hz}$	e_n i_n		1.4 20		μV_{eff} $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE RANGE Common-Mode Voltage Range Common-Mode Rejection Ratio	V_{CM} CMRR $(V-) - 0.1\text{V} < V_{CM} < (V+) - 1.5\text{V}$, Over Temperature	$(V-) - 0.1$ 110	130	$(V+) - 1.5$	V dB
INPUT CAPACITANCE Differential Common-Mode			1 5		pF pF
OPEN-LOOP GAIN Open-Loop Voltage Gain, Over Temperature Open-Loop Voltage Gain, Over Temperature	A_{OL} $50\text{mV} < V_O < (V+) - 50\text{mV}$, $R_L = 100\text{k}\Omega$, $V_{CM} = V_S/2$ $100\text{mV} < V_O < (V+) - 100\text{mV}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$, $V_{CM} = V_S/2$	110 110	130 130		dB dB
FREQUENCY RESPONSE Gain-Bandwidth Product Slew Rate	GBW SR $G = +1$		2 1.6		MHz V/ μs
OUTPUT Voltage Output Swing from Rail Voltage Output Swing from Rail Short-Circuit Current Capacitive Load Drive	I_{SC} C_{LOAD} $R_L = 10\text{k}\Omega$, Over Temperature $R_L = 100\text{k}\Omega$, Over Temperature		15 1 ± 50	100 50	mV mV mA
SHUTDOWN t_{OFF} $t_{ON}^{(2)}$ V_L (shutdown) V_H (amplifier is active) Input Bias Current of Enable Pin I_{QSD}		0 0.75 (V+)	1 150 50	+0.8 5.5 2	μs μs V V pA μA
POWER SUPPLY Operating Voltage Range Quiescent Current: OPA334, OPA335 Over Temperature OPA2334, OPA2335 (total—two amplifiers) Over Temperature	I_Q $I_Q = 0$ $I_Q = 0$	2.7	285 570	5.5 350 450 700 900	V μA μA μA μA
TEMPERATURE RANGE Specified Range Operating Range Storage Range Thermal Resistance SOT23-5, SOT23-6 Surface-Mount MSOP-8, MSOP-10, SO-8 Surface-Mount	θ_{JA}	-40 -40 -65		+125 +150 +150	$^{\circ}\text{C}$ $^{\circ}\text{C}$ $^{\circ}\text{C}$ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$

NOTES: (1) 500-hour life test at 150°C demonstrated randomly distributed variation approximately equal to measurement repeatability of $1\mu\text{V}$. (2) Device requires one complete cycle to return to V_{OS} accuracy.

C.3. INVERSOR DE VOLTAJE ADM8828



Switched-Capacitor Voltage Inverter with Shutdown

ADM8828/ADM8829

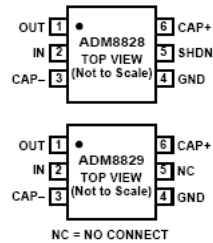
FEATURES

Inverts Input Supply Voltage
 99% Voltage Conversion Efficiency
 25 mA Output Current
 Shutdown Function
 Requires Only Two Capacitors
 1 μF Capacitors
 18 Ω Output Resistance
 +1.5 V to +5.5 V Input Range
 600 μA Quiescent Current
 20 nA Shutdown Current (ADM8828)

APPLICATIONS

Handheld Instruments
 LCD Panels
 Cellular Phones
 PDAs
 Remote Data Acquisition
 Op Amp Power Supplies

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS



GENERAL DESCRIPTION

The ADM8828/ADM8829 is a charge-pump voltage inverter which may be used to generate a negative supply from a positive input. Input voltages ranging from +1.5 V to +5.5 V can be inverted into a negative -1.5 V to -5.5 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 25 mA with greater than 99% efficiency are achievable.

The ADM8828 also features a low power shutdown (SHDN) pin. This can be used to disable the device and reduce the quiescent current to 20 nA.

The ADM8828/ADM8829 is available in a 6-lead SOT-23 package.

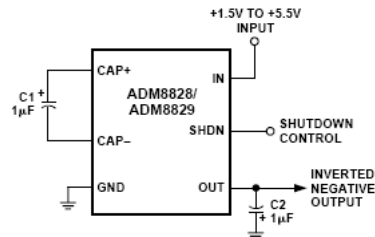


Figure 1. Typical Circuit Configuration

REV. A

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

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

ADM8828/ADM8829—SPECIFICATIONS ($V_{IN} = +5\text{ V}$, $C1, C2 = 1\ \mu\text{F}$,¹ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} unless otherwise noted)

Parameter	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions/Comments
Input Voltage, IN	1.5		5.5	V	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$
Supply Current		600	1000	μA	Unloaded
Output Current	25			mA	$I_L = 5\ \text{mA}$
Output Resistance		18	28	Ω	$I_L = 5\ \text{mA}$
Output Ripple		25		mV p-p	$I_L = 5\ \text{mA}$
		130		mV p-p	$I_L = 25\ \text{mA}$
Charge-Pump Frequency	50	120	190	kHz	$V_{IN} = +2.25\ \text{V}$
	65			kHz	
Power Efficiency		90		%	$R_L = 200\ \Omega$
		87		%	$R_L = 1\ \text{k}\Omega$
Voltage Conversion Efficiency	99.5	99.96		%	No Load
		98		%	$R_L = 1\ \text{k}\Omega$
		91		%	$R_L = 200\ \Omega$
Shutdown Supply Current, I_{SHDN}		0.02	2	μA	SHDN = IN
Shutdown Input Voltage, V_{SHDN}	2.0		0.8	V	SHDN High = Disabled
				V	SHDN Low = Enabled
Shutdown Exit Time		175		μs	$I_L = 5\ \text{mA}$

NOTES

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

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

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

Input Voltage (IN to GND)	−0.3 V to +6 V
OUT to GND	−6.0 V to +0.3 V
OUT, IN Output Current (Continuous)	50 mA
Output Short Circuit Duration to GND	10 secs
Power Dissipation, RT-6	570 mW
(Derate 8.3 mW/ $^\circ\text{C}$ above +70 $^\circ\text{C}$)	
θ_{JA} , Thermal Impedance	120 $^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Temperature Range	
Industrial (A Version)	−40 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	−65 $^\circ\text{C}$ to +150 $^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 10 sec)	+300 $^\circ\text{C}$
Vapor Phase (70 sec)	+215 $^\circ\text{C}$
Infrared (15 sec)	+220 $^\circ\text{C}$
ESD Rating	>3500 V

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

ORDERING GUIDE

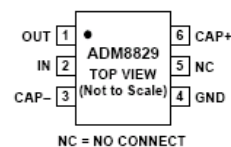
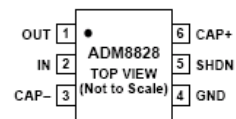
Model	Temperature Range	Branding Information	Package Option*
ADM8828ART	−40 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$	MM0	RT-6
ADM8829ART	−40 $^\circ\text{C}$ to +85 $^\circ\text{C}$	MN0	RT-6

*RT-6 = 6-lead SOT-23.

PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

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

PIN CONFIGURATIONS



C.4. REGULADOR DE PRECISION DE 5V REF02



REF02



SBVS003B – JANUARY 1993 – REVISED JANUARY 2005

+5V Precision VOLTAGE REFERENCE

FEATURES

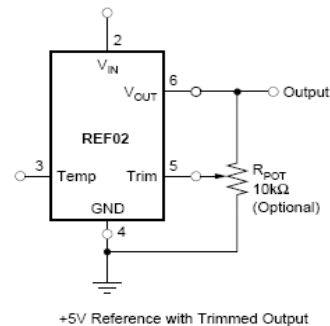
- OUTPUT VOLTAGE: +5V $\pm 0.2\%$ max
- EXCELLENT TEMPERATURE STABILITY: 10ppm/ $^{\circ}\text{C}$ max (-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$)
- LOW NOISE: 10 μV_{PP} max (0.1Hz to 10Hz)
- EXCELLENT LINE REGULATION: 0.01%/V max
- EXCELLENT LOAD REGULATION: 0.008%/mA max
- LOW SUPPLY CURRENT: 1.4mA max
- SHORT-CIRCUIT PROTECTED
- WIDE SUPPLY RANGE: 8V to 40V
- INDUSTRIAL TEMPERATURE RANGE: -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
- PACKAGE OPTIONS: DIP-8, SO-8

APPLICATIONS

- PRECISION REGULATORS
- CONSTANT CURRENT SOURCE/SINK
- DIGITAL VOLTMETERS
- V/F CONVERTERS
- A/D AND D/A CONVERTERS
- PRECISION CALIBRATION STANDARD
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The REF02 is a precision 5V voltage reference. The drift is laser trimmed to 10ppm/ $^{\circ}\text{C}$ max over the extended industrial and military temperature range. The REF02 provides a stable 5V output that can be externally adjusted over a $\pm 6\%$ range with minimal effect on temperature stability. The REF02 operates from a single supply with an input range of 8V to 40V with a very low current drain of 1mA, and excellent temperature stability due to an improved design. Excellent line and load regulation, low noise, low power, and low cost make the REF02 the best choice whenever a 5V voltage reference is required. Available package options are DIP-8 and SO-8. The REF02 is an ideal choice for portable instrumentation, temperature transducers, Analog-to-Digital (A/D) and Digital-to-Analog (D/A) converters, and digital voltmeters.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 1993-2005, Texas Instruments Incorporated

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_{IN} = +15\text{V}$ power supply, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	REF02A			REF02B			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
OUTPUT VOLTAGE Change with Temperature ^(1, 2) (ΔV_{OT}) -40°C to +85°C	$I_{LOAD} = 0\text{mA}$	4.985	5.0	5.015	4.990	*	5.010	V
			0.05	0.19		0.05	0.13	%
OUTPUT VOLTAGE DRIFT ⁽³⁾ -40°C to +85°C (TCV_O)			4	15		4	10	$\pm\text{ppm}/^\circ\text{C}$
LONG-TERM STABILITY First 1000h Second 1000h	2000h Test		100			100		$\pm\text{ppm}$
			50			50		$\pm\text{ppm}$
OUTPUT ADJUSTMENT RANGE	$R_{POT} = 10\text{k}\Omega$ ⁽⁶⁾	± 3	± 6		*	*		%
CHANGE IN V_O TEMP COEFFICIENT WITH OUTPUT ADJUSTMENT (-55°C to +125°C)	$R_{POT} = 10\text{k}\Omega$		0.7			*		ppm/%
OUTPUT VOLTAGE NOISE	0.1Hz to 10Hz ⁽⁵⁾		4	10		*	*	μV_{pp}
LINE REGULATION ⁽⁴⁾ -40°C to +85°C	$V_{IN} = 8\text{V to } 33\text{V}$ $V_{IN} = 8.5\text{V to } 33\text{V}$		0.006	0.010		*	*	%/V
			0.008	0.012		*	*	
LOAD REGULATION ⁽⁴⁾ -40°C to +85°C	$I_L = 0\text{mA to } +10\text{mA}$ $I_L = 0\text{mA to } +10\text{mA}$		0.005	0.010		*	0.008	%/mA
			0.007	0.012		*	0.010	
TURN-ON SETTLING TIME	To $\pm 0.1\%$ of Final Value		5			*		μs
QUIESCENT CURRENT	No Load		1.0	1.4		*	*	mA
LOAD CURRENT (SOURCE)		10	21		*	*		mA
LOAD CURRENT (SINK)		-0.3	-0.5		*	*		mA
SHORT-CIRCUIT CURRENT	$V_{OUT} = 0$		30			*		mA
POWER DISSIPATION	No Load		15	21		*	*	mW
TEMPERATURE VOLTAGE OUTPUT ⁽⁷⁾			630			*		mV
TEMPERATURE COEFFICIENT of Temperature Pin Voltage -55°C to +125°C			2.1					mV/ $^\circ\text{C}$
TEMPERATURE RANGE Specification REF02A, B, C		-40		+85	*		*	$^\circ\text{C}$

NOTES: (1) ΔV_{OT} is defined as the absolute difference between the maximum output and the minimum output voltage over the specified temperature range expressed as a percentage of 5V:

$$\Delta V_O = \left| \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{5V} \right| \times 100$$

(2) ΔV_{OT} specification applies trimmed to +5.000V or untrimmed.

(3) TCV_O is defined as ΔV_{OT} divided by the temperature range.

(4) Line and load regulation specifications include the effect of self heating.

(5) Sample tested.

(6) 10k Ω potentiometer connected between V_{OUT} and ground with wiper connected to Trim pin. See figure on page 1.

(7) Pin 3 is insensitive to capacitive loading. The temperature voltage will be modified by 7mV for each μA of loading.

C.5. REGULADOR VARIABLE DE VOLTAJE LM317



March 2000
Revised June 2005

LM317 3-Terminal Positive Adjustable Regulator

General Description

This monolithic integrated circuit is an adjustable 3-terminal positive voltage regulator designed to supply more than 1.5A of load current with an output voltage adjustable over a 1.2 to 37V. It employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area compensation.

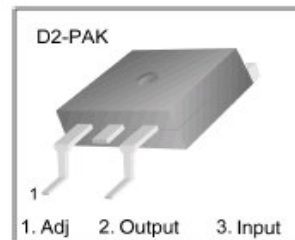
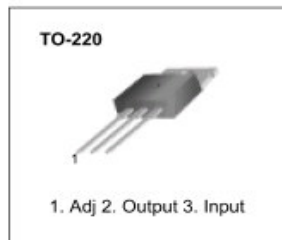
Features

- Output Current In Excess of 1.5A
- Output Adjustable Between 1.2V and 37V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe Operating Area Compensation
- TO-220 Package
- D2 PAK Package

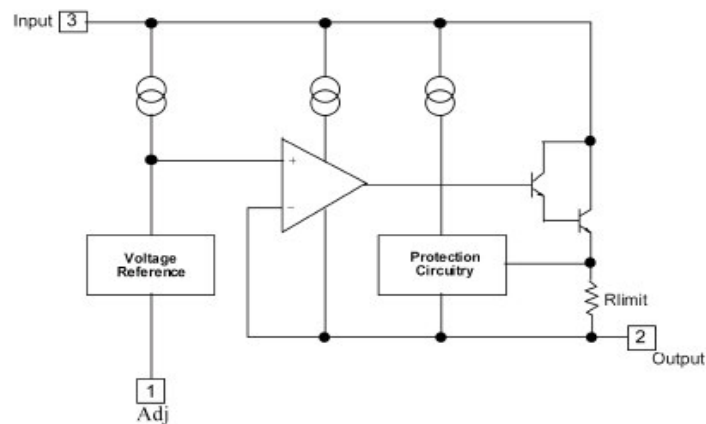
Ordering Code:

Product Number	Package	Operating Temperature
LM317T	TO-220	0°C to +125°C
LM317D2TXM	D2 PAK	0°C to +125°C

Connection Diagrams



Internal Block Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input-Output Voltage Differential	$V_I - V_O$	40	V
Lead Temperature	T_{LEAD}	230	°C
Power Dissipation	P_D	Internally limited	W
Operating Junction Temperature Range	T_J	0 ~ +125	°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +125	°C
Temperature Coefficient of Output Voltage	$\Delta V_O / \Delta T$	±0.02	% / °C

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Electrical Characteristic

($V_I - V_O = 5V$, $I_O = 0.5A$, $0^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$, $I_{MAX} = 1.5A$, $P_{DMAX} = 20W$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Line Regulation (Note 2)	Rline	$T_A = +25^\circ C$ $3V \leq V_I - V_O \leq 40V$	—	0.01	0.04	% / V
		$3V \leq V_I - V_O \leq 40V$	—	0.02	0.07	% / V
Load Regulation (Note 2)	Rload	$T_A = +25^\circ C$, $10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $V_O < 5V$ $V_O \geq 5V$	—	18.0 0.4	25.0 0.5	mV% / V_O
		$10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $V_O < 5V$ $V_O \geq 5V$	—	40.0 0.8	70.0 1.5	mV% / V_O
Adjustable Pin Current	I_{ADJ}	—	—	46.0	100	µA
Adjustable Pin Current Change	ΔI_{ADJ}	$3V \leq V_I - V_O \leq 40V$ $10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$, $P_D \leq P_{MAX}$	—	2.0	5.0	µA
Reference Voltage	V_{REF}	$3V \leq V_{IN} - V_O \leq 40V$ $10mA \leq I_O \leq I_{MAX}$ $P_D \leq P_{MAX}$	1.20	1.25	1.30	V
Temperature Stability	ST_T	—	—	0.7	—	% / V_O
Minimum Load Current to Maintain Regulation	$I_{L(MIN)}$	$V_I - V_O = 40V$	—	3.5	12.0	mA
Maximum Output Current	$I_{O(MAX)}$	$V_I - V_O \leq 15V$, $P_D \leq P_{MAX}$	1.0	2.2	—	A
		$V_I - V_O \leq 40V$, $P_D \leq P_{MAX}$ $T_A = 25^\circ C$	—	0.3	—	—
RMS Noise, % of V_{OUT}	eN	$T_A = +25^\circ C$, $10Hz \leq f \leq 10KHz$	—	0.003	0.01	% / V_O
Ripple Rejection	RR	$V_O = 10V$, $f = 120Hz$ without C_{ADJ}	66.0	60.0	—	dB
		$C_{ADJ} = 10\mu F$ (Note 3)	—	75.0	—	—
Long-Term Stability, $T_J = T_{HIGH}$	ST	$T_A = +25^\circ C$ for end point measurements, 1000HR	—	0.3	1.0	%
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	—	—	5.0	—	°C / W

Note 2: Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Change in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used. ($P_{MAX} = 20S$)

Note 3: C_{ADJ} , when used, is connected between the adjustment pin and ground.

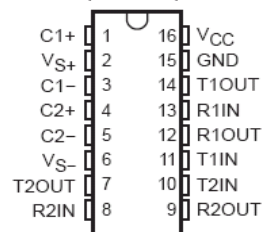
C.6 CONVERSOR DE NIVELES TTL O CMOS A NIVELES EIA-232 MAX232

MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047L – FEBRUARY 1989 – REVISED MARCH 2004

- Meets or Exceeds TIA/EIA-232-F and ITU Recommendation V.28
- Operates From a Single 5-V Power Supply With 1.0- μ F Charge-Pump Capacitors
- Operates Up To 120 kbit/s
- Two Drivers and Two Receivers
- \pm 30-V Input Levels
- Low Supply Current . . . 8 mA Typical
- ESD Protection Exceeds JESD 22 – 2000-V Human-Body Model (A114-A)
- Upgrade With Improved ESD (15-kV HBM) and 0.1- μ F Charge-Pump Capacitors is Available With the MAX202
- Applications
 - TIA/EIA-232-F, Battery-Powered Systems, Terminals, Modems, and Computers

MAX232 . . . D, DW, N, OR NS PACKAGE
MAX232I . . . D, DW, OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



description/ordering information

The MAX232 is a dual driver/receiver that includes a capacitive voltage generator to supply TIA/EIA-232-F voltage levels from a single 5-V supply. Each receiver converts TIA/EIA-232-F inputs to 5-V TTL/CMOS levels. These receivers have a typical threshold of 1.3 V, a typical hysteresis of 0.5 V, and can accept \pm 30-V inputs. Each driver converts TTL/CMOS input levels into TIA/EIA-232-F levels. The driver, receiver, and voltage-generator functions are available as cells in the Texas Instruments LinASIC™ library.

ORDERING INFORMATION

T _A	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
	Package	Quantity		
0°C to 70°C	PDIP (N)	Tube of 25	MAX232N	MAX232N
	SOIC (D)	Tube of 40	MAX232D	MAX232
		Reel of 2500	MAX232DR	
	SOIC (DW)	Tube of 40	MAX232DW	MAX232
		Reel of 2000	MAX232DWR	
SOP (NS)	Reel of 2000	MAX232NSR	MAX232	
-40°C to 85°C	PDIP (N)	Tube of 25	MAX232IN	MAX232IN
	SOIC (D)	Tube of 40	MAX232ID	MAX232I
		Reel of 2500	MAX232IDR	
	SOIC (DW)	Tube of 40	MAX232IDW	MAX232I
		Reel of 2000	MAX232IDWR	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

LinASIC is a trademark of Texas Instruments.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated

1

MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047L – FEBRUARY 1989 – REVISED MARCH 2004

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

Input supply voltage range, V_{CC} (see Note 1)	-0.3 V to 6 V
Positive output supply voltage range, V_{S+}	$V_{CC} - 0.3$ V to 15 V
Negative output supply voltage range, V_{S-}	-0.3 V to -15 V
Input voltage range, V_i : Driver	-0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Receiver	± 30 V
Output voltage range, V_o : T1OUT, T2OUT	$V_{S-} - 0.3$ V to $V_{S+} + 0.3$ V
R1OUT, R2OUT	-0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Short-circuit duration: T1OUT, T2OUT	Unlimited
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 3): D package	73°C/W
DW package	57°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
Operating virtual junction temperature, T_J	150°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† 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 under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltages are with respect to network GND.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	NOM	MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	4.5	5	5.5	V
V_{IH}	High-level input voltage (T1IN, T2IN)	2			V
V_{IL}	Low-level input voltage (T1IN, T2IN)			0.8	V
R1IN, R2IN	Receiver input voltage			± 30	V
T_A	Operating free-air temperature	MAX232	0	70	°C
		MAX232I	-40	85	

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature (unless otherwise noted) (see Note 4 and Figure 4)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
I_{CC}	Supply current		8	10	mA

‡ All typical values are at $V_{CC} = 5$ V and $T_A = 25^\circ\text{C}$.
 NOTE 4: Test conditions are C1-C4 = 1 μF at $V_{CC} = 5 \text{ V} \pm 0.5 \text{ V}$.

MAX232, MAX232I DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047L – FEBRUARY 1989 – REVISED MARCH 2004

DRIVER SECTION

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature range (see Note 4)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP†	MAX	UNIT
V _{OH}	High-level output voltage	T1OUT, T2OUT	R _L = 3 kΩ to GND	5	7		V
V _{OL}	Low-level output voltage‡	T1OUT, T2OUT	R _L = 3 kΩ to GND		-7	-5	V
r _o	Output resistance	T1OUT, T2OUT	V _{S+} = V _{S-} = 0, V _O = ±2 V	300			Ω
I _{OS} §	Short-circuit output current	T1OUT, T2OUT	V _{CC} = 5.5 V, V _O = 0		±10		mA
I _{IS}	Short-circuit input current	T1IN, T2IN	V _I = 0			200	μA

† All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

‡ The algebraic convention, in which the least-positive (most negative) value is designated minimum, is used in this data sheet for logic voltage levels only.

§ Not more than one output should be shorted at a time.

NOTE 4: Test conditions are C1–C4 = 1 μF at V_{CC} = 5 V ± 0.5 V.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see Note 4)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Driver slew rate	R _L = 3 kΩ to 7 kΩ, See Figure 2			30	V/μs
SR(t)	Driver transition region slew rate	See Figure 3		3		V/μs
	Data rate	One TOUT switching		120		kbit/s

NOTE 4: Test conditions are C1–C4 = 1 μF at V_{CC} = 5 V ± 0.5 V.

RECEIVER SECTION

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature range (see Note 4)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP†	MAX	UNIT
V _{OH}	High-level output voltage	R1OUT, R2OUT	I _{OH} = -1 mA	3.5			V
V _{OL}	Low-level output voltage‡	R1OUT, R2OUT	I _{OL} = 3.2 mA			0.4	V
V _{IT+}	Receiver positive-going input threshold voltage	R1IN, R2IN	V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C		1.7	2.4	V
V _{IT-}	Receiver negative-going input threshold voltage	R1IN, R2IN	V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C	0.8	1.2		V
V _{hys}	Input hysteresis voltage	R1IN, R2IN	V _{CC} = 5 V	0.2	0.5	1	V
r _i	Receiver input resistance	R1IN, R2IN	V _{CC} = 5, T _A = 25°C	3	5	7	kΩ

† All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

‡ The algebraic convention, in which the least-positive (most negative) value is designated minimum, is used in this data sheet for logic voltage levels only.

NOTE 4: Test conditions are C1–C4 = 1 μF at V_{CC} = 5 V ± 0.5 V.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see Note 4 and Figure 1)

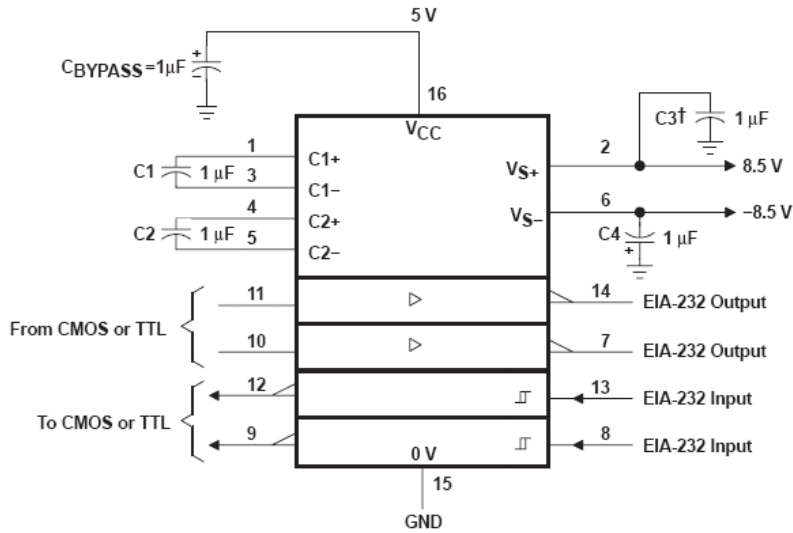
PARAMETER		TYP	UNIT
t _{PLH(R)}	Receiver propagation delay time, low- to high-level output	500	ns
t _{PHL(R)}	Receiver propagation delay time, high- to low-level output	500	ns

NOTE 4: Test conditions are C1–C4 = 1 μF at V_{CC} = 5 V ± 0.5 V.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

APPLICATION INFORMATION



† C3 can be connected to V_{CC} or GND.

NOTES: A. Resistor values shown are nominal.

B. Nonpolarized ceramic capacitors are acceptable. If polarized tantalum or electrolytic capacitors are used, they should be connected as shown. In addition to the 1-μF capacitors shown, the MAX202 can operate with 0.1-μF capacitors.

Figure 4. Typical Operating Circuit

C.7.MODULO TRANSMISOR TXM-916-ES



ES SERIES TRANSMITTER DATA GUIDE

DESCRIPTION

Housed in a tiny SMD package, the ES Series offers an unmatched combination of features, performance, and cost-effectiveness. The ES utilizes an advanced FM / FSK-based synthesized architecture to provide superior performance and noise immunity when compared to AM / OOK solutions. An outstanding 56kbps maximum data rate and wide-range analog capability make the ES Series equally at home with digital data or analog sources. A host of useful features including PDN, LADJ, low voltage detect, and a clock source are provided. The ES operates in the 900MHz band, which in North America allows an unlimited variety of applications, including data links, audio links, home and industrial automation, security, remote control / command, and monitoring. Like all Linx modules, the ES Series requires no tuning or external RF components (except an antenna).

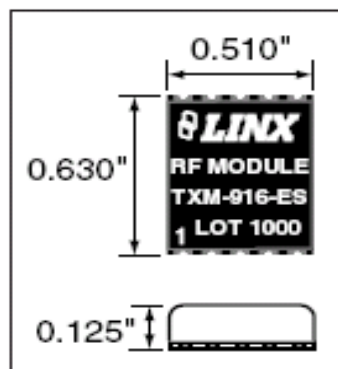


Figure 1: Package Dimensions

FEATURES

- Ultra-compact SMD package
- FM / FSK modulation
- Wide bandwidth (20Hz to 28kHz)
- Very low current consumption
- Data rates to 56,000bps
- User power-down input
- Low-voltage detect output
- Microprocessor clock output
- No production tuning
- No external RF components needed
- Precision-frequency synthesized architecture
- Direct interface to analog and digital sources
- Excellent cost / performance ratio

APPLICATIONS INCLUDE

- Wireless Data Transfer
- Wireless Analog / Audio
- Home / Industrial Automation
- Keyless Entry
- Remote Control
- Fire / Security Alarms
- Wireless Networks
- Remote Status Sensing / Telemetry
- Long-Range RFID
- RS-232 / 485 Data Links
- Voice / Music Links / Intercom

ORDERING INFORMATION

PART #	DESCRIPTION
TXM-869-ES	ES Series Transmitter 869MHz
TXM-916-ES	ES Series Transmitter 916MHz
RXM-869-ES	ES Series Receiver 869MHz
RXM-916-ES	ES Series Receiver 916MHz
EVAL-***-ES	Basic Evaluation Kit
MDEV-***-ES	Master Development System

*** = Frequency
Receivers are supplied in tubes of 40 pcs.

Revised 10/12/06

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Parameter	Designation	Min.	Typical	Max.	Units	Notes
POWER SUPPLY						
Operating Voltage	V_{CC}	2.1	3.0	4.0	VDC	–
Supply Current	I_{CC}	5.5	7.0	8.5	mA	–
Power-Down Current	I_{PDN}	–	90.0	–	μ A	7
TRANSMIT SECTION						
Transmit Frequency:	F_C					
TXM-916-ES		–	916.48	–	MHz	4
TXM-869-ES		–	869.85	–	MHz	4
Center Frequency Accuracy	–	-60	–	+60	kHz	1
Output Power	P_O	-4	0	+4	dBm	2,3
Output Power Control Range	–	–	65	–	dB	2,3,7
Harmonic Emissions	P_H	–	-55	-47	dBc	2
Frequency Deviation						
TXM-916-ES	–	90	110	130	kHz	5
TXM-869-ES	–	–	75	130	kHz	5
Data Rate	–	200	–	56,000	bps	7
Analog/Audio Bandwidth	–	20	–	28,000	Hz	6,7
Data Input:						
Logic Low	V_{IL}	0.0	–	0.4	VDC	8
Logic High	V_{IH}	3.0	–	5.2	VDC	8
Power-Down Input:						
Logic Low	–	0.0	–	0.7	VDC	–
Logic High	–	1.5	–	V_{CC}	VDC	–
Analog Input	–	0.0	–	5.0	$V_{P,P}$	9
ANTENNA PORT						
RF Output Impedance	R_{OUT}	–	50	–	Ω	7
TIMING						
Transmitter Turn-On Time	–	0.1	0.5	1.5	mSec	7,10
Max. Time Between Transitions	–	–	–	5.0	mSec	7,11
ENVIRONMENTAL						
Operating Temperature Range	–	0	–	+70	$^{\circ}$ C	7

Table 1: ES Series Transmitter Specifications

Notes

- Center frequency measured while modulated with a 0-5V square wave.
- Into a 50-ohm load.
- LADJ open.
- Maximum power when LADJ open, minimum power when LADJ grounded.
- DATA pin modulated with a 0-5V square wave.
- The audio bandwidth is wide to accommodate the needs of the data slicer.
- Characterized, but not tested.
- The ES is optimized for both 0-5V and 0-3V modulation when sending digital data.
- Analog signals, including audio, should be AC-coupled.
- Time to transmitter readiness from the application of power to V_{CC} or PDN going high.
- Maximum time without a data transition.



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	+4.0	VDC
Any Input or Output Pin	-0.5	to	$V_{CC} + 0.5$	VDC
Operating Temperature	0	to	+70	°C
Storage Temperature	-40	to	+90	°C
Soldering Temperature	+216°C for 15 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.

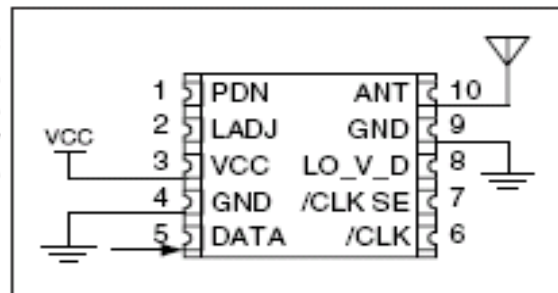


Figure 2: Test / Basic Application Circuit

TYPICAL PERFORMANCE GRAPHS

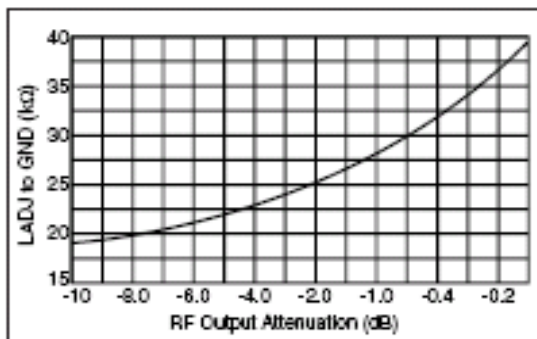


Figure 3: Level Adjust Attenuation

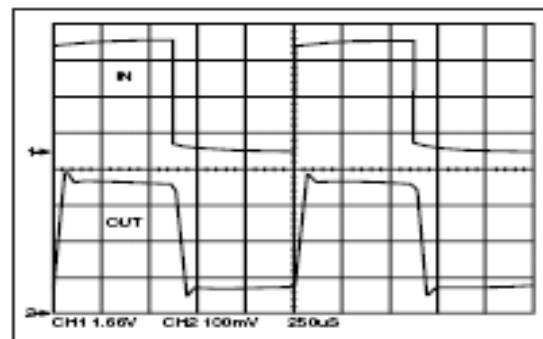


Figure 4: Square-Wave Modulation Linearity

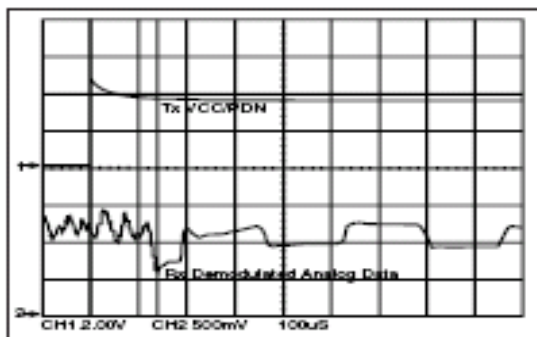


Figure 5: Tx Powerup to Valid Rx Analog

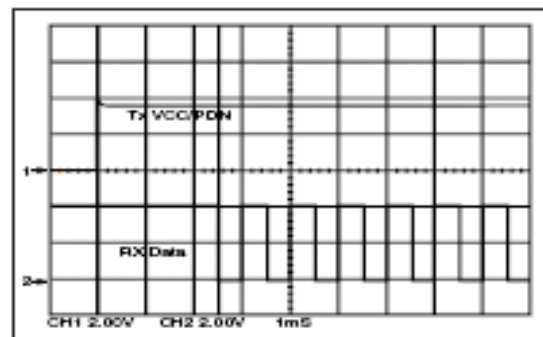


Figure 6: Tx Powerup to Valid Rx Data

C.8. MODULO RECEPTOR RXM-916-ES



ES SERIES RF RECEIVER MODULE DATA GUIDE

DESCRIPTION

Housed in a tiny SMD package, the ES Series offers an impressive combination of features, performance and cost-effectiveness. The ES utilizes an advanced synthesized FM / FSK architecture to provide superior performance and noise immunity when compared to AM / OOK solutions. An outstanding 56kbps maximum data rate and wide-range analog capability make the ES Series equally at home with digital data or analog sources such as audio. A host of useful features including RSSI, PDN, and an audio reference are provided. ES Series components will be available in a wide range of frequencies to take full advantage of worldwide applications. The ES Series requires no tuning or external RF components (except an antenna).

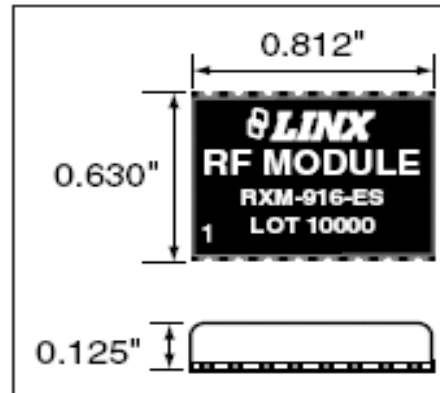


Figure 1: Package Dimensions

FEATURES

- Ultra-compact SMD package
- FM / FSK modulation for outstanding performance
- High noise immunity
- Precision synthesized architecture
- Excellent sensitivity
- Low current consumption
- High 56,000bps data rate
- Direct interface to analog and digital sources
- Wide-range analog capability
- No tuning or external RF components required
- RSSI and power-down lines

APPLICATIONS INCLUDE

- Wireless Data Transfer
- Wireless Analog / Audio
- Home / Industrial Automation
- Keyless Entry
- Remote Control
- Fire / Security Alarms
- Telemetry
- Remote Status Sensing
- RS-232 / 485 Data Links
- MIDI Links
- Long-Range RFID

ORDERING INFORMATION

PART #	DESCRIPTION
TXM-869-ES	ES Series Transmitter 869MHz
TXM-916-ES	ES Series Transmitter 916MHz
RXM-869-ES	ES Series Receiver 869MHz
RXM-916-ES	ES Series Receiver 916MHz
EVAL-***-ES	Basic Evaluation Kit
MDEV-***-ES	Master Development System

*** = Frequency

Receivers are supplied in tubes of 40 pcs.

Revised 10/12/06

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Parameter	Designation	Min.	Typical	Max.	Units	Notes
POWER SUPPLY						
Operating Voltage	V_{CC}	4.5	5.0	5.5	VDC	–
Supply Current	I_{CC}	5.5	6.0	6.5	mA	–
Power-Down Current	I_{PDM}		50.0		μ A	4
RECEIVER SECTION						
Receive Frequency:	F_C					
RXM-889-ES		–	889.85	–	MHz	–
RXM-916-ES		–	916.48	–	MHz	–
Center Frequency Accuracy	–	-60	–	+60	kHz	–
LO Frequency:	F_{LO}					
RXM-889-ES		–	859.15	–	MHz	–
RXM-916-ES		–	905.78	–	MHz	–
IF Frequency	F_{IF}	–	10.7	–	MHz	–
Spurious Emissions	–	–	-75	-50	dBm	1
Receiver Sensitivity	–	-92	-97	-102	dBm	2
Noise Bandwidth	N_{3dB}	–	280	–	kHz	–
Audio Bandwidth	–	20	–	28,000	Hz	3,4
Audio Output Level	–	–	360	–	mV _{P,P}	4,5
Data Rate	–	200	–	56,000	bps	4
Data Output:						
Logic Low	V_{OL}	–	0.0	0.1	VDC	–
Logic High	V_{OH}	$V_{CC} - 1.1$	$V_{CC} - 1$	$V_{CC} - 0.9$	VDC	–
Power Down Input:						
Logic Low	V_{OL}	0.0	–	0.8	VDC	–
Logic High	V_{OH}	2.8	–	V_{CC}	VDC	–
RSSI:						
Dynamic Range	–	–	60	–	dB	4
Gain	–	–	30	–	mV/dB	4
Voltage with No Carrier	–	–	1.1	–	V	4
Voltage with Max Carrier	–	–	2.9	–	V	4
ANTENNA PORT						
RF Input Impedance	R_N	–	50	–	Ω	4
TIMING						
Receiver Turn-On Time:						
Via V_{CC}	–	3.8	4.7	5.4	mSec	4,6
Via PDM	–	–	–	–	mSec	4,6
Max Time Between Transitions	–	–	5.0	–	mSec	4,7
ENVIRONMENTAL						
Operating Temperature Range	–	0	–	+70	$^{\circ}$ C	4

Table 1: ES Series Receiver Specifications

Notes

1. Into a 50-ohm load.
2. For 10^{-5} BER at 9,600 baud.
3. The audio bandwidth is wide to accommodate the needs of the data slicer. In audio applications, audio quality may be improved by using a low-pass filter rolling off at the maximum frequency of interest.
4. Characterized, but not tested.
5. Input frequency deviation-dependent.
6. Time to receiver readiness from the application of power to V_{CC} or PDM going high.
7. Maximum time without a data transition.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V_{CC}	-0.3	to	+5.5	VDC
Any Input or Output Pin	-0.3	to	$V_{CC} + 0.3$	VDC
Operating temperature	0	to	+70	°C
Storage temperature	-40	to	+125	°C
Soldering temperature	+260°C for 15 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 5.0VDC 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.

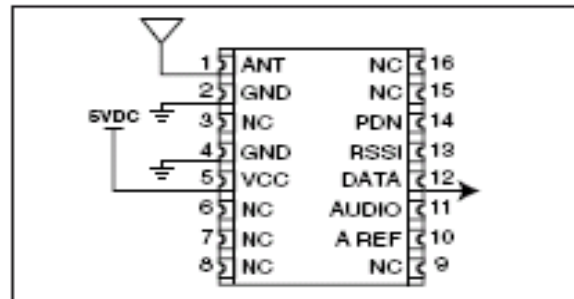


Figure 2: Test / Basic Application Circuit

TYPICAL PERFORMANCE GRAPHS

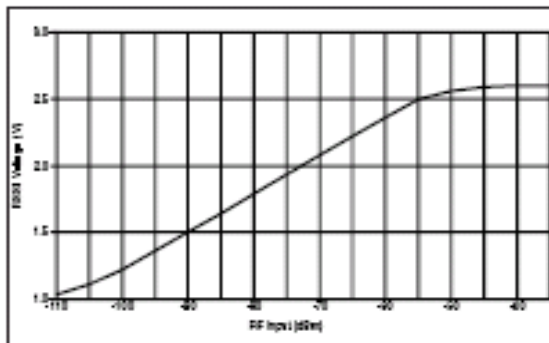


Figure 3: RSSI Characteristics Chart

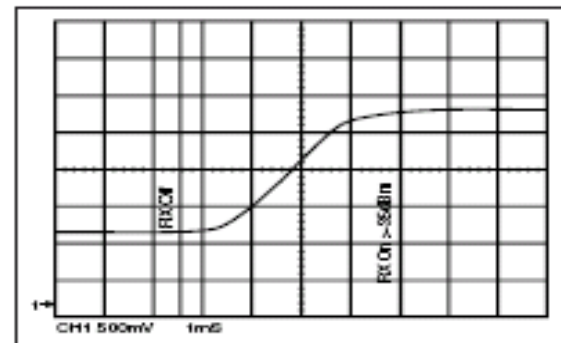


Figure 4: Worst Case RSSI Response Time

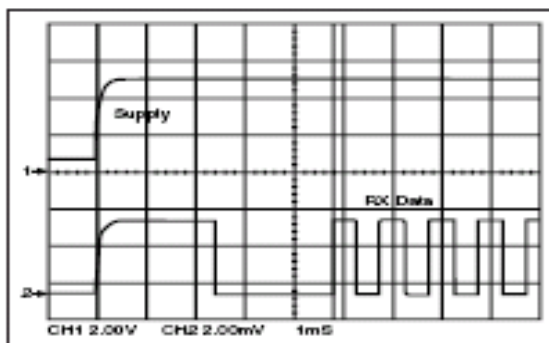


Figure 5: RX V_{cc} to Valid Data

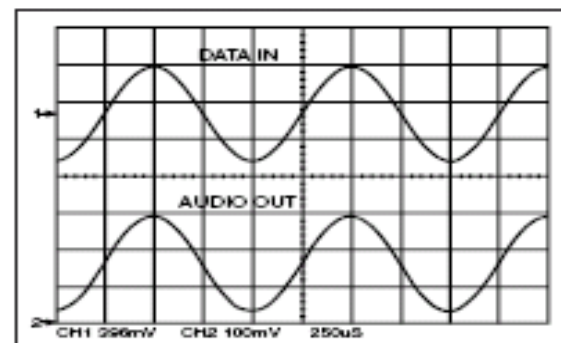


Figure 6: Sine-Wave Modulation Linearity

