

ELECTROCARDIOGRAMA PORTÁTIL DE BAJO COSTO PARA MONITOREO
DE CANINOS EN SALAS DE CIRUGÍA DE LA FUNDACIÓN UNIVERSITARIA
AGRARIA DE COLOMBIA – UNIAGRARIA

Fabio Leonardo Norato Peña y Edwin Andrés Otalora Bello

Fundación Universitaria Agraria de Colombia.
Facultad de Ingeniería.
Programa de Ingeniería Mecatrónica.
Bogotá D.C. Colombia.
Septiembre 2022.

ELECTROCARDIOGRAMA PORTÁTIL DE BAJO COSTO PARA MONITOREO
DE CANINOS EN SALAS DE CIRUGÍA DE LA FUNDACIÓN UNIVERSITARIA
AGRARIA DE COLOMBIA – UNIAGRARIA

Fabio Leonardo Norato Peña
norato.fabio@uniagraria.edu.co
Edwin Andrés Otálora
otalora.edwin@uniagraria.edu.co

Informe final Trabajo de investigación para optar por el título de Ingeniería
Mecatrónica

Director: Jaime Alejandro Quiroga Forero
Magister en Ingeniería
Quiroga.alejandro@uniagraria.edu.co

Fundación Universitaria Agraria de Colombia.
Facultad de Ingeniería.
Programa de Ingeniería Mecatrónica.
Bogotá D.C. Colombia.
Septiembre 2022.

AGRADECIMIENTOS

Los autores del presente proyecto queremos extender nuestro agradecimiento a la Fundación Universitaria Agraria de Colombia - UNIAGRARIA, por el financiamiento de los elementos dispuestos para el presente proyecto, además de dar un sincero reconocimiento al esfuerzo, asesoría y tiempo dispuesto por nuestro director, Magister en Ingeniería Jaime Alejandro Quiroga Forero quien nos apoyó y nos orientó para la elaboración del proyecto.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	3
1. FORMULACIÓN Y PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	4
1.2 FACTORES RELEVANTES	6
1.3 RELACIÓN DEL IMPACTO DE INVESTIGACIÓN CON LA UNIVERSIDAD ...	7
1.4 PREGUNTA.....	7
1.5 JUSTIFICACIÓN	7
1.6 OBJETIVOS	8
1.6.1 Objetivo General.....	8
1.6.2 Objetivos Específicos.....	8
2. ESTADO DEL ARTE	10
3. MARCOS.....	14
3.1 MARCO HISTÓRICO	14
3.2 MARCO CONCEPTUAL.....	16
3.3 MARCO TEÓRICO.....	22
3.3.1 Adquisición De Señales Eléctricas	22
3.3.2 Acondicionamiento De Las Señales Eléctricas.....	22
3.4 MARCO LEGAL.....	28
3.5 MARCO GEOGRÁFICO.....	30
4. METODOLOGÍA.....	31
4.1 ENFOQUE DE LA INVESTIGACIÓN	31
4.2 TIPO DE INVESTIGACIÓN	31
4.3 DIAGRAMA DE FLUJO	31
4.3.1 Fase 1.....	32
4.3.2 Fase 2.....	32
4.3.3 Fase 3.....	32
4.3.4 Fase 4.....	32
5. ANÁLISIS DE REQUERIMIENTOS.....	33
5.1 TARJETA DE DESARROLLO.....	33

5.2 PANTALLA	34
5.4 CONVERSOR SEÑAL ANÁLOGA A DIGITAL (ADC)	36
5.5 PINZA PORTA ELECTRODO	38
5.6 MATERIALES PARA LA CONSTRUCCIÓN.....	38
6.1 DISEÑO ELECTRÓNICO	39
6.1.1 Electrodo.....	39
6.1.2 Sensor Ekg Ad8232.....	40
6.1.3 Modulo Adc Ads1115.....	40
6.1.4 Raspberry Pi.....	40
6.1.5 Gui.....	40
6.1.6 Diseño Pcb	40
6.2 DISEÑO MECÁNICO	41
6.3 PARAMETRIZACIÓN POR SOFTWARE	49
6.4 INTERFACE GRAFICA	50
6.4.1 Primera Ventana.....	50
6.4.2 Segunda Ventana	50
7. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	51
7.1 REPETITIVIDAD	54
7.2 PRECISIÓN.....	55
7.3 PROMEDIO ERRORES	56
8. CONCLUSIONES.....	58
9. RECOMENDACIONES Y OPORTUNIDADES	59
9.1 RECOMENDACIONES	59
9.2 OPORTUNIDADES	59
10. BIBLIOGRAFÍA	61
ANEXOS.....	64

LISTA DE TABLAS

Pág.

Tabla 1 - Matriz de Criticidad Evaluación de Documentos.....	10
<i>Tabla 2. - Matriz de documentos analizados y su relevancia.....</i>	<i>10</i>
Tabla 3 Resultado Evaluación criticidad Documentos	12
Tabla 4 (Continuación).....	13
Tabla 5. Parámetros Máximos Onda P (Bernal, 2008)	20
Tabla 6. Clasificación ASA Fuente: (TORRES, 2020)	22
Tabla 7. Leyes Aplicables Al Proyecto (Elaboración Propia)	28
Tabla 8 - Comparativa Sensores de monitoreo frecuencia cardiaca.....	35
Tabla 9 - Conversores Análogo Digital Utilizados	36
Tabla 10 - Estudio de materiales elaboración de carcaza. Fuente propia	38
Tabla 11 - Escala de Ganancias Programables ADS1115.	49
Tabla 13 12 - resumen de valores muestreados con EKG Portátil.	51
Tabla 13- Cálculo del error por muestreo.	52
Tabla 14 Calculo de Repetitividad elaboración Propia.....	54
Tabla 15 Análisis de precisión del dispositivo elaboración propia.....	55
Tabla 16 Promedio errores calculados	56
<i>Tabla 17 Tabla reproducibilidad.....</i>	<i>57</i>

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Ilustración 1. Galvanómetro de cuerda (Lama T, 2004).....	14
Ilustración 2 - Esquema de las derivaciones ECG y Triángulo de Einthoven.(Departamento de Fisiología, n.d.).....	18
Ilustración 3 - Derivaciones precordiales (Jameson et al., 2018).....	18
Ilustración 4. Onda Típica electrocardiograma (Bernal, 2008).....	19
Ilustración 5. Onda P (Bernal, 2008).....	19
Ilustración 6. Complejo QRS tomado de (Bernal, 2008)	20
Ilustración 7. Amplificación de Señal	23
Ilustración 8. Tipos de Señales eléctricas (Martínez & Casañas, s. f.)	24
Ilustración 9. Comportamiento Real De Una Señal Digital (HETPRO, 2021)	25
Ilustración 10. Fases Conversión Señal Analógica A Digital (BIRT, s. f.)	25
Ilustración 11. Muestreo Señal Analógica (BIRT, s. f.).....	26
Ilustración 12. Proceso De Cuantificación De Muestras (BIRT, s. f.)	26
Ilustración 13. Proceso De Codificación (BIRT, s. f.)	27
Ilustración 14. Mapa Ubicación Geográfica Fundación Universitaria Agraria de Colombia (Maps, 2021).....	30
Ilustración 15 - Raspberry Pi 3 Modelo B – Fuente (Raspberry pi Foundation, n.d.)	34
Ilustración 16 - Pantalla Touch Screen de 7 pulgadas (Vistronica, n.d.).....	35
Ilustración 17 - Modulo sensor de pulso cardiaco AD8232	36
Ilustración 18 - Modulo conversor de señal análogo a digital ADS1115	37
Ilustración 19 - Diagrama funcional ADS1115 (Texas Instruments, 2009)	37
Ilustración 20. Diagrama Funcional por Bloques elaboración propia.	39
Ilustración 21 - Diseño PCB en Proteus Elaboración Propia	41
Ilustración 22 - Vista Isométrica EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.....	42
Ilustración 23 - Vista Posterior EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.....	42
Ilustración 24 - Vista Frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia	43
Ilustración 25 - Vista Tapa Frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia....	43
Ilustración 26 - Vista Tapa interior, Alojamiento pantalla y tarjetas electrónicas EKG Portable – SolidWorks® fuente propia	44
Ilustración 27 - Vista Tapa Posterior EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.44	44
Ilustración 28 - Vista Soporte EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.....	45
Ilustración 29 - Simulación esfuerzos bajo compresión tapa frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia	46
Ilustración 30 - Simulación desplazamientos bajo compresión tapa frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia	46
Ilustración 31 - Simulación esfuerzos bajo compresión frontal tapa frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia	47
Ilustración 32 – Simulación esfuerzos bajo compresión superior tapa posterior EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.	47

Ilustración 33 - Simulación esfuerzos bajo compresión posterior tapa posterior EKG Portable – SolidWorks® fuente propia	48
Ilustración 34 - Simulación esfuerzos bajo compresión posterior alojamiento pantalla EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.	48
Ilustración 35 - Simulación esfuerzos bajo compresión pinza porta electrodo EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.	48
1. Ilustración 35 - Grafica de EKG paciente masculino adulto	53
Ilustración 36 - Grafica EKG paciente femenina adulta.	53
Ilustración 37 Comportamiento error relativo EKG.....	55

LISTA DE ECUACIONES

	Pág.
Ecuación 1. Transformada de Laplace (Peña & Cánovas Peña, 2008)	28
Ecuación 2. Transformada de Fourier (Peña & Cánovas Peña, 2008)	28
Ecuación 3 - Error Calculado	52

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
<i>Anexo A – Graficas EKG voluntarios</i>	73
<i>Anexo B – Planos Diseño Mecánico</i>	75
<i>Anexo C – Datasheet</i>	81

RESUMEN

El crecimiento acelerado de las ciudades en desarrollo trae consigo el crecimiento de la población y un aumento en el nivel de estrés en las personas que la habitan por las condiciones de vida diaria, lo que genera una carga significativa a nivel mental, estas situaciones traen consigo varias propuestas que buscan mitigar o reducir la carga psicológica y una de estas opciones es la inclusión de mascotas en su ambiente cotidiano, para reducir las condiciones que puedan desencadenar en enfermedades cotidianas o laborales con el paso del tiempo.

La adopción de mascotas en nuestro ámbito social y personal ha logrado que las mascotas tengan una participación en la sociedad, logrando crear un mercado de productos y servicios para ellos, dentro de los cuales se destaca la atención médica veterinaria que es de vital importancia en la prevención, identificación oportuna y tratamiento de enfermedades.

Como en la medicina tradicional, la utilización de instrumentos de medición y diagnóstico en la medicina veterinaria es importante para obtener información que pueda apoyar al médico tratante en la identificación de factores que puedan poner en riesgo las condiciones de salud en los animales, uno de estos instrumentos es el electrocardiógrafo, el cual otorga una señal gráfica del comportamiento del corazón y cómo reacciona a situaciones de estrés externas, afecciones internas o medicamentos suministrados al paciente..

El electrocardiógrafo es un implemento indispensable dentro de los instrumentos de diagnóstico que pueda tener una clínica veterinaria, sin embargo, en ocasiones su alto costo puede limitar su adquisición o reparación por los costos de los repuestos y mano de obra especializada de la marca y en la gran mayoría pueden ser dispositivos grandes o de difícil movilización que limitan el apoyo médico fuera de las instalaciones médicas.

Por esta razón y buscando complementar el portafolio de servicios ofrecido por la clínica veterinaria ubicada en las instalaciones de la sede de la calle 170 de la fundación universitaria agraria de Colombia UNIAGRARIA se entrega un EKG portátil desarrollado con los elementos de fácil reparación o remplazo en caso de daño.

La universidad con este dispositivo puede brindar primera atención a caninos medianos y pequeños o a felinos dentro y fuera de las instalaciones con un aporte inicial de información sobre el comportamiento cardíaco del paciente, además se espera que este trabajo pueda inspirar a otros estudiantes a poder complementar la funcionalidad de este o poder implementar nuevos sensores como nivel de oxígeno en sangre entre otros que puedan aportar al desarrollo investigativo de estos pacientes.

INTRODUCCIÓN

La fundación universitaria Agraria de Colombia (UNIAGRARIA), orienta sus diferentes ejes misionales hacia el desarrollo de las regiones colombianas. Respecto al proceso de enseñanza aprendizaje, la institución propone a través del PEI (PROYECTO EDUCATIVO INSTITUCIONAL), (PROYECTO EDUCATIVO INSTITUCIONAL UNIAGRARIA Documento Aprobado Por El Consejo Superior, 1999) el modelo pedagógico basado en el aprendizaje constructivista y el cognitivista. Lo anterior implica que las diferentes estrategias planteadas en los micros currículos cuenten con espacios de enseñanza aprendizaje de investigación y de extensión adecuados para que la comunidad académica pueda relacionarse con el objeto de estudio a través de las diferentes teorías del aprendizaje.

En el presente trabajo se propone un aporte a la consolidación de espacios académicos y de investigación, que permita a la comunidad académica fortalecer sus ejes misionales desde los diferentes programas académicos fortaleciendo las herramientas prácticas para la adquisición de experiencias similares al campo laboral real.

Siguiendo los objetivos propuestos del grupo investigador innovación verde, que busca el fortalecimiento intelectual y mejora de tecnologías aplicadas en el sector agropecuario; se propone el diseño, desarrollo y puesta en marcha de un electrocardiograma portátil de bajo costo como herramienta de apoyo médico veterinario para el monitoreo durante la intervención quirúrgica y como herramienta para la adquisición de datos que puedan ser almacenados a una base de datos en la nube que le permita al médico veterinario o investigador realizar el seguimiento e identificación de las posibles causas, secuelas o efectos secundarios que puedan desencadenar en los caninos el uso de fármacos anestésicos usados frecuentemente para manejo del dolor durante las intervenciones quirúrgicas preventivas o de emergencia o posteriormente a las mismas como secuela del medicamento, este electrocardiógrafo busca con bajos recursos ser una herramienta valiosa para la investigación veterinaria.

1. FORMULACIÓN Y PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

En la sociedad actual los animales de compañía han tomado un rol importante como participantes en la actividad humana, aportando al ser humano apoyo psicológico, emocional y en casos puntuales terapéuticos como lo puede ser el manejo del estrés diario (Calvo Soler, 2017), por esto se han tomado un lugar importante en la cotidianidad logrando establecer un vínculo humano-animal en las personas que conviven con estos animales en sus hogares, el perro ha sido un animal que desde que fue domesticado por el ser humano ha hecho parte de las actividades esenciales de supervivencia como la caza y la protección de sus hogares en las etapas de nuestros antepasados (Atehortua et al., 2007), estrechando desde entonces este vínculo bidireccional de cuidado y fidelidad.

En la actualidad los animales como los perros y los gatos son considerados como otro miembro de la familia, otorgando un trato humanitario que salvaguarda el bienestar animal el cual es definido de acuerdo a la OIE Organización Mundial de Sanidad Animal, como el estado físico y mental de un animal con respecto a las condiciones en que vive y muere (Gonzalez, 2018), este cuidado humanitario crea un vínculo sentimental bidireccional que le otorga a los animales de compañía una priorización en la atención médico veterinaria cuando es requerida y esta atención se hace más habitual dentro de los planes de salud de los hogares en que habitan, teniendo como responsabilidad social de la persona o familia que convive con estos animales, el velar por el bienestar, salud y tenencia responsable que incluye el control de la población y como miembros de la familia reciben atención médico veterinaria en situaciones como la esterilización o en intervenciones más complejas por deterioro o atención de urgencia y estas situaciones representan un riesgo a su salud como al igual que en la atención del ser humano; durante estas intervenciones por condiciones del uso de sedación, en los caninos se han podido evidenciar que el uso de algunos fármacos anestésicos pueden desencadenar patologías o complicaciones durante la intervención que incluso afectan la cotidianidad del animal y por ende el de su familia afectando la estabilidad emocional y en algunos casos la estabilidad económica por los tratamientos a los que pudiese ver sometido el canino según su complejidad (Acero Aguilar & Montenegro Martínez, 2019).

Los animales pueden padecer enfermedades tan críticas que pueden llegar a afectar su integridad física o su vida en los peores casos derivadas en algunas ocasiones por diferentes factores nutricionales, hereditarios o causados por malos tratos o descuido por parte de sus dueños, incluso causando enfermedades como el cáncer de mama, hígado, afectaciones cutáneas u otros órganos vitales, requiriendo así cirugías oncológicas (Villadangos, 2016).

Al igual que los humanos, los ojos de los animales son muy delicados y en ocasiones pueden llegar a sufrir de afectaciones como las cataratas, para las cuales, el único remedio es una operación de la vista, en la cual, el cristalino natural de los ojos es retirado y reemplazado por un cristal o lente intraocular; este procedimiento es el mismo que se realiza en los humanos y la única opción para que el animal pueda recuperar la visión(Esteve, 2020).

Cuando los animales son cachorros, al igual que los niños humanos, tienden a ser muy inquietos debido a la gran cantidad de energía que corre por sus pequeños cuerpos y su forma de explorar el mundo además de la vista es con su boca; por esta razón hay un gran porcentaje de animales a los cuales, de cachorros, se requiere realizar cirugías digestivas, ya que estos cachorros en medio del juego de su infancia, se pueden tragar objetos extraños, que pueden alojarse en su tracto digestivo, atorándose y ocasionando graves consecuencias para el animal, desde la pérdida del apetito, dolores fuertes hasta la laceración del esófago o estómago y así poderle hasta causar la muerte y por consiguiente se requiere de una enterotomía o gastrostomía según sea la gravedad de la lesión (Laura, 2018).

Otra de las afectaciones más comunes por las que pueden pasar los perros o los gatos, es la rotura de un hueso de alguna extremidad, derivada de una caída o por el encuentro con los vehículos al ser atropellados o por la caída de grandes alturas; requiriendo así cirugías traumatológicas o reparación del ligamento cruzado de rodilla en el caso de los perros que acostumbran a correr enérgicamente. (Wiethuchter, 2014)

Estos golpes ocasionados por caídas o maltrato animal conllevan también a la generación de tumores o hernias de disco, hernias inguinales o hernias umbilicales, las cuales, al igual que en los humanos no son más que una protuberancia dada por la salida excesiva del tejido de algún órgano y que única forma de tratar es mediante una operación (Ortocanis, 2018).

Otra de las afectaciones comunes que pueden llevar a los animales a realizarles una cirugía es la generación de cálculos en la vejiga, los cuales, solo tienen una vía de salida y es por la uretra, en el caso de los machos, este conducto transporta la orina fuera del cuerpo pero en el pene del perro este canal descansa sobre el hueso peniano volviendo más estrecha la uretra en este punto, por tal motivo, cuando se generan estas piedras y al pasar por este punto, tiende a bloquearse, causándole mucho dolor al perro e incluso el crecimiento de un tumor en el pene con el tiempo (Hospital Veterinario Aitana, 2020).

En el caso de las hembras, especialmente en las razas braquicéfalas, las cuales, se reconocen porque el tamaño de su cabeza es más grande que el cuerpo en general, presentan bastantes problemas a la hora del parto y toca realizar una cesaría para ayudar a la hembra a dar a luz sin sufrimiento (Amengual et al., 2011).

Estos son algunos ejemplos de las posibles causas por las que un perro deba visitar el quirófano y cuando estos tratamientos son necesarios, también lo son el uso de medicamentos analgésicos para el control del dolor. El problema de estos medicamentos es que en algunas ocasiones pueden generar alteraciones en el pulso del paciente que pueden llegar a complicar su integridad física (García, 2003)

Debido a estas evidencias, se requiere monitorear en tiempo real la respuesta cardiaca del animal durante y después de la intervención quirúrgica, con el ánimo de poder garantizar el bienestar del animal y tomar acciones en el momento oportuno en que se presente algún inconveniente. De ahí la necesidad del desarrollo de un electrocardiógrafo portátil, que le permita al cirujano tomar medidas oportunas en el quirófano donde se llevan a cabo las practicas veterinarias, y que sea de fácil uso e instalación en el paciente animal (Universidad C. 2001).

1.2 FACTORES RELEVANTES

Las infusiones analgésicas continuas (IACs) se usan cómo una estrategia para el control del dolor posquirúrgico en caninos, sin embargo según el fármaco usado la electrofisiología cardiaca puede verse alterada por la presencia de taquiarritmias, bradiarritmias, complejos ventriculares, fibrilación o bloqueos atrio ventriculares (Buritica Gaviria et al., 2017). Cuando un paciente está bajo los efectos de los fármacos anestésicos su vida corre peligro y es posible que se presenten emergencias a pesar de los avances en la monitorización de las diversas funciones orgánicas.

Las arritmias son una de las complicaciones más frecuentes de la anestesia hasta un 70.2% de los pacientes sufren este tipo de patologías entubación alrededor del 90% (Zaballos García et al., 2005). Diferentes estudios sobre la mortalidad registran una muerte de cada 870 anestesisas, la mayoría de los problemas aparecen por el uso de dosis elevadas de algunos fármacos. También dentro de las complicaciones cardiacas se encuentran los episodios de bradicardia severa con una tasa del 1.13% y bradicardia moderada con 19.07%, la taquicardia moderada se presenta en una tasa de 69.26%(Redondo et al., 1998).

Para la detección o diagnóstico seguro de este tipo de afecciones es el electrocardiograma (ECG), esta técnica permite conocer el lugar donde se originó el estímulo y las vías de conducción que sigue a través del musculo, actualmente no se cuenta con una base de datos que permita o facilite el estudio de los efectos de la anestesia en la electrofisiología cardiaco(Vázquez, 1988). Es aquí donde se encuentra una oportunidad para el desarrollo de un ECG donde se puede formar una base de datos que facilitará el estudio del comportamiento cardiaco en situaciones de anestesia.

1.3 RELACIÓN DEL IMPACTO DE INVESTIGACIÓN CON LA UNIVERSIDAD

El desarrollo de este ECG, se alinea con los pilares investigativos de la Universidad Agraria de Colombia, enlazando los conocimientos de carreras profesionales con enfoques diferentes apuntándole al principal pilar universidad; el bienestar de los seres vivos, el desarrollo del agro con la implementación de nuevas tecnologías, permite que la sociedad pueda obtener productos frescos de mejor calidad, los agricultores sean más eficientes en sus tiempos de procesos y de esta forma mejorar la calidad de vida de todas las personas y animales que contribuyen al desarrollo económico del país.

1.4 PREGUNTA

¿Cómo por medio del desarrollo de un dispositivo electrónico portátil, sería posible detectar situaciones determinantes durante el evento quirúrgico en que un canino se encuentre bajo los efectos de la anestesia?

1.5 JUSTIFICACIÓN

En la práctica veterinaria, es de crucial importancia la monitorización del comportamiento cardíaco en los pacientes para poder determinar posibles irregularidades o alteraciones cardíacas en los momentos preoperatorios, durante el momento quirúrgico e incluso en el posquirúrgico, por ello el electrocardiograma es uno de los instrumentos de monitorización principales en cualquier clínica o centro de atención médico veterinaria donde se realicen intervenciones quirúrgicas menores, como es el caso del centro universitario de atención veterinaria de la Fundación Universitaria Agraria de Colombia, donde buscamos apoyar el instrumental de diagnóstico y seguimiento del mismo con este Electrocardiograma portátil,

Este ECG está diseñado como una herramienta electrónica básica, confiable, de fácil manipulación y transporte para el registro del comportamiento eléctrico del corazón de los pacientes bajo los efectos de la anestesia o que deban ser consultados por el médico tratante, con el cual será posible detectar en ciertos casos los procesos anómalos en el funcionamiento del corazón; para poder evidenciar si las alteraciones son por exceso (taquicardia) o por defecto (bradicardia) del ritmo cardíaco.(Ortiz, 2017), en pacientes caninos de razas media y pequeñas que sean sometidos a evaluación médica en las instalaciones de la Fundación Universitaria Agraria de Colombia.

Precisamente, buscando ampliar las posibilidades de atención de pacientes del centro veterinario, se busca un alto nivel de portabilidad y versatilidad del ECG fabricado, el cual pueda brindar la posibilidad de su utilización en diversas zonas geográficas o extramurales que permitan la posibilidad de detectar a tiempo una

arritmia cardíaca u alguna otra condición en un paciente incluso fuera de un ambiente idóneo de quirófano, sin embargo se considera una herramienta primordial en la mayoría de intervenciones quirúrgicas de pacientes caninos que sean sometidos a procesos anestésicos, ya que estas complicaciones son las más frecuentes durante el acto anestésico con una incidencia de alrededor del 70% de los pacientes durante una cirugía. (Ortiz, 2017).

Este monitoreo o seguimiento del comportamiento eléctrico, deberá contar con la instalación de unos sensores cutáneos a nivel de la región torácica y extremidades del animal, los cuales, capturan las señales eléctricas generadas por la actividad del corazón del paciente, las cuales, son procesadas por el dispositivo electrónico portátil, el cual, las presenta en una pantalla al profesional médico veterinario con el ánimo de realizar la identificación oportuna y toma de decisiones correspondientes que puedan presentarse en el paciente.

Este dispositivo está orientado a la medicina veterinaria en esta etapa, pero podrá ser pilar en el desarrollo futuro para elementos de medición portátil en la medicina en seres humanos, proporcionando como objetivo principal, su bajo costo de producción y reparación, además de lograr una gran portabilidad y conectividad con dispositivos comunes como televisores vía conexión HDMI e incluso en ambientes no hospitalarios.

Durante la realización de este proyecto permitió aplicar y perfeccionar los diferentes conocimientos adquiridos durante el transcurso de la carrera, permitiendo el mejoramiento y desarrollo de las habilidades requeridas para la aplicación de la ingeniería en el ámbito profesional.

1.6 OBJETIVOS

1.6.1 Objetivo general

Desarrollar un ECG portátil de bajo costo que permita el análisis del comportamiento cardíaco en caninos sometidos a anestesia en el centro universitario de atención veterinaria de la Fundación Universitaria Agraria de Colombia.

1.6.2 Objetivos específicos

1.6.2.1 Análisis de requerimientos.

Desarrollar una herramienta electrónica para registrar gráficamente el funcionamiento eléctrico del corazón de los pacientes caninos de razas medianas y pequeñas que sean intervenidos en el centro universitario de atención veterinaria de La Fundación Universitaria Agraria de Colombia - Uniagraria; utilizando sensores e instrumentación de fácil adquisición comercial y bajo costo de reparación o recambio.

1.6.2.2 Diseño e Implementación.

Diseño, programación y construcción del dispositivo portátil con elementos de fácil adquisición y bajo costo que permita obtener de manera precisa y con un nivel confianza alto las señales eléctricas del corazón de los pacientes.

1.6.2.3 Evaluación

Evaluar el funcionamiento del dispositivo desarrollado, realizando múltiples mediciones bajo las mismas condiciones por cada paciente, con el ánimo de revisar la capacidad de repetitividad y confianza en la medida, que permita su utilización en clínica.

2. ESTADO DEL ARTE

Para el estado del arte se realizó un cuadro comparativo con los documentos más relevantes consultados, los cuales según criterios de relevancia indicados en la tabla 1, se determina su nivel de relevancia para el proyecto.

Tabla 1 - Matriz de Criticidad Evaluación de Documentos.

Valor de Criticidad			
RANGO	Estatus	Jerarquía	Definición
20.1 - 25	Rojo	Criticidad Alta.	Nivel de criticidad "ALTA", los temas relacionados aportan información importante a nuestro proyecto y complementan en su totalidad nuestro proyecto.
15.1 - 20	Naranja	Criticidad Importante.	Nivel de criticidad "IMPORTANTE", Los temas del documento aportan información importante en varios temas de nuestro proyecto
10.1 - 15	Amarillo	Criticidad Media.	Nivel de criticidad "MEDIA", los temas del documento aportan información relevante solo en algunos temas de nuestro proyecto
5.1 - 10	Azul	Criticidad Baja.	Nivel de criticidad "BAJA", Los temas del documento aportan un bajo nivel de información relevante para nuestro proyecto
0 - 5	Verde	Criticidad Nula.	Nivel de criticidad "NULA" Los temas del documento no se relacionan con nuestro proyecto

Tabla 2. - Matriz de documentos analizados y su relevancia.

ÍTEM	NOMBRE DOCUMENTO	TEMA	AUTORES	INSTITUCIÓN	ENLACE	RELEVANCIA
1	Elaboración del manual de electrocardiografía diagnóstica en caninos y felinos, dirigido a los médicos de la clínica veterinaria vetermedicas	Explicación teoría de la electrocardiografía y operación básica de un equipo electrocardiógrafo digital saiko de un solo canal ref.: ecg 101g	Andres Felipe Martínez	Universidad cooperativa de Colombia facultad de medicina veterinaria y zootecnia Bucaramanga 2020	https://repository.ucc.edu.co/bitstream/20.500.12494/18299/1/2020_elaboracion_manual_electrocardiografia.pdf	Media: es un manual de operación de un equipo electrocardiógrafo que se encuentra operativo en una clínica veterinaria, el cual, explica con gran precisión, su uso, parámetros e interpretación de los resultados obtenidos con este equipo.
2	Tratamiento señales bioeléctricas	Exposición origen interpretación y tratamiento de las señales biomédicas	Pablo laguna	Instituto de investigación en ingeniería Aragón universidad de zaragoza	Http://www.tsc.uc3m.es/~antonio/trat_señal_ecg/documentacion_files/doctoralcharlosiii-charla1.pdf	Importante: explica el análisis de los diferentes métodos y herramientas utilizados en el procesamiento de las señales electrocardiográficas

Tabla2 (Continuación)

ÍTEM	NOMBRE DOCUMENTO	TEMA	AUTORES	INSTITUCIÓN	ENLACE	RELEVANCIA
3	Diseño e implementación de software de análisis para establecer los efectos de la telefonía celular sobre parámetros electrocardiográficos	Diseño e implementación de un software como herramienta para la investigación de los efectos de electromagnetismo sobre las señales biomédicas cardíacas	Juan Guillermo Ocampo López	Universidad tecnológica de Pereira	http://repositorio.utp.edu.co/dspace/bitstream/handle/11059/2103/0057565o15.pdf?sequence=1&isallowed=y	Alta: explica con detalle la teoría de las señales eléctricas, el principio teórico del funcionamiento del corazón, adquisición de las señales, métodos para el tratamiento y eliminación de ruido en las señales electrocardiográficas,
4	Análisis de métodos y herramientas para el procesamiento de señales electrocardiográficas ambulatorias	Adquisición y procesamiento de señales electrocardiográficas	Ericka Vanessa Almeida lino	Universidad católica de Santiago de guayaquil	http://repositorio.ucsg.edu.ec/bitstream/3317/1897/1/t-ucsg-pos-mtel-15.pdf	Media: describe y analiza los métodos existentes para la adquisición y procesamiento de las señales electrocardiográficas obtenidas en condiciones ambulatorias; evalúa bajo el método experimental el procesamiento de estas
5	Diseño de un módulo de adquisición de potencial eléctrico cardíaco ecg de bajo costo	Diseño e implementación de un dispositivo de adquisición, procesamiento, análisis de señales cardíacas para humanos de bajo costo	Jairo Abdías Pardo Ospina / Ricardo Andrés Tejedor Restrepo	Universidad de los Llanos Villavicencio Colombia	https://repositorio.unillanos.edu.co/bitstream/handle/001/1605/dise%C3%91o%20de%20un%20m%C3%B3dulo%20de%20adquisici%C3%B3n%20de%20potencial%20el%C3%A9ctrico%20de%20bajo%20costo.pdf?sequence=1&isallowed=y	Alta: el documento aporta información sobre la selección de filtros alta y pasa banda para poder reducir los ruidos y filtrar frecuencias parasitas que interfieran con la señal del ecg
6	Libro electrocardiografía y arritmias	Teoría electrocardiografía y enfermedades cardíacas	William Uribe Arango / mauricio duque Ramírez / Eduardo medina durango	Cardiología clínica Medellín	Http://www.siacardio.com/wp-content/uploads/2015/01/libro-ekg-y-arritmias-wu.pdf	Media: libro con la teoría principal medica sobre la electrocardiografía, diagnósticos, patologías médicas, interpretación de los resultados de los dispositivos EKG

Fuente: Autores.

Tabla 3 Resultado Evaluación criticidad Documentos

Ítem	Documento	VALORACIÓN DE CRITICIDAD										
		CRITERIO DE SEVERIDAD RELACIÓN CON EL PROYECTO							CRITERIO OCURRENCIA	VALORACIÓN		
		Problema	Justificación	Objetivos	Marco Teórico Médico	Marco Teórico Mecatrónica	Información Médica Es Clara	Información Mecatrónica Es Clara	Frecuencia De Ítems	Severidad	Clasificación	CRITICIDAD
1	Elaboración del manual de electrocardiografía diagnóstica en caninos y felinos, dirigido a los médicos de la clínica veterinaria vetermedicas	Completamente relacionado	Altamente Relacionado	Bajamente relacionado	Completamente relacionado	Bajamente relacionado	1	0,4	Entre 4 y 5 Ítems	15	46	Media.
2	Tratamiento señales bioeléctricas	Altamente Relacionado	Altamente Relacionado	Bajamente relacionado	Completamente relacionado	Completamente relacionado	1	1	6 ítems	17	69	Importante.
3	Diseño e implementación de software de análisis para establecer los efectos de la telefonía celular sobre parámetros electrocardiográficos	Altamente Relacionado	Altamente Relacionado	Altamente Relacionado	Completamente relacionado	Completamente relacionado	1	1	7 ítems	18	91	Alta.

Tabla 4 (Continuación)

Ítem	Documento	VALORACIÓN DE CRITICIDAD										
		CRITERIO DE SEVERIDAD RELACIÓN CON EL PROYECTO							CRITERIO OCURRENCIA		VALORACIÓN	
		Problema	Justificación	Objetivos	Marco Teórico Médico	Marco Teórico Mecatrónica	Información Médica Es Clara	Información Mecatrónica Es Clara	Frecuencia De Ítems	Severidad	Clasificación	CRITICIDAD
4	Análisis de métodos y herramientas para el procesamiento de señales electrocardiográficas ambulatorias	Altamente Relacionado	Altamente Relacionado	Bajamente	Completamente relacionado	Bajamente relacionado	Bajamente relacionado	Entre 4 y 5 ítems	15	3	45	Media.
5	Diseño de un módulo de adquisición de potencial eléctrico cardíaco ecg de bajo costo	Completamente relacionado	Altamente Relacionado	Completamente	Completamente relacionado	Completamente relacionado	Completamente relacionado	7 ítems	19	5	97	Alta.
6	Libro electrocardiografía y arritmias	Altamente Relacionado	Medianamente Relacionado	Medianamente	Completamente relacionado	Bajamente relacionado	Bajamente relacionado	6 ítems	15	4	59	Media.

Fuente propia

3. MARCOS

3.1 MARCO HISTÓRICO

La introducción de la electrocardiografía a la medicina veterinaria data de principios del siglo. Pero como sucede en el caso de otros tipos de investigación instrumental o especializada, se ha limitado por un gran periodo, a propósitos de investigación

La electrocardiografía como herramienta dio inicio en 1901 cuando Willen Einthoven ideó el galvanómetro con el que se pudo registrar y grabar las corrientes eléctricas generadas por la función cardiaca, Al aparato se le denomina electrocardiógrafo y al registro de las corrientes cardiacas vs el tiempo se le denomina electrocardiograma (E.C.G.).(Lama T, 2004)

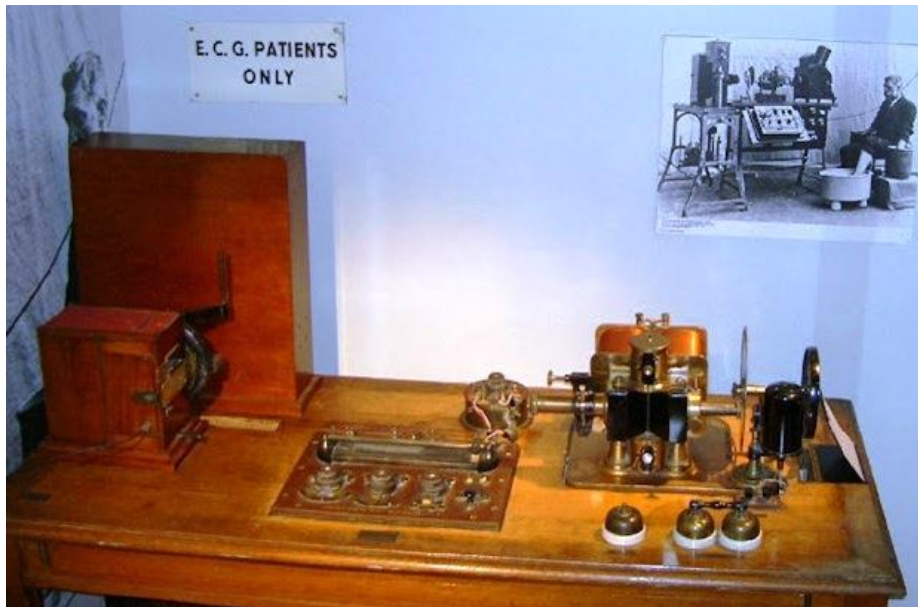


Ilustración 1. Galvanómetro de cuerda (Lama T, 2004)

1842. Carlo Matteucci, conocido físico italiano que se dedicó al estudio de fenómenos eléctricos, evidencio por primera vez como la corriente eléctrica del pulso cardiaco acompaña cada latido físico del corazón.(D'Andrea, 2015)

1843. Emil Dubois-Reymond, médico y fisiólogo alemán realizando experimentos con ranas, descubre el potencial de acción que acompaña contracciones musculares, confirmando así el descubrimiento de Matteucci(D'Andrea, 2015)

1856. Rudolph Albert von Kölliker y Heinrich Ludwing Hermann Müller, Zoólogos, botánicos, anatomistas, en medio de sus experimentos, lograron registrar por primera vez un potencial de acción. (D'Andrea, 2015)

1872. Gabriel Lippmann, físico francés, desarrolla un electrómetro capilar, el cual, consistía en un tubo fino de vidrio con una columna de mercurio bañada con ácido sulfúrico. El menisco del mercurio se mueve con las variaciones de los potenciales eléctricos y este fenómeno es observable por medio del microscopio. (D'Andrea, 2015)

1878. John Burden Sanderson y Frederick Page, fisiólogos británicos registran la corriente eléctrica del corazón con la ayuda de un electrómetro capilar e identifican que tiene dos fases, las cuales, más adelante serían llamadas QRS y T. (D'Andrea, 2015)

1887. Augustus D. Waller, fisiólogo británico del St. Mary's Medical School de Londres construye la primera máquina de ECG práctica con electrodos de superficie, logrando realizar el primer electrocardiograma humano; registro realizado a Thomas Goswell, técnico del laboratorio.(D'Andrea, 2015)

1891. William Bayliss y Edward Starling, fisiólogos británicos del University College de Londres perfeccionan el electrómetro capilar, conectando los terminales a la mano derecha y a la piel sobre la zona del latido del apex, evidenciando así unas variaciones trifásicas que acompañan al latido del corazón. Dichas deflexiones fueron llamadas posteriormente como onda P, complejo QRS y onda T. (D'Andrea, 2015)

1895. Einthoven, por medio de la ayuda de un electrómetro improvisado y una fórmula de corrección, logra distinguir cinco deflexiones a las cuales él denomina con las letras P, Q, R, S y T.(Ignacio, 2001)

1897. Clement Ader, ingeniero eléctrico francés, registra un sistema de amplificación de señales, llamado galvanómetro de hilo, utilizado en las líneas telegráficas bajo el mar. (D'Andrea, 2015)

1901. Einthoven, modifica el galvanómetro de hilo para utilizarlo en el sistema de amplificación de las señales eléctricas en su electrocardiograma; el cual, finaliza pesando 600 lbs. (Ignacio, 2001)

1902. Einthoven, publica el primer electrocardiograma registrado con un galvanómetro de cuerda.(Ignacio, 2001)

1905. Einthoven, comienza a transmitir electrocardiogramas desde su laboratorio al hospital situado a 1.5 km de distancia, vía cable telefónico.(Ignacio, 2001)

1906. Einthoven, publica por primera vez un texto con electrocardiogramas normales vs patologías registradas con su galvanómetro de hilo. (Ignacio, 2001)

1908. Edward Schafer, fisiólogo inglés, es el primer médico en comprar un galvanómetro de hilo para uso clínico en la universidad de Edimburgo (Escocia). (D'Andrea, 2015)

1912. Einthoven, escribe a la sociedad de médicos de Chelsea en Londres y describe un triángulo formado por las derivaciones estándar I, II y III; que más adelante se conoció como el triángulo de Einthoven. (Ignacio, 2001)

1924. Willem Einthoven, gana el premio nobel por la invención del electrocardiógrafo. (Ignacio, 2001).

1928. Frank Sanborn, por medio de las investigaciones realizadas por su compañía, la cual, más tarde sería adquirida por la Hewlett-Packard, actualiza el electrocardiógrafo de mesa en uno portátil con un peso de solo 50 lbs y una potencia de batería autónoma de 6 voltios. (D'Andrea, 2015)

1938. La sociedad americana de cardiología y la sociedad cardiológica de Gran Bretaña definen las posiciones estándar y la colocación de los sensores sobre el pecho de las derivaciones precordiales V1 a V6. (Ignacio, 2001)

1942. Emanuel Goldberger, cardiólogo estadounidense aumenta en umbral de las derivaciones aVR, aVL y aV, las cuales, junto las tres derivaciones de Einthoven y las seis derivaciones precordiales, completan el electrocardiograma convencional de doce derivaciones que actualmente utilizamos. (Ignacio, 2001)

3.2 MARCO CONCEPTUAL

3.2.1 Electrofisiología del corazón

El sistema de conducción del corazón consiste en cinco tejidos especializados (E et al., 2020):

1. Nodo Sinusal (Nodo SA): 60-100 lpm
2. Nodo auriculoventricular (nodo AV): 45-50 lpm
3. Haz de his: 40-45 lpm
4. Rama izquierda de haz de his (RIHH) y rama derecha (RDHH): 40-45 lpm
5. Fibras de Purkinje: 35-40 lpm,

Electrocardiograma: El electrocardiograma (ECG) es una herramienta fundamental para el estudio de la actividad eléctrica del corazón. Esta actividad se recoge con un electrocardiógrafo a través de una serie de electrodos situados sobre la piel de la persona, que captan la proyección hacia la superficie del cuerpo de la despolarización y repolarización de las distintas zonas del corazón. La configuración de dichos electrodos se conoce como derivaciones (en inglés leads). El ECG se emplea para medir el ritmo y la regularidad de los latidos, junto con diversos parámetros tales como el tamaño y posición de las ondas P, relacionadas con la despolarización auricular y del complejo QRS, segmento T y onda T, relacionada con la despolarización y repolarización ventricular. (Sataloff et al., n.d.)

Las derivaciones son determinantes en la toma de los ECG y a su vez determinan la necesidad del hardware a utilizar, actualmente existen tres clasificaciones de estas así:

- Derivaciones de extremidades.
- Derivaciones aumentadas de extremidades.
- Derivaciones precordiales.

Las derivaciones de extremidades también llamadas de plano frontal son bipolares, es decir que contarán con los dos polos + y – dependiendo de su ubicación en el paciente, determinan la diferencia de potencial entre los dos puntos y son las originales de Einthoven en 1901, con las siguientes características:

1. Forma un Triángulo equilátero.
2. Sus tres lados (DI, DII y DIII) están equidistantes del corazón.
3. Sus vértices corresponden a las raíces de los miembros: hombro derecho, hombro izquierdo y pubis.
4. El triángulo representa el plano frontal que pasa por el centro del corazón
5. Todos los vectores que representan la actividad eléctrica cardiaca se sitúan en el centro eléctrico del corazón.

Las derivaciones aumentadas son una variación de las anteriores, debido a que se considera el triángulo de Einthoven, pero principalmente en el tórax del paciente y manteniendo el corazón en el centro del triángulo mencionado, esta medición identifica cada electrodo como unipolar porque registran las variaciones eléctricas de potencial en un punto (brazo derecho, brazo o pierna izquierdos).

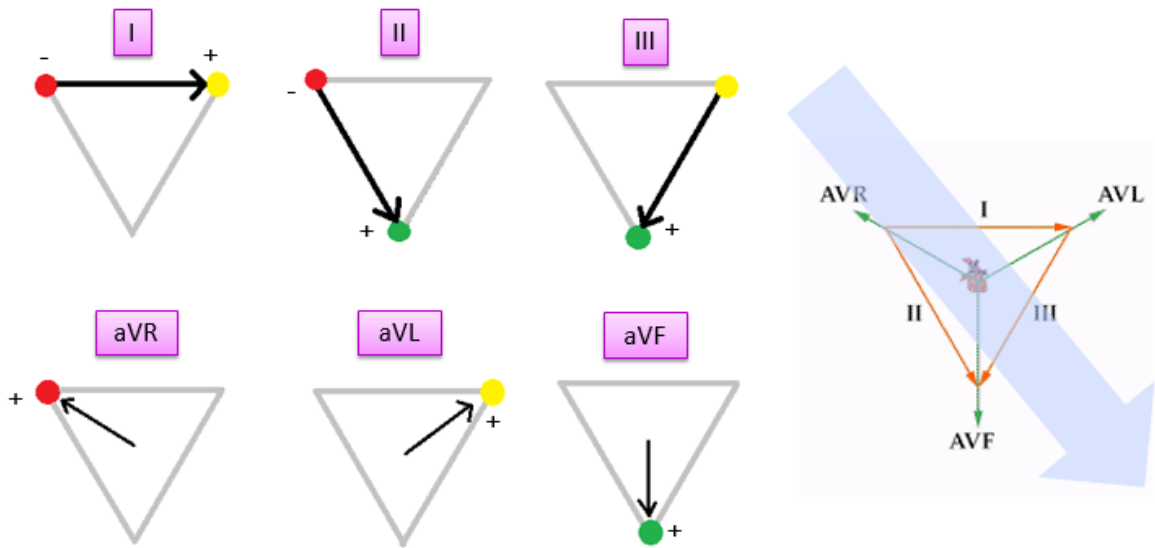


Ilustración 2 - Esquema de las derivaciones ECG y Triángulo de Einthoven. (Departamento de Fisiología, n.d.)

Las derivaciones precordiales, por su lado también son unipolares, y está compuesta por seis electrodos dispuestos en línea horizontal al corazón a través del torso

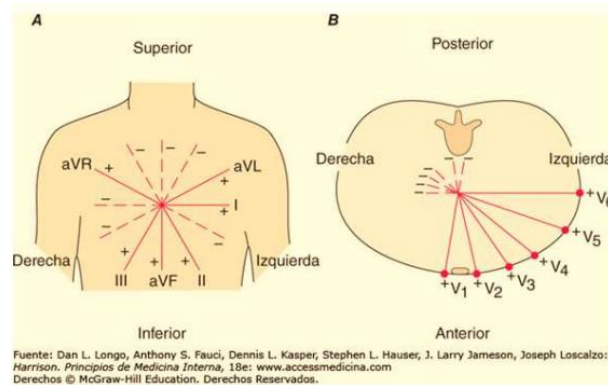


Ilustración 3 - Derivaciones precordiales (Jameson et al., 2018)

Componentes principales del ECG:

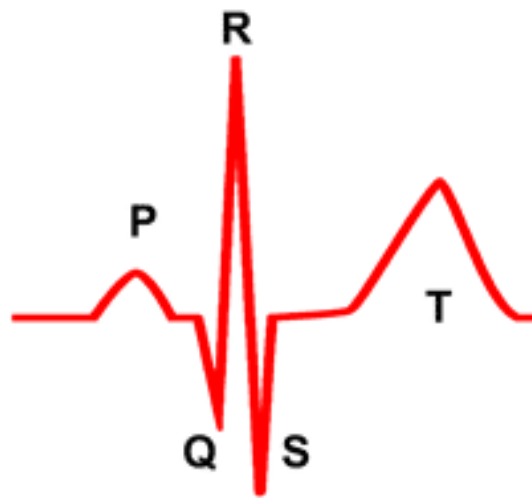


Ilustración 4. Onda Típica electrocardiograma (Bernal, 2008)

• **Onda P:** Corresponde al primer pico hacia arriba del ECG y representa la desfibrilación y contracción de las aurículas. (Bernal, 2008)

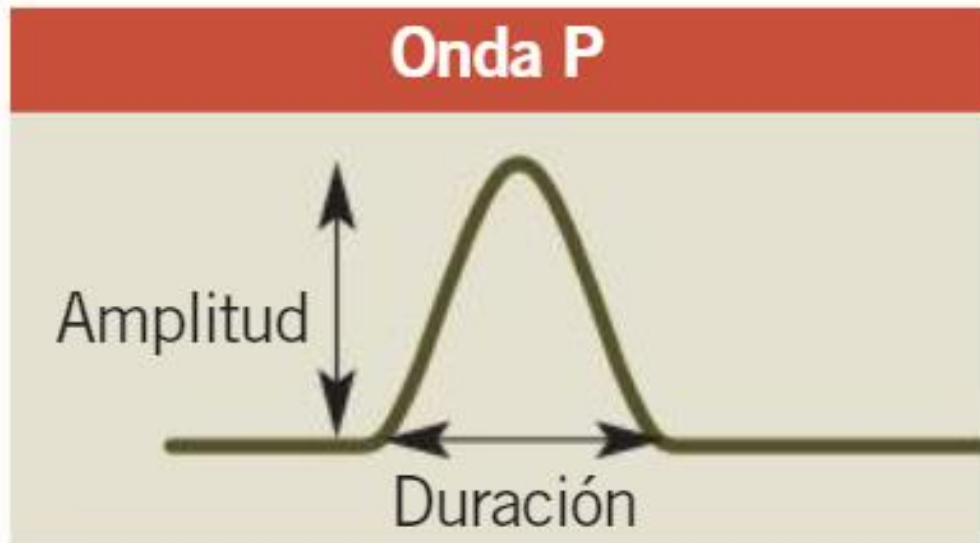


Ilustración 5. Onda P (Bernal, 2008)

Tabla 5. Parámetros Máximos Onda P (Bernal, 2008)

Valores máximos aceptados para la onda P		
	Duración	Amplitud
Perro	0,04 s	0,4 mV
Gato	0,04 s	0,2 mV

- **Segmento PR:** Es la parte de la línea base que sigue a la onda P y va hasta el siguiente pico. Durante este periodo, las aurículas se vacían y se ralentiza la transmisión de corriente eléctrica a través del corazón antes de la contracción de los ventrículos.
- **Intervalo PR:** Es el intervalo comprendido desde el inicio de la onda P hasta el comienzo del complejo QRS.
- **Complejo QRS:** Representa la contracción de los ventrículos. Es una combinación de 3 ondas: la denominada onda Q, es negativo y ocurre al final del segmento PR; el segundo, la onda R, es positiva; y por último la onda S, un pico negativo que ocurre justo después de la onda R.



Ilustración 6. Complejo QRS tomado de (Bernal, 2008)

- **Segmento ST:** Es la parte de la línea isoelectrónica que va desde la onda S hasta la onda T.
- **Intervalo QT:** Es un intervalo medido desde el comienzo de la onda Q hasta el final de la onda T.

- **Onda T:** Aparece al final del segmento ST y es, en la mayoría de los casos, una onda positiva. Representa la repolarización de las células de los ventrículos.

Las enfermedades cardiacas en caninos ocurren cuando el corazón puede no eyectar suficiente sangre hacia la aorta o arteria pulmonar para mantener la correcta presión arterial, también pueden ocurrir anomalías en el llenado cardiaco ocasionando que el corazón falle cómo bomba. La insuficiencia cardiaca (IC) derecha es asociada a la congestión en la circulación sistémica y la congestión en la circulación pulmonar se asocia a la insuficiencia cardiaca izquierda, la insuficiencia bilateral combina las dos insuficiencias anteriores (Ramírez & Martínez, 2009). Las arritmias cardiacas pueden ocurrir por diferentes razones, los perros con cardiomiopatía tienen mayor riesgo de muerte súbita asociada a taquiarritmia ventricular.

Taquicardia Sinusal: El nódulo sinusal genera los impulsos que son más rápidos que la frecuencia normal en función de la especie, raza y edad. Este tipo de taquicardia es producida por el tono simpático aumentado o el bloqueo vagal inducido por fármacos. Siendo la más común en perros y gatos con una frecuencia cardiaca menor a 300 latidos/minuto, esta puede elevarse en pacientes que ingieren fármacos o estimulantes (Ramírez & Martínez, 2009)

Taquicardia ventricular: Sucesión de 3 o más extrasístoles ventriculares seguidas, la frecuencia es mayor a 100 latidos/minutos y la supervivencia no supera los 2 meses incluido si se realiza tratamiento (Ramírez & Martínez, 2009).

Anestesia: Los procesos de anestesia se desarrollan con el fin de que exista una pérdida de la sensación corporal de dolor del paciente y en casos de sedación general implica adicionalmente pérdida de conciencia.

Este tipo de procesos es pertinente en intervenciones quirúrgicas con fines humanitarios, factores como la raza y el peso son determinantes para el establecer el fármaco y tipo de dosis a utilizar. Dependiendo el fármaco empleado la respuesta eléctrica cardiaca puede cambiar, presentando taquicardias o arritmias que pueden ocasionar la muerte del paciente.(Moncada Nuela, 2020)

De acuerdo con la Sociedad Norteamericana de Anestesia (ASA) por sus siglas en inglés, se clasifican en cinco categorías los pacientes que serán sometidos a procesos con anestesia, donde según los factores propios como la edad y otros factores como el tiempo quirúrgico, permite establecer una escala para el nivel de riesgo del paciente.

Tabla 6. Clasificación ASA Fuente: (TORRES, 2020)

Categorías	Condiciones del paciente	Ejemplos
ASA I	Paciente considerado un animal “sano” el cual deberá ser sometido a un determinado procedimiento	Una esterilización
ASA II	Paciente con enfermedad sistémica leve que no compromete su vida	Una fractura
ASA III	Paciente con enfermedad sistémica grave que se encuentra “compensada”, pero que podría limitar su actividad orgánica.	Una leve deshidratación / Anemia
ASA IV	Paciente con enfermedad sistémica grave que compromete su vida	Insuficiencia cardíaca congestiva / Deshidratación severa
ASA V	Paciente moribundo que no se espera que sobreviva sin una oportuna intervención	Una torsión vólvulo gástrico.
E	Emergencia	

3.3 MARCO TEÓRICO

3.3.1 Adquisición de señales eléctricas

La adquisición de datos o señales eléctricas consiste en la toma de muestras de variables del mundo real, el cual, es un sistema analógico para generar datos que puedan ser analizados y manipulados por un ordenador u otros sistemas electrónicos que operan digitalmente.

Para este proceso se emplean dispositivos llamados sensores, los cuales, convierten una propiedad física o fenómeno natural en una señal eléctrica medible, tal como tensión, corriente, el cambio de valores de resistencia o condensador. (Berasategui Aguirre, Imanol E; Bonino, Celina E.; González, 2019)

3.3.2 Acondicionamiento de las señales eléctricas

En la fase de acondicionamiento de las señales eléctricas, se realiza acciones de amplificación, filtrado, asilamiento y linealización de estas con el ánimo de obtener solamente la información que nos interesa trabajar.

3.3.2.1 Amplificación:

En esta etapa, se utilizan circuitos electrónicos cuya función es incrementar la intensidad de corriente, tensión o la potencia de la señal de entrada, obteniendo a la salida la una seña aumentada. Para amplificar la potencia es necesario obtener la energía requerida de una fuente de alimentación externa.

La relación entre la entrada y salida del amplificador puede expresarse en función de la frecuencia de la señal de entrada, lo cual, se denomina, función de transferencia, que indica la ganancia de esta para cada frecuencia. (Sergio Eberlein Ing Osvaldo Vázquez Profesor Adjunto, n.d.)

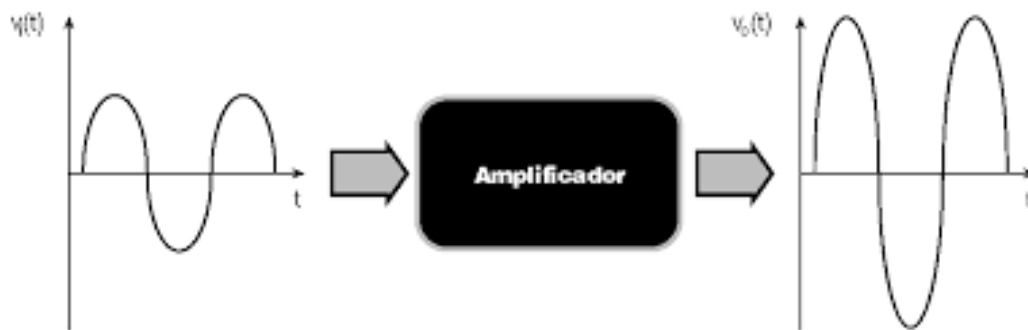


Ilustración 7. Amplificación de Señal

3.3.2.2 Filtrado de señales eléctricas:

En esta fase, mediante de dispositivos electrónicos conocidos como filtros electrónicos, se realiza la depuración de las señales eléctricas mediante la separación de un grupo de señales, las cuales, son seleccionadas según los rangos de frecuencias con las que se haya configurado el filtro.

Los filtros son sistemas de dos puertos, uno de entrada y otro de salida, que funcionan continuamente en el dominio de la frecuencia; basando su operación en el bloqueo de las señales; hablando en el su término espectral, dejando pasar las señales cuya frecuencia se encuentra dentro de cierto rango conocido (banda paso) y rechazando aquellas fuera de este rango (banda rechazo).

Los tipos de filtros configurables son: Filtro pasa bajo, filtro pasa alto, filtro pasa banda, filtro elimina banda. (*Filtro Electrónico*, n.d.).

3.3.2.3 Aislamiento de señales eléctricas

El proceso de aislamiento de señales eléctricas permite la eliminación de cualquier perturbación que pueda traer la señal desde el proceso de transmisión, o ruido propio de los sensores y el circuito en general; este proceso se realiza mediante sistemas electrónicos que se basan en la activación y transmisión de datos por medio del uso de las propiedades de la iluminación, más conocidos como opto acopladores. (Berasategui Aguirre, Imanol E; Bonino, Celina E.; González, 2019)

3.3.2.4 Linealización de señales eléctricas

Las señales proporcionadas por un sensor no tienen un comportamiento del todo lineal con respecto a la magnitud física medida; para ello y mediante la aplicación de aritmética, se procede a realizar la linealización de la respuesta de los sensores, para de esa forma poder identificar el comportamiento de la señal de salida. (Caldas, n.d.).

3.3.3 Análisis señales eléctricas

Las señales eléctricas son magnitudes físicas detectables, las cuales, pueden transmitir mensajes o información, tales como: sonido, imágenes, temperatura, ultrasonido.

Existen dos tipos de señales: Analógicas o digitales.

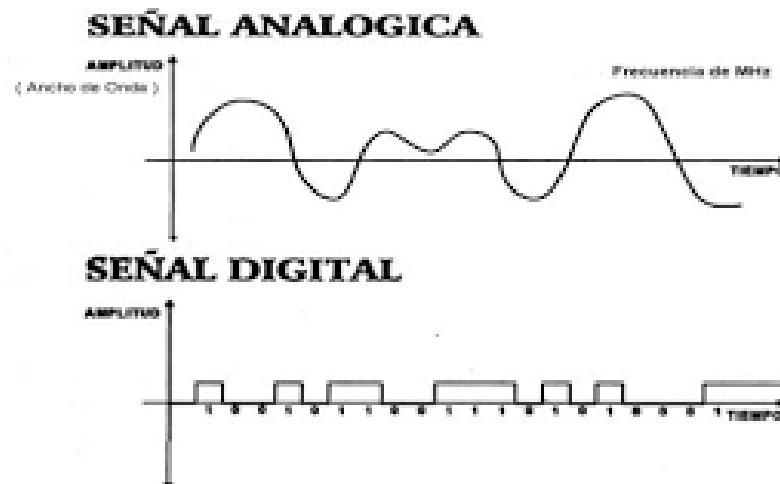


Ilustración 8. Tipos de Señales eléctricas (Martínez & Casañas, s. f.)

3.3.3.1 Señales análogas:

Son señales eléctricas generadas por algún tipo de fenómeno electromagnético, la cual, se representa mediante una función matemática continua en la que es variable su amplitud y periodo que varía de forma continua a lo largo del tiempo. (Melissa Selik & Melissa Selik, 2006)

3.3.3.2 Señales digitales:

Son señales que solo proporcionan dos estados lógicos (alto y bajo). Una señal digital real, considera que el tiempo de subida inicia desde que el impulso inicial pasa por el 10% hasta llegar al 90% de la amplitud final del mismo. (HETPRO, 2021).

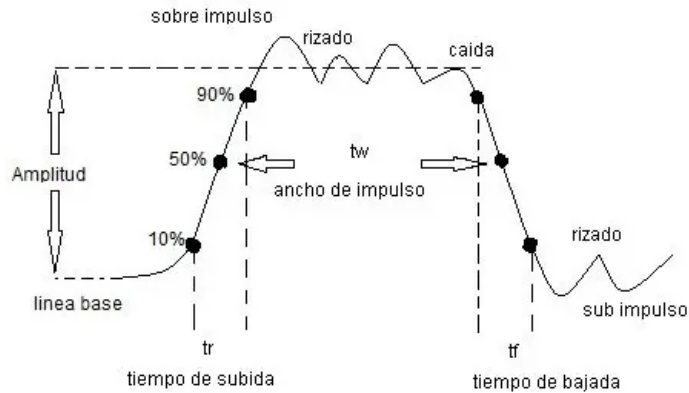


Ilustración 9. Comportamiento Real De Una Señal Digital (HETPRO, 2021)

3.3.4 Conversión señales

La conversión de una señal análoga a digital se realiza mediante un procedimiento conocido como *modulación por impulsos codificados (PCM)*, el cual, se divide en tres etapas:

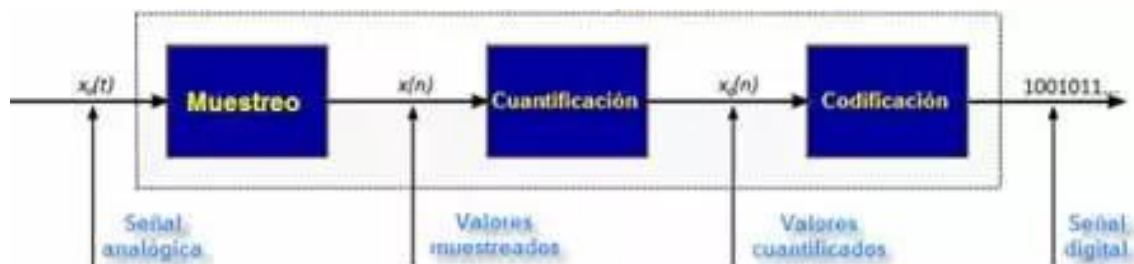


Ilustración 10. Fases Conversión Señal Analógica A Digital (BIRT, s. f.)

3.3.4.1 Muestreo

La señal eléctrica análoga se transforma en una serie de impulsos llamados muestras; para que durante este proceso no se pierda información, la frecuencia de muestreo debe ser como mínimo dos veces la frecuencia máxima de la señal de entrada (Teorema de Nyquist).

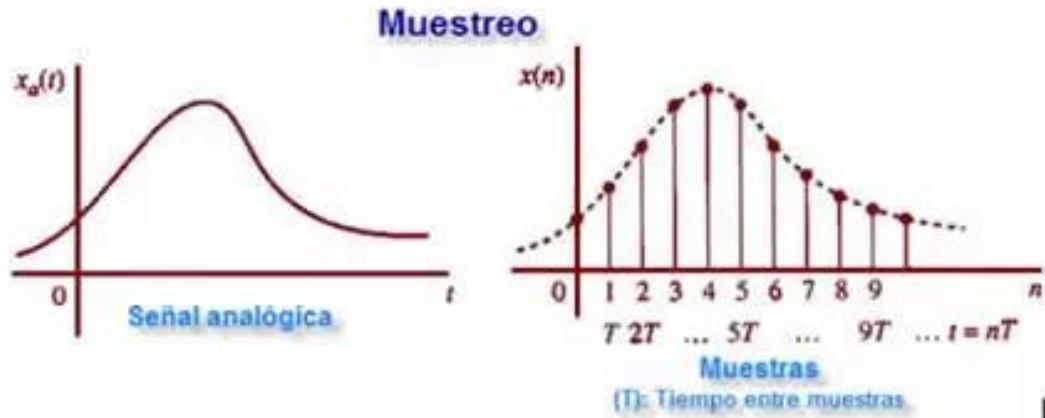


Ilustración 11. Muestreo Señal Analógica (BIRT, s. f.)

3.3.4.2 Cuantificación

En esta fase, se le asigna un valor a cada una de las muestras tomadas.



Ilustración 12. Proceso De Cuantificación De Muestras (BIRT, s. f.)

3.3.4.3 Codificación

En esta fase, se convierten los valores obtenidos en el proceso de cuantificación a código binario; el resultado de esta operación es una serie de “ceros” y “unos”, también conocidos como “bits”, los cuales, representan las variaciones de la señal analógica original, cuyo número total dependerá de la frecuencia de muestreo y número de bits por muestra. (BIRT, n.d.)



Ilustración 13. Proceso De Codificación (BIRT, s. f.)

3.3.5 Procesamiento digital de señales eléctricas (dsp):

Este proceso consiste en la manipulación matemática de una señal con el fin de modificarla o mejorarla en algún sentido. Se caracteriza por representar la señal en el dominio del tiempo discreto, en el dominio de la frecuencia discreta por medio de una secuencia de números o símbolos.

Se puede procesar una señal para disminuir el nivel de ruido, mejorar la presencia de determinados matices, como los graves o los agudos en una señal acústica. (Romero, 2015)

3.3.5.1 Transformada de Laplace

Es una transformada integral que permite convertir una función variable real en t (normalmente el tiempo) a una función de variable compleja s . Es una herramienta con múltiples aplicaciones en el campo de la ingeniería que permite resolver ecuaciones diferenciales ya que las transforma en ecuaciones algebraicas. (Peña & Cánovas Peña, 2008)

La transformada de Laplace de una función $f(t)$, definida para todos los números reales $t \geq 0$, es la función $f(s)$ definida por:

$$F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt$$

Ecuación 1. Transformada de Laplace (Peña & Cánovas Peña, 2008)

3.3.5.2 Transformada de Fourier

Es una transformada matemática empleada para transformar señales en el dominio del tiempo (o en el espacio) al dominio de la frecuencia; esta transformada tiene la cualidad de ser reversible, siendo capaz de cambiar entre un dominio y el otro.

La transformada de Fourier se puede definir básicamente como el espectro de frecuencias de una función; a nivel de ejemplo práctico, es la descomposición en distintas frecuencias que recibe un oído humano (que es lo que finalmente se escucha) al momento de recibir una onda auditiva o sonora. (Andrés et al., 2015)

Se define la transformada de Fourier de f como la función:

$$\hat{f}(\xi) := \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-2\pi i \xi x} dx$$

Ecuación 2. Transformada de Fourier (Peña & Cánovas Peña, 2008)

3.4 MARCO LEGAL

Tabla 7. Leyes Aplicables Al Proyecto (Elaboración Propia)

DECRETO / LEY / RESOLUCIÓN	DESCRIPCIÓN
Ley 73 de 1985	Por la cual se dictan normas para el ejercicio de las profesiones de medicina veterinaria, medicina veterinaria y zootecnia y zootecnia

Tabla 6 (Continuación)

DECRETO / LEY / RESOLUCIÓN	DESCRIPCIÓN
Ley 30 de 1986	Establece los medicamentos de control oficial en Colombia otorgado por el fondo nacional de estupefacientes del ministerio de salud.
	<ul style="list-style-type: none"> • Butorfanol tartrado • Cloprostenol sódica • D-cloprostenol • Dinoprost trometamina • Ketamina clorhidrato • Oxitocina • Fenobarbital sódico • Hidromorfona clorhidrato • Meperidina clorhidrato • Morfina clorhidrato • Primidona
Decreto 1122 de 1988	Por la cual se reglamenta la ley 073 de 1985, sobre el ejercicio de las profesiones de medicina veterinaria y zootecnia.
Ley 84 de 1989	Por la cual se adopta el Estatuto Nacional de Protección de los Animales. Reglamenta la promoción, prevención y protección en el marco de la salud de los animales, directa o indirectamente creadas por el hombre.
Ley 232 de 1995	La matrícula mercantil que rige la practica veterinaria como actividad comercial
Ley 576 del 2000	Por la cual se expide el código de ética para el ejercicio profesional de la medicina veterinaria y zootecnia.
Resolución 1478 de 2006 y Resolución 1479 de 2006	En cuanto a los medicamentos de control oficial deben estar almacenados en un lugar donde únicamente los médicos veterinarios tengan acceso, adicionalmente se debe informar periódicamente sobre la dispensación y uso de estos medicamentos.
Decreto 351 de 2014	Donde se debe contar con una empresa que recolecta todos los residuos, estas entidades están obligadas a recoger animales que tengan un peso

3.5 MARCO GEOGRÁFICO

El presente proyecto investigativo se desarrolla en las instalaciones de la Fundación Universitaria Agraria de Colombia – UNIAGRARIA en su sede principal en la ciudad de Bogotá DC ubicada en la Calle 170 # 54 a – 10, con coordenadas geográficas $4^{\circ}45'13''N$ $74^{\circ}03'12''O$, colinda por el sur con la calle 170 sentido oriente occidente, por el norte con la calle 173 del barrio villa del prado, por el oriente colinda con los campos de la universidad ECCI y al occidente con el barrio Villa del prado en Bogota DC.

Además de su sede principal cuenta con sedes en Facatativá en la Carrera 2 # 4 – 21 y una sede en el municipio de Tenjo, Cundinamarca que funciona como centro de investigación y desarrollo tecnológico.

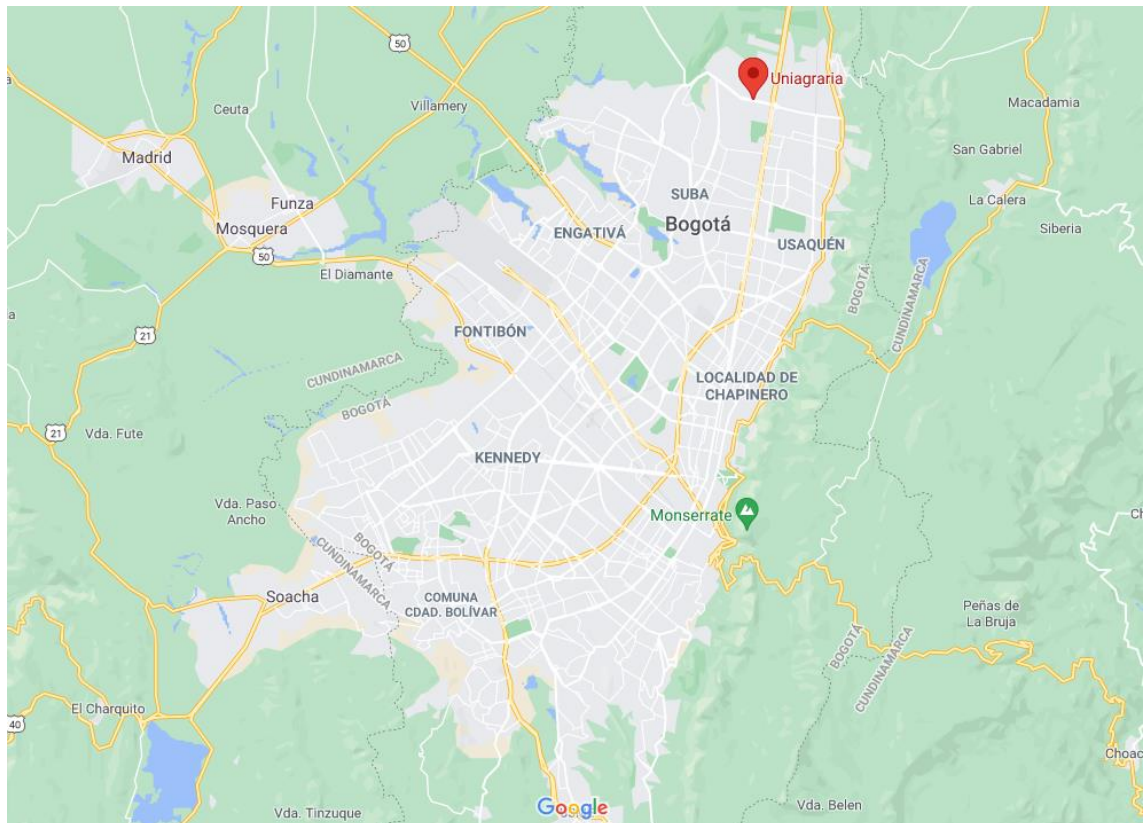


Ilustración 14. Mapa Ubicación Geográfica Fundación Universitaria Agraria de Colombia (Maps, 2021)

4. METODOLOGÍA

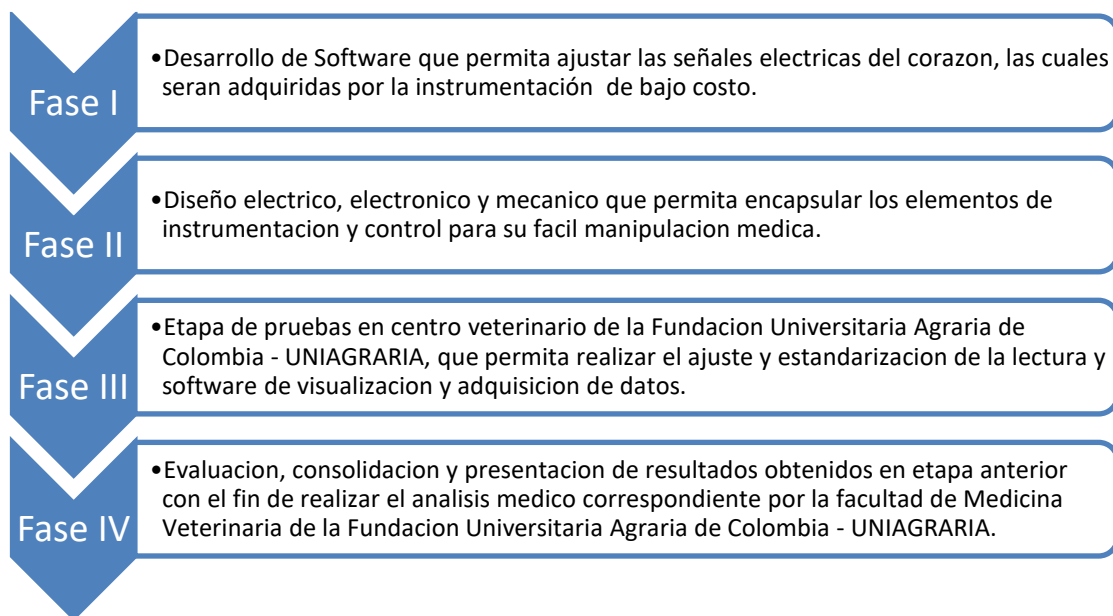
4.1 ENFOQUE DE LA INVESTIGACIÓN

El presente estudio tendrá un enfoque cuantitativo, ya que se realizarán mediciones constantes de las variables cardiacas de los pacientes a los que se les realicen intervenciones quirúrgicas en el centro veterinario de la Fundación Universitaria Agraria de Colombia – UNIAGRARIA que sean sometidos a procesos de esterilización en pacientes caninos de contextura mediana y pequeña con una muestra estadística media de 10 – 12 pruebas. (Hernández Sampieri et al., 2010)

4.2 TIPO DE INVESTIGACIÓN

Este proyecto de investigación es de tipo experimental, ya que se tomarán los datos de forma controlada y aleatoria para visualizar el comportamiento cardiaco de los pacientes sedados en el centro universitario de atención veterinario – Uniagraria.

4.3 DIAGRAMA DE FLUJO



4.3.1 Fase 1

Realizar una investigación exhaustiva de información relevante que permita el estudio del conocimiento acumulado en los diferentes temas que abarca el proyecto, con el ánimo de poder definir el alcance, identificación de las restricciones, establecer las variables a del sistema, seleccionar del hardware requerido.

4.3.2 Fase 2

Diseño circuito electrónico y mecánico primario para realizar la conexión y encapsulamiento de los elementos de instrumentación.

Diseño y programación del software a utilizar y realizar la adquisición inicial de las variables.

Diseño de la cubierta protectora para la portabilidad y seguridad del dispositivo E.C.G.

Fabricación de la cubierta y ensamble de las tarjetas electrónicas del dispositivo.

Realización pruebas de portabilidad del dispositivo ensamblado.

4.3.3 Fase 3

Realización de pruebas en el centro universitario de atención veterinaria – Uniagraria, para poder ajustar y estandarizar los dispositivos de adquisición de datos, calibración del software y visualización de las señales directamente con pacientes en tratamiento.

4.3.4 Fase 4

Evaluación, consolidación, análisis de los resultados en conjunto con el equipo de la facultad de medicina veterinaria de la Fundación Universitaria Agraria de Colombia.

5. ANÁLISIS DE REQUERIMIENTOS.

5.1 TARJETA DE DESARROLLO.

De acuerdo con las opciones disponibles en el mercado local, se determinaron los criterios más relevantes donde se ha elaborado la tabla 8, parámetros de valor, Para el controlador del sistema se seleccionó una Raspberry por las prestaciones electrónicas avanzadas que ofrece este microrordenador, ya que comparándolo con los microcontroladores comerciales como los son las diferentes gamas de Arduino, es mucho más avanzado, permitiendo desarrollar aplicaciones más robustas; al realizar la comparación prestaciones vs precio, es la opción más económica y con mejor desempeño para la aplicación, ya que permite la conexión de dispositivos periféricos tales como mouse y teclado.

Tabla 8 – Comparativa dispositivos controladores

Tarjeta De Desarrollo	Interfaz De Programación	Costo De Licencia	Memoria FLASH	Puertos De E/S	ADC	I2c	WIFI	Ethernet	RAM	Alimentación	Precio
Arduino UNO	IDE Arduino	Free	32 kb	20	8 bits			x	2 kb	5 a 12 VDC	USD 30
Arduino Mega	IDE Arduino	Free	256 kb	54	8 bits			x	8 kb	5 a 12 VDC	USD 25
Tarjeta ESP23S	IDE Arduino	Free	4 Mb	24			X		400 kb	5 VDC	USD 12
Tessel	JavaScript			16			x	x	32 Mb	USB / batería 5 VDC	USD 35
PICAXE + Shield Base	Picaxe Editor	Free		16		x	x	x	1296 bytes	9 a 12 VDC	USD 5 + USD 15 Shield + USD 9 Fuente = USD 29
Raspberry	Phyton	Free	Según tarjeta SD	40	No	x	x	x	1 Gb	5 VDC	USD 60
PC	Windows	según versión de Windows entre \$100.000 y \$400.000		Serie/ Paralelo o Serial según la tarjeta adquirida	No		x	x	mínimo 4 Gb	19 VDC en promedio	según la configuración, el modelo más básico sin tarjetas de adquisición es de USD 160 en promedio

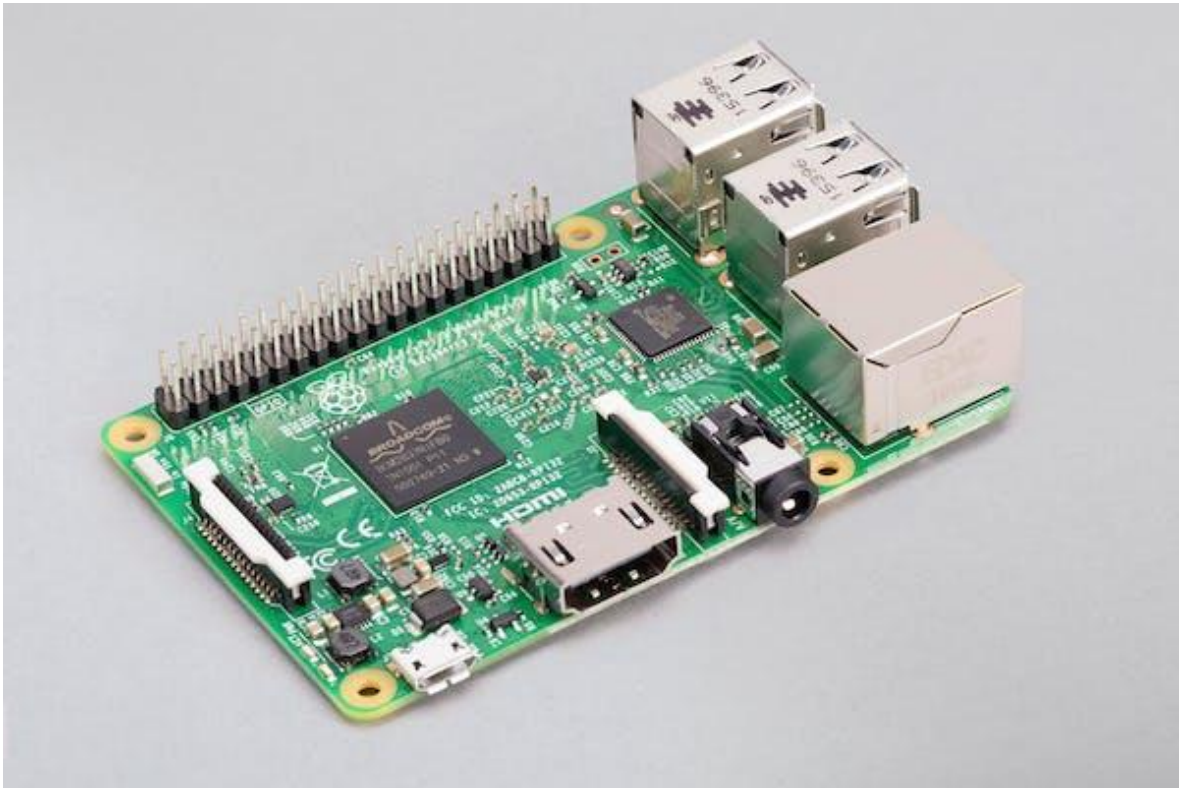


Ilustración 15 - Raspberry Pi 3 Modelo B – Fuente (Raspberry pi Foundation, n.d.)

5.2 PANTALLA

Manteniendo nuestro objetivo principal de la portabilidad y además considerando que la visualización de la gráfica EKG debe ser confortable al médico o especialista que utiliza el instrumento, se ha optado por una pantalla LCD capacitiva de 7 pulgadas, la cual, permitirá además el acceso a las funciones de control del dispositivo de forma táctil.



Ilustración 16 - Pantalla Touch Screen de 7 pulgadas (Vistronica, n.d.)

5.3 SENSOR FRECUENCIA CARDIACA

Para el sensor de pulso cardiaco se validaron varias opciones que se encuentran disponibles en el mercado, sin embargo, se seleccionó el módulo monitor de pulso cardiaco referencia AD8232, ya que es un módulo o kit para ECG de bajo costo que permite registrar la actividad eléctrica del corazón de forma simple.

Tabla 8 - Comparativa Sensores de monitoreo frecuencia cardiaca

ÍTEM	SENSOR	VOLTAJE	COMUNICACIÓN	ELECTRODOS	CANALES	VALOR	OBSERVACIONES
1	AD8232 ECG Módulo Monitor de Pulso Cardíaco	3,3	I2C	3	1	80.000	
2	Modulo Sensor Frecuencia Cardiaca Max30102 Pulso Oxigeno	3,3 - 5	I2C	1	1	27.000	
3	Sensor Pulso Ritmo Cardíaco Arduino	5	N/A	1	1	18.410	
4	Sensor EKG Inalambrico PS- 3236 Pasco	5	Inalámbrica	3	1	6.657.76 5	Requiere software privado licenciado
5	PSL-iECG2 Modulo ECG 2 canales	5	I2C	3	2	1.553.47 8	Requiere software abierto gratuito

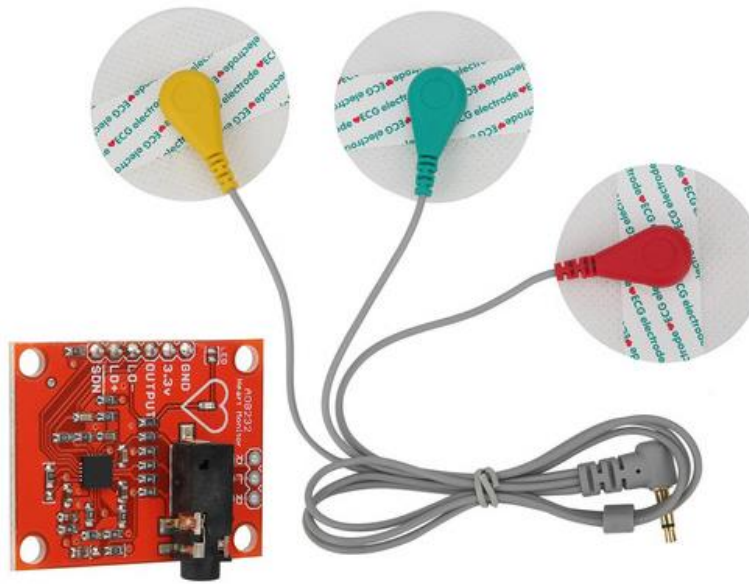


Ilustración 17 - Modulo sensor de pulso cardiaco AD8232

Este módulo fue diseñado para captar, amplificar y filtrar las señales biopotenciales generadas por el latido del corazón, para poder ser procesadas por el sistema de control seleccionado anteriormente, se considera una tarjeta de adquisición básica al realizar una lectura de tres derivaciones entre electrodos, utilizando el triángulo de Einthoven como base de observación.

5.4 CONVERSION DE SEÑAL ANALÓGICA A DIGITAL (ADC)

Dado que la Raspberry PI no cuenta con entradas de tipo analógico, fue necesario la utilización de un módulo conversor analógico – digital para poder realizar la lectura de los datos entregados por el sensor de frecuencia cardiaca anteriormente mencionado; inicialmente se seleccionó el módulo ADC7705, el cual, por su interfaz de comunicación tipo SPI, y su bajo costo, era un elemento ideal para la tarea asignada, sin embargo se tuvieron varios problemas con el sistema de comunicación entre el emisor y el receptor que terminaron averiando el módulo, lo que comprometía la confiabilidad del sistema conversor.

Tabla 9 - Conversores Análogo Digital Utilizados

ÍTEM	SENSOR	VOLTAJE	BITS	INTERFAZ	GANANCIA	VALOR
1	AD7705 MÓDULO DE ADQUISICIÓN DE DATOS ADC DE 16 BITS DUAL	3,3 a 5	16	SPI	1-128	15.000
2	ADS1115 MODULO CONVERSION ANALÓGICO DIGITAL ADC DE 16 BITS 4 CH	2 a 5	16	I2C	8 - 860	37.900

Se realizaron consultas sobre módulos ADC compatibles con el rango de voltaje de la Raspberry PI y que además cumpliera con el requisito de contar con una conversión a 16 bits, se escogió por su bajo costo, además de contar con 4 canales análogos de entrada y una velocidad de muestreo programable hasta de 860 muestras por segundo que cumple con las consideraciones de la señal a procesar, el módulo ADS1115 cuenta con una interfaz de comunicación I2c, el cual funciono correctamente en las pruebas y etapas de desarrollo realizadas.

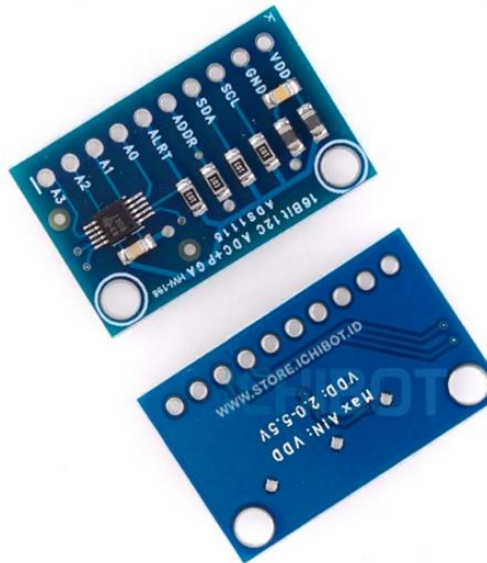


Ilustración 18 - Modulo conversor de señal análogo a digital ADS1115

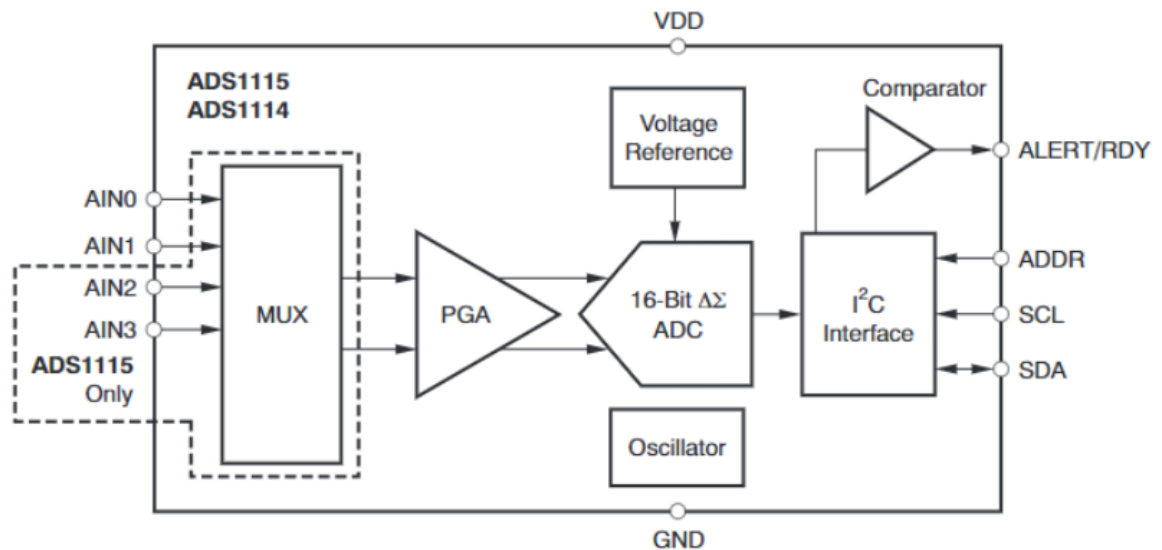


Ilustración 19 - Diagrama funcional ADS1115 (Texas Instruments, 2009)

5.5 PINZA PORTA ELECTRODO

Teniendo en cuenta que el desarrollo está dirigido a la atención de caninos medianos y pequeños en la clínica veterinaria de la Fundación Universitaria Agraria de Colombia UNIAGRARIA y además en la búsqueda de reducción de costos de adquisición, se opta por realizar la impresión 3D en PLA de las pinzas porta electrodos encargadas de mantener en contacto el electrodo a la piel del animal durante la toma del EKG.

5.6 MATERIALES PARA LA CONSTRUCCIÓN

Alienados con los objetivos específicos del proyecto, se realizó la comparación de los diferentes tipos de materiales en las que se podría fabricar la estructura del dispositivo utilizando la tecnología de impresión 3D; teniendo en cuenta que la carcasa no va a soportar ningún tipo de tensiones o extensiones en su funcionamiento normal, se evidencio que el material idóneo es el PLA, ya que cuenta con las características mecánicas requeridas para el diseño, como lo son:

- Alta resistencia a la tracción y muy alta resistencia a la flexión, lo que proporciona un grado alto de protección para los elementos electrónicos contenidos en su interior.
- Es un material de origen vegetal y al ser biodegradable, vamos a asegurar que al final del ciclo de vida del proyecto, no se va a contaminar el medio ambiente.
- Gracias a su densidad de 1.24 gramos / cm³, hace que las piezas sean ligeras pero resistentes.
- Cuenta con una facilidad de impresión muy alta, lo que permite obtener acabados finos y no emite ningún tipo de olor o generación de gases nocivos durante el proceso de extrusión de este.
- Es uno de los materiales de impresión 3D más económicos del mercado y de fácil adquisición.
-

Tabla 10 - Estudio de materiales elaboración de carcaza. Fuente propia

ÍTEM	MATERIAL	PRECIO	PROPIEDADES	APLICACIONES
1	Aluminio	9.641.961	Baja densidad, resistencia tracción, resistencia corrosión	Prototipos extremadamente aligerados,
2	Madera	71.400	Material delicado, flexible, aspecto, tacto y aroma natural	Prototipos Estéticos
3	ABS (acrilonitrilo Butadieno estireno)	80.000	Tenaz y duradero, resistente impactos	Prototipos Funcionales
4	PLA (acido polifacético)	70.000	Fácil imprimir, redigo, fuerte, biodegradable.	Prototipos Estéticos

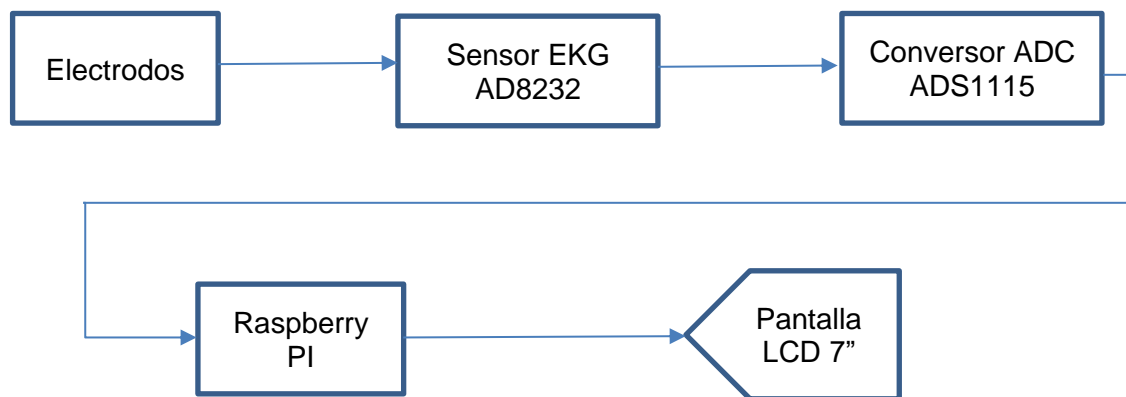
5	PETG (tereftalato de polietileno glicolizado)	70.000	Impresión baja temperatura, alta transparencia	Prototipos Impermeables, componentes fijación
6	TPU (poliuretano termoplástico)	52.000	Flexible y estirable, resistente impactos	Prototipos Flexibles
7	PVA (alcoholo polivinílico)	1.039.200	Material soporte soluble en agua	Material para soportes
8	HIPS (poliestireno de alto impacto)	101.900	Material soporte soluble en limoneno químico	Material para soportes
9	Compuestos (fibra carbono, kevlar, fibra de vidrio)	378.029	Rígidos, fuertes, extremadamente resistentes	Prototipos funcionales, guías, fijaciones, herramientas

6. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN

6.1 DISEÑO ELECTRÓNICO

Para la realización del proyecto se tuvo en cuenta el siguiente diagrama de bloques, para las etapas de adquisición de datos, procesamiento y visualización de la señal.

Ilustración 20. Diagrama Funcional por Bloques elaboración propia.



6.1.1 Electrodo

Teniendo en cuenta que el EKG será utilizado en caninos medianos y pequeños atendidos en la clínica veterinaria de UNIAGRARIA, se han diseñado pinzas que alojan los electrodos superficiales, los cuales se encargaran de captar los impulsos eléctricos del corazón del animal y llevarlos al siguiente modulo, de acuerdo con las condiciones restrictivas de salud pública por la pandemia por SARS-Cov 2, no se pudieron llevar a cabo las tomas de EKG en la clínica veterinaria, con lo que se ha realizado la prueba en humanos utilizando los electrodos superficiales adhesivos convencionales, los cuales evidencian un rápido deterioro en las condiciones de transmisión y adhesión a la piel del voluntario con el paso de las tomas, con lo que

se ha tenido que utilizar mezcla de agua y sal para mejorar la conductividad de los mismos al EKG.

6.1.2 Sensor EKG AD8232

Este sensor es el encargado de realizar la amplificación de la señal de EKG captada por los electrodos en el voluntario, el encapsulado utilizado fue el de la empresa Sparkfun el cual cuenta con una placa acondicionada para trabajar con voltajes entre 2.0v y 3.5v compatibles con los voltajes de la Raspberry PI, cuenta además con un consumo de 170 μ A y una relación de rechazo común de 80dB, cuenta además con un amplificador operacional integrado que otorga una ganancia de 100, lo cual amplifica la señal considerablemente, para la atenuación del ruido cuenta con un filtro pasa baja. Este encapsulado está diseñado además de la toma del EKG para ser utilizado en pulsómetros de fitness y actividad, monitores de salud remotos y adquisición de señales biopotenciales según el fabricante.

6.1.3 Modulo ADC ADS1115

Este módulo conversor cuenta con un rango de voltaje de funcionamiento de 2v a 5.5v, un consumo de 150 μ A, y cuenta con una tasa de muestreo programable de hasta 860 muestras por segundo, las cuales han sido de gran ayuda para poder contar con una frecuencia de muestreo de 550Hz, a 16 bits lo cual garantiza una alta precisión en la entrega de los datos vía protocolo i2c a la Raspberry para su procesamiento además de una ganancia programable por código si fuera necesario.

6.1.4 Raspberry pi

Esta robusta tarjeta de desarrollo tuvo que ser configurada vía software para la habilitación del protocolo de comunicación I2c con la tasa por defecto de 100Khz de velocidad, esto con el fin de poder recibir los datos digitales del ADC anterior para su procesamiento, con el código desarrollado en lenguaje Python se ha logrado obtener muestras con una frecuencia de 550 Hz en promedio.

6.1.5 GUI

La interfaz interacción con el usuario ha sido desarrollada con el módulo PyQt5, de forma intuitiva y sencilla presentada en una pantalla táctil LCD de 7 pulgadas conectada vía HDMI y micro USB con la Raspberry.

6.1.6 Diseño PCB

Para la etapa de diseño se han considerados las dimensiones de los implementos seleccionados con la consideración de mantener el tamaño final del dispositivo lo más reducido posible para mantener la portabilidad como factor predominante, inicialmente consideramos dos factores dominantes, el tamaño de la pantalla LCD

de 7 pulgadas y los conectores de esta con la Raspberry, para el montaje de los encapsulados del ADC y sensor EKG se ha diseñado la PCB en Proteus, donde se dispondrán estos elementos para la conexión con la Raspberry y fuente de alimentación.

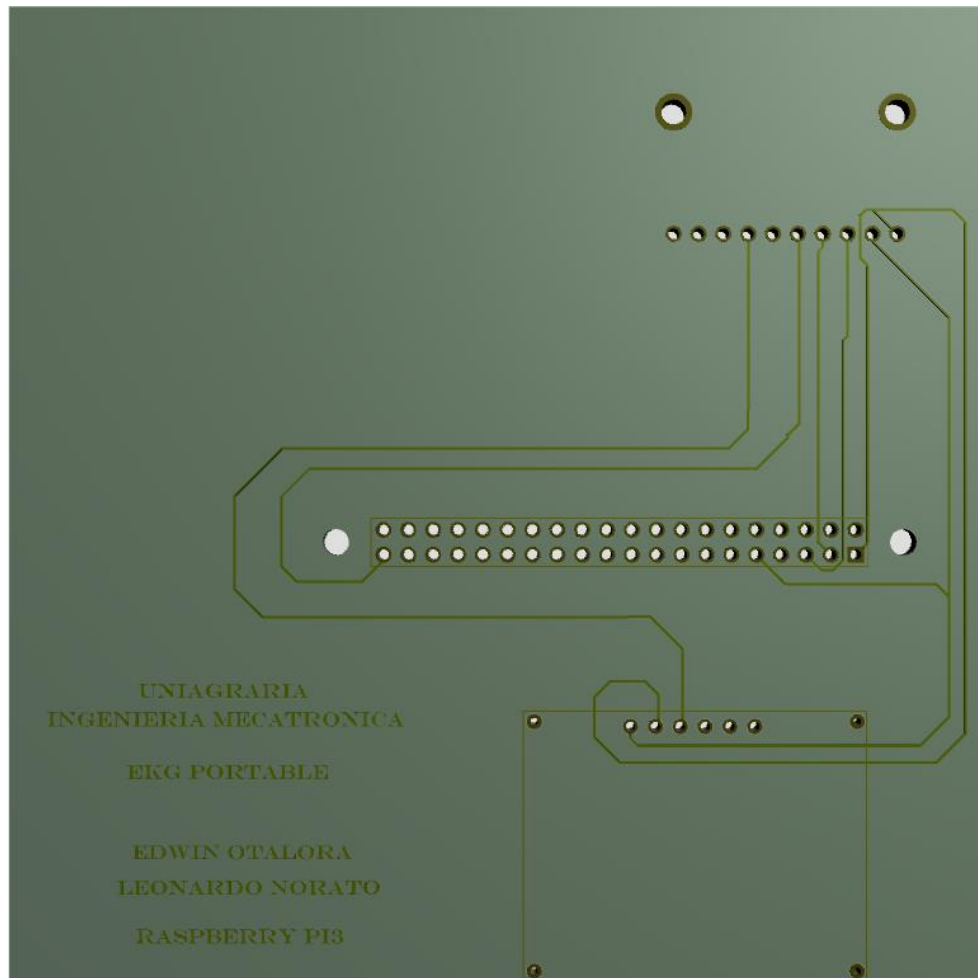


Ilustración 21 - Diseño PCB en Proteus Elaboración Propia

6.2 DISEÑO MECÁNICO

De acuerdo con las consideraciones de tamaño y disposición de los elementos de hardware, se procedió a realizar en Solid Works el diseño de la carcasa en donde se dispondrán los elementos para darle una protección al desgaste por manipulación, a la abrasión del ambiente y condiciones naturales y además de controlar el posible daño por corrientes estáticas generadas por los usuarios que pueda dañar algún componente electrónico, además de incluir un componente

estético agradable a la vista del usuario, además se incluye el logo y nombre de la Fundación Universitaria Agraria de Colombia – UNIAGRARIA.



Ilustración 22 - Vista Isométrica EKG Portable – SolidWorks® fuente propia

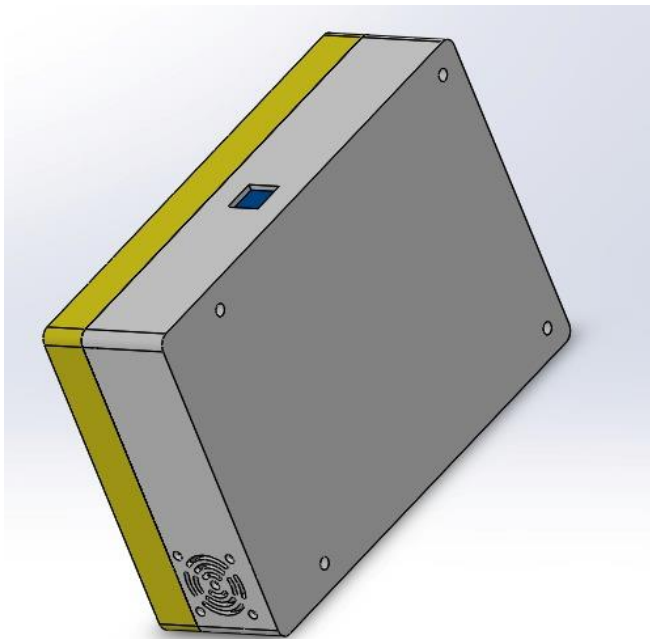


Ilustración 23 - Vista Posterior EKG Portable – SolidWorks® fuente propia



Ilustración 24 - Vista Frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia



Ilustración 25 - Vista Tapa Frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia

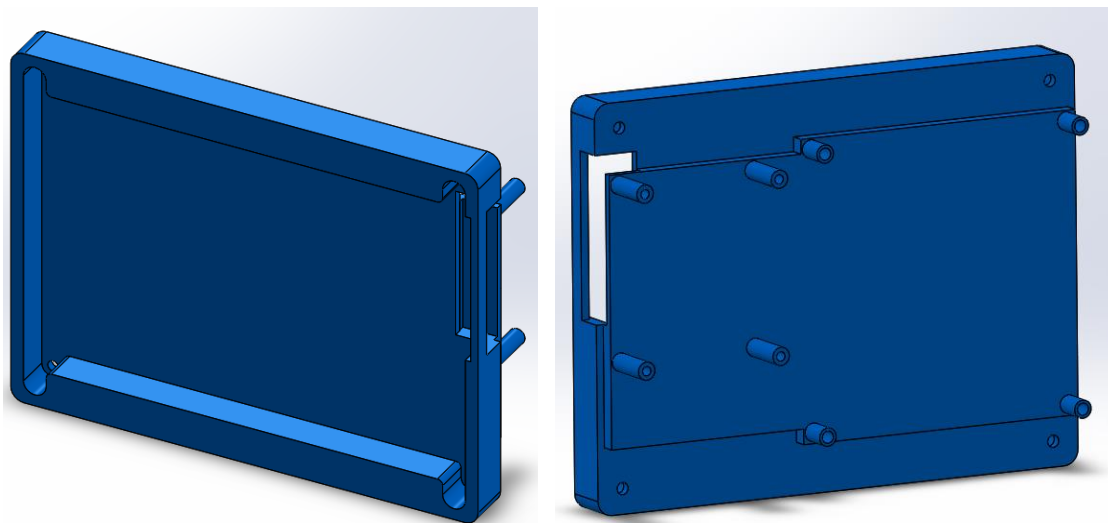


Ilustración 26 - Vista Tapa interior, Alojamiento pantalla y tarjetas electrónicas EKG Portable – SolidWorks® fuente propia

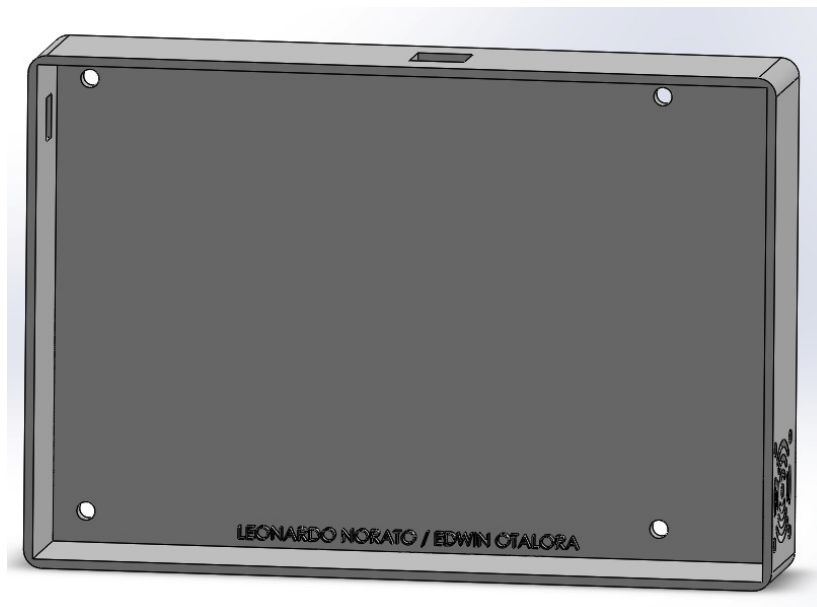


Ilustración 27 - Vista Tapa Posterior EKG Portable – SolidWorks® fuente propia

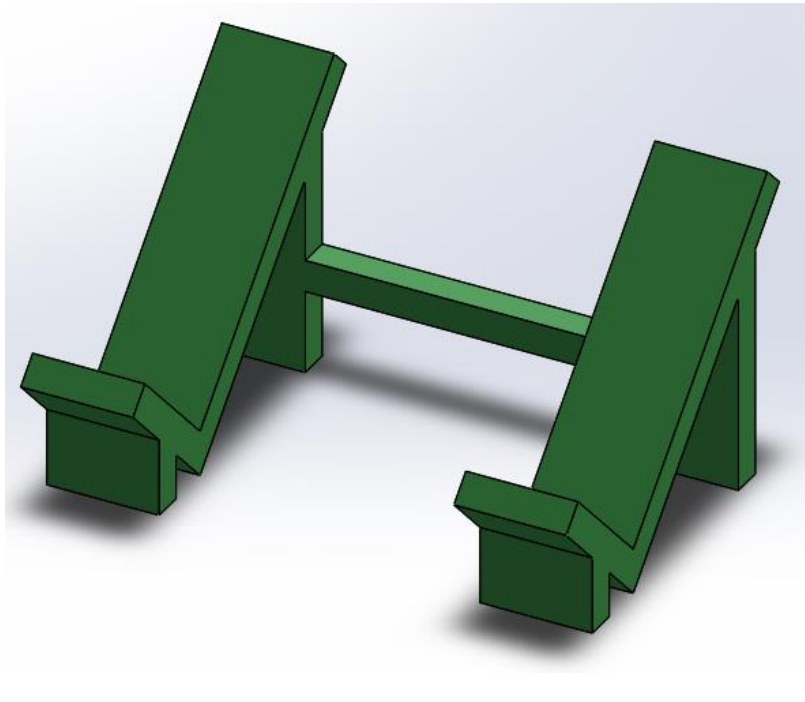


Ilustración 28 - Vista Soporte EKG Portable – SolidWorks® fuente propia

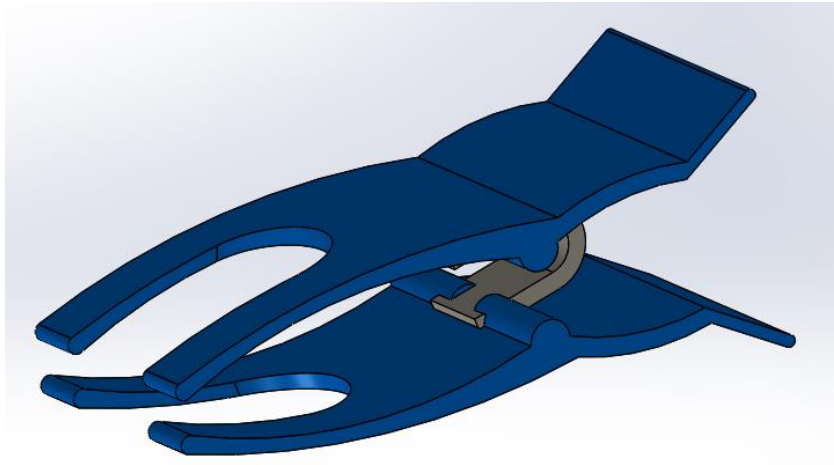


Ilustración 29 – Vista pinzas porta electrodos EKG Portable - *SolidWorks® fuente propia*

Con el fin de determinar su capacidad y resistencia a las diferentes fuerzas mecánicas a que hubiera lugar durante su movilización y manipulación, considerando que el dispositivo está diseñado para ser portable, se realizaron simulaciones de esfuerzos en SolidWorks® de las piezas que componen el dispositivo.

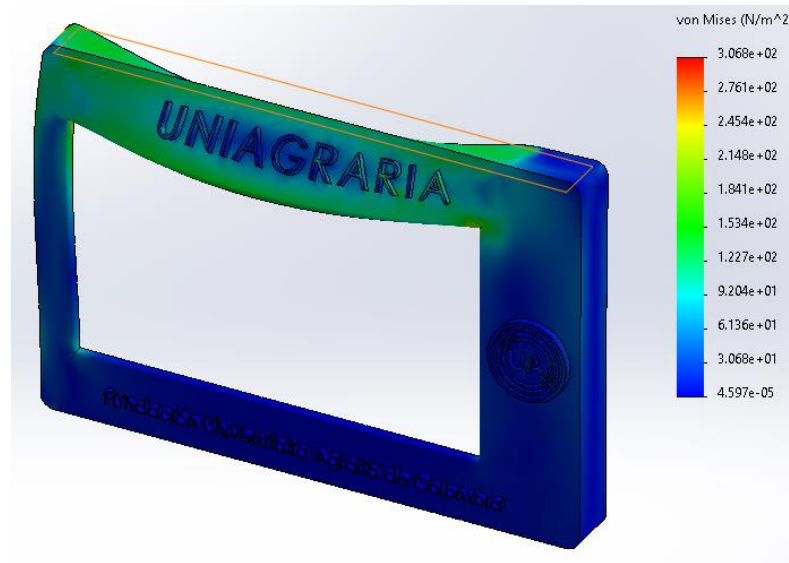


Ilustración 29 - Simulación esfuerzos bajo compresión tapa frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia

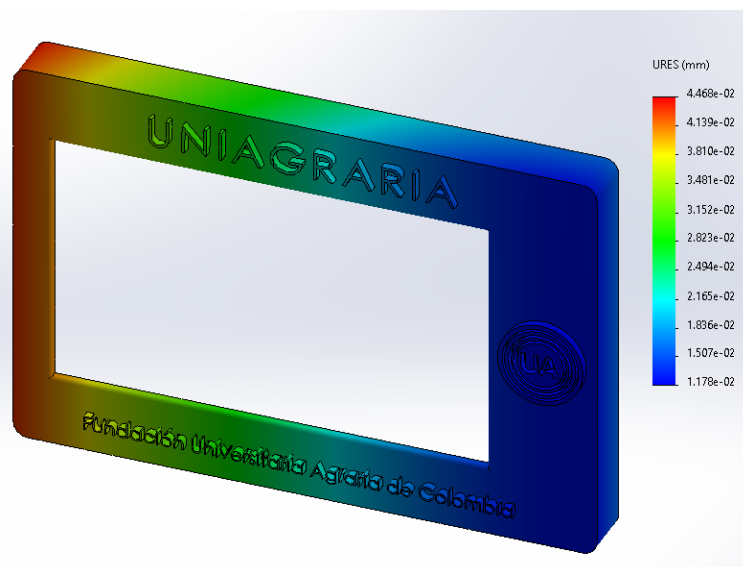


Ilustración 30 - Simulación desplazamientos bajo compresión tapa frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia

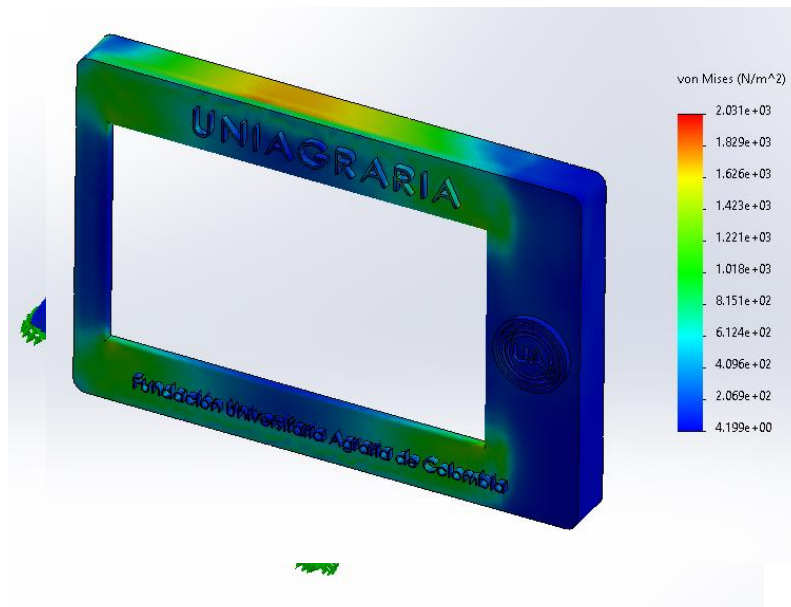


Ilustración 31 - Simulación esfuerzos bajo compresión frontal tapa frontal EKG Portable – SolidWorks® fuente propia

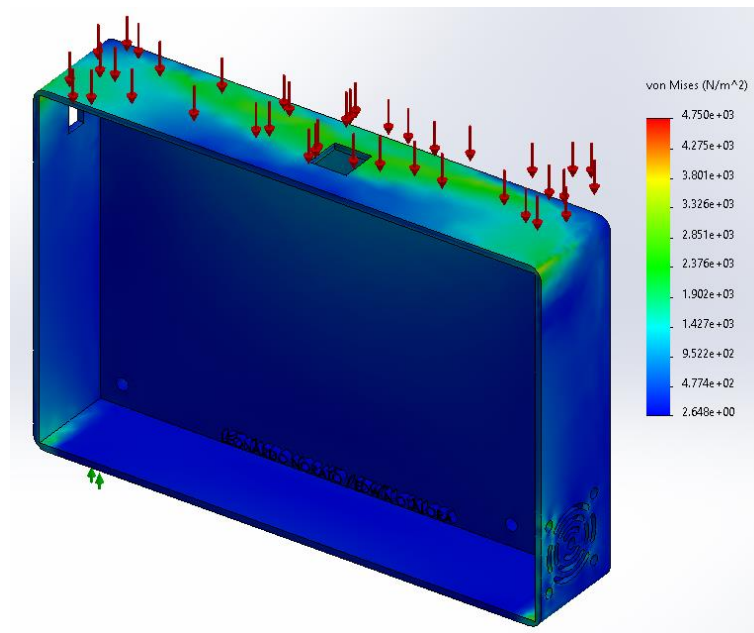


Ilustración 32 – Simulación esfuerzos bajo compresión superior tapa posterior EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.

Ilustración 33 - Simulación esfuerzos bajo compresión posterior tapa posterior EKG Portable – SolidWorks® fuente propia

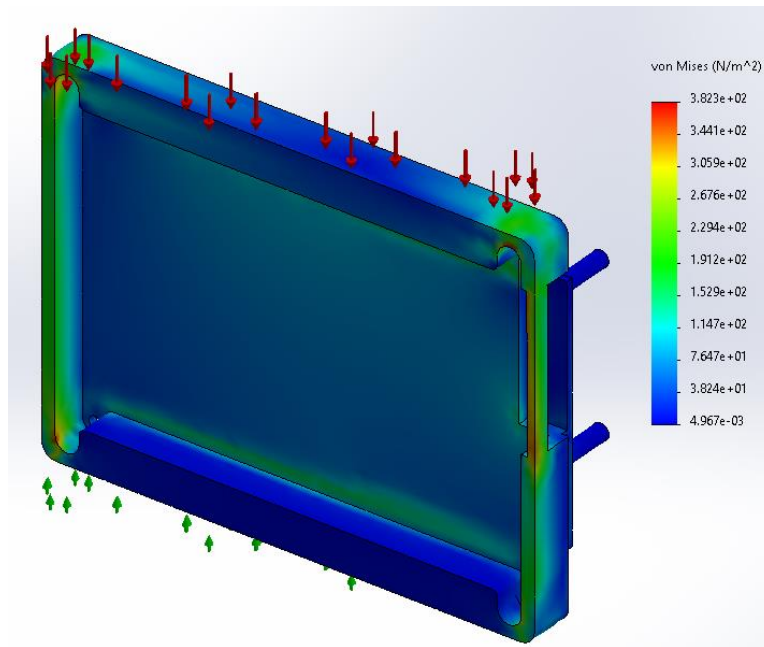


Ilustración 34 - Simulación esfuerzos bajo compresión posterior alojamiento pantalla EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.

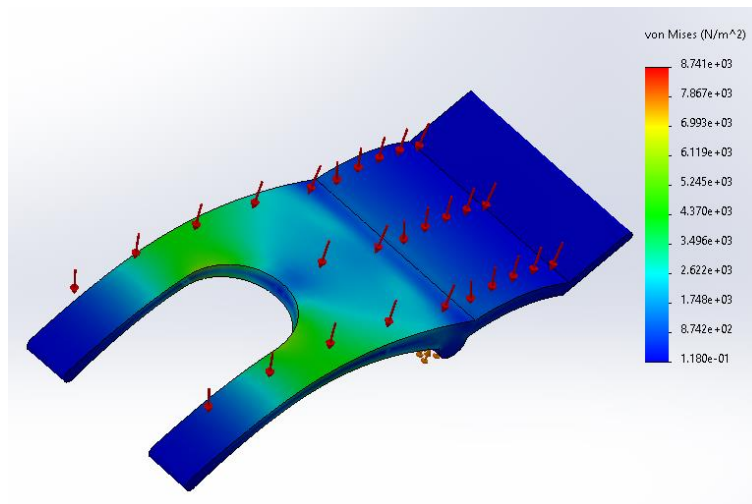


Ilustración 355 - Simulación esfuerzos bajo compresión pinza porta electrodo EKG Portable – SolidWorks® fuente propia.

Se realizaron diferentes simulaciones de análisis estático de cargas a las diferentes piezas que componen la carcasa principal, en donde se evidencio que el material

PLA resiste una carga de 1 kg/m² sin sufrir daños estructurales que comprometan la seguridad de los componentes internos del EKG.

Al realizar las simulaciones de diferentes tipos de situaciones que podrían llegar a ocurrir en la vida real, colocando cargas por los diferentes planos de la caja, esfuerzos rotacionales y vectoriales, se evidencia que el diseño en conjunto con el material, responden mecánicamente de forma satisfactoria, ya que en ninguno de los casos expuestos se evidencio daño critico que pueda llegar a ocasionar la avería de los componentes internos, garantizando su protección mecánicamente hablando.

6.3 PARAMETRIZACIÓN POR SOFTWARE

De acuerdo con la elección de la Raspberry PI, el lenguaje de programación utilizado es Python, software libre, con el que se ha utilizado las bibliotecas públicas para la configuración del ADC 1115 con las cuales se pudo configurar la frecuencia de muestreo considerando que la frecuencia mínima debe ser de 0.01Hz y máximo 500Hz.

El módulo ADC ADS1115 es parametrizable en seis niveles de ganancia, según información del fabricante, lo que posibilita establecer la sensibilidad de la conversión análoga digital.

De igual manera cuenta con 8 posibilidades en la frecuencia de muestreo 8, 16, 32, 64, 128, 250, 475, 860 muestras por segundo SPS (Samples Per Second)

Tabla 11 - Escala de Ganancias Programables ADS1115.

PGA SETTING	FS(V)
2/3	± 6.144 v
1	± 4.096 v
2	± 2.048 v
4	± 1.024 v
8	± 0.512 v
16	± 0.256 v

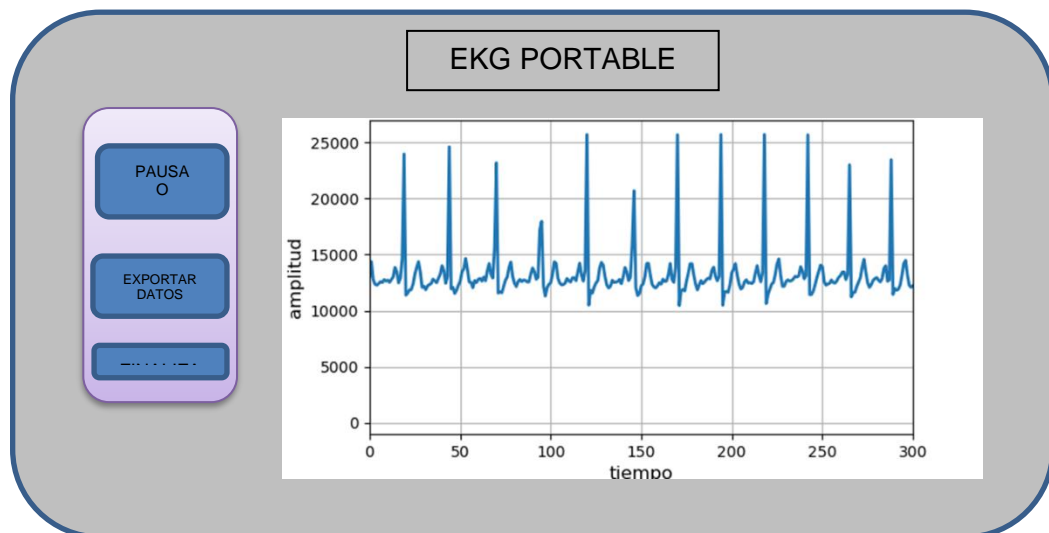
6.4 INTERFAZ GRAFICA

Para poder contar con una visualización de la señal EKG se ha dispuesto de una interfaz sencilla, en la primera ventana se solicitan los datos del paciente y un simple inicio o cancelación del proceso, para la segunda ventana se muestran botones para poder pausar la gráfica y pensando en un futuro desarrollo una posible exportación de los datos a una base de datos o USB.

6.4.1 Primera ventana

The screenshot shows a window titled "EKG PORTABLE" with a light gray background and rounded corners. On the left side, there are three white rectangular input fields stacked vertically, labeled "Nombre del paciente", "Raza", and "edad". To the right of these fields are two blue buttons: "INICIO" (top) and "CANCE" (bottom).

6.4.2 segunda ventana



RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Es importante mencionar que debido a la dificultad presentada por el SARS COV2 no se pudo desarrollar esta implementación con pacientes caninos de la clínica veterinaria de la fundación universitaria agraria de Colombia – UNIAGRARIA como estaba previsto inicialmente, las pruebas han sido realizados con personas.

Se realizó la toma de tres electrocardiogramas a 5 voluntarios en reposo y sentados en diferentes momentos y horas, con duración de 3 minutos cada uno, donde se pudo establecer el valor mínimos y máximos de cada señal, pudiendo determinar que el dispositivo tiene una confiabilidad muy buena ya que, en el error calculado del promedio de las tres lecturas electrocardiográficas no se supera el 10% en el peor de los casos de la muestra, esta situación en particular se pudo identificar que la organización de los cables encima del paciente afecta o multiplica el ruido eléctrico muscular en la toma del electrocardiograma.

Durante la toma del electrocardiograma es bastante evidente como el movimiento muscular de una respiración profunda puede afectar el desempeño del electrodo.

En el caso de la toma del electrocardiograma a la mujer de la muestra, se presentó un inconveniente adicional, ya que la ubicación de los electrodos tuvo que modificarse por la morfología del cuerpo de la mujer, sobre el cual se reubicaron varias veces los electrodos para eliminar o reducir lo máximo posible el ruido en la señal.

En el caso del voluntario 3, también se presenta ruido en la señal, para esta persona se tuvo que reubicar varias veces los electrodos en el cuerpo del paciente, manteniendo siempre el triángulo de Einthoven.

Tabla 13 12 - resumen de valores muestreados con EKG Portátil.

Voluntario	Edad	Valores	EKG 1	EKG 2	EKG 3
Voluntario 1	42	Mínimo	10.340,00	10.244,00	10.247,00
		Máximo	23.499,00	23.510,00	23.513,00
		Muestras	92.591,00	92.599,00	92.515,00
Voluntario 2	45	Mínimo	9.123,00	8.124,00	8.894,00
		Máximo	25.729,00	25.747,00	25.721,00
		Muestras	78.985,00	77.759,00	84.433,00
Voluntario 3	26	Mínimo	4.944,00	4.942,00	5.678,00
		Máximo	25.506,00	25.151,00	25.751,00
		Muestras	91.427,00	90.917,00	91.731,00

Voluntario	Edad	Valores	EKG 1	EKG 2	EKG 3
Voluntario 4	16	Mínimo	4.849,00	5.023,00	4.368,00
		Máximo	25.479,00	25.622,00	25.656,00
		Muestras	88.692,00	90.333,00	84.906,00
Voluntario 5	35	Mínimo	5.840,00	5.965,00	5.889,00
		Máximo	22.595,00	23.473,00	22.249,00
		Muestras	90.264,00	91.641,00	90.265,00

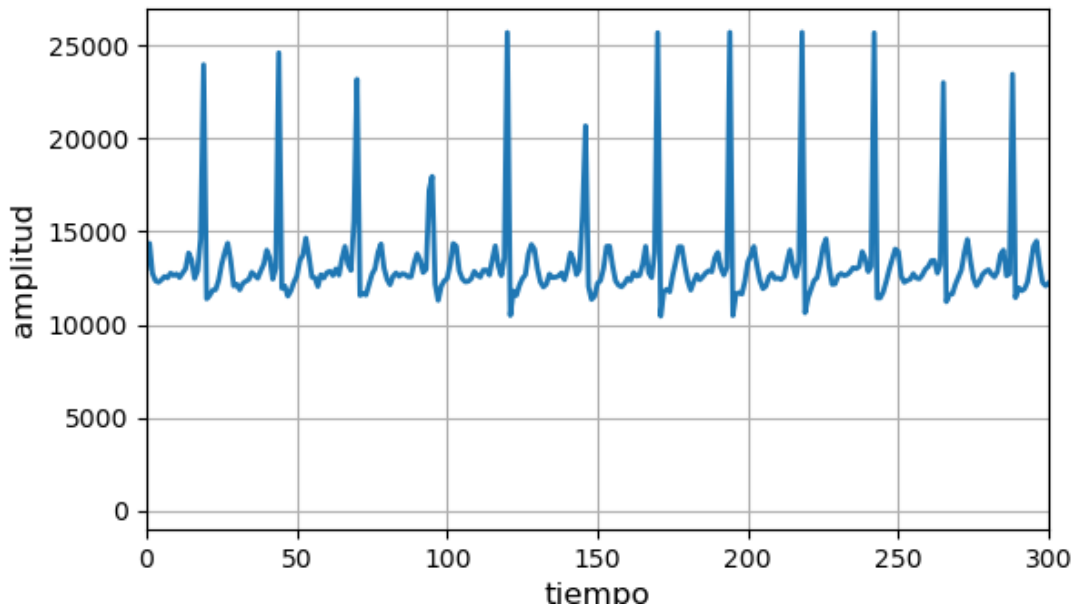
Según la información recolectada, se realiza la estimación del error en los valores recolectados para cada sujeto y teniendo en cuenta los tres electrocardiogramas realizados.

$$e = \text{abs} \left[\frac{(\text{Valor Medido} - \text{Valor Promedio})}{\text{Valor Promedio}} \right]$$

Ecuación 3 - Error Calculado

Tabla 13- Cálculo del error por muestreo.

Voluntario	Edad	PROMEDIO	EKG 1	EKG 2	EKG 3
Voluntario 1	42	10.277,00	0,61%	0,32%	0,29%
		23.507,33	0,04%	0,01%	0,02%
		92.568,33	0,02%	0,03%	0,06%
Voluntario 2	45	8.713,67	4,70%	6,77%	2,07%
		25.732,33	0,01%	0,06%	0,04%
		80.392,33	1,75%	3,28%	5,03%
Voluntario 3	26	5.188,00	4,70%	4,74%	9,44%
		25.469,33	0,14%	1,25%	1,11%
		91.358,33	0,08%	0,48%	0,41%
Voluntario 4	16	4.746,67	2,16%	5,82%	7,98%
		25.585,67	0,42%	0,14%	0,27%
		87.977,00	0,81%	2,68%	3,49%
Voluntario 5	35	5.898,00	0,98%	1,14%	0,15%
		22.772,33	0,78%	3,08%	2,30%
		90.723,33	0,51%	1,01%	0,51%



1. Ilustración 36 - Grafica de EKG paciente masculino adulto

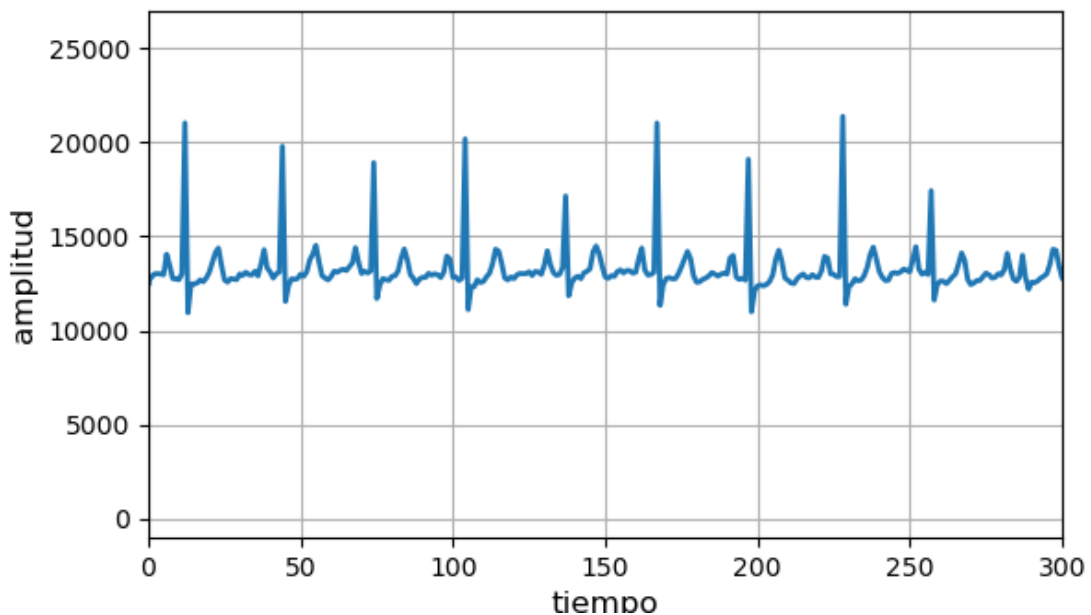


Ilustración 37 - Grafica EKG paciente femenina adulta.

Con estas representaciones graficas de la señal adquirida, se puede evidenciar que el dispositivo construido cumple con las expectativas iniciales ya que se puede observar claramente el segmento QRST de la señal EKG sin ruidos y manteniendo una línea basal estable, además se pudo determinar en las tres mediciones que las gráficas se mantienen bajo parámetros similares y con valores promedios cercanos, por lo que se puede determinar un valor confiable de medición.

6.5 REPETITIVIDAD

Tabla 14 Calculo de Repetitividad elaboración Propia

VOLUNTARIO	PROMEDIO MUESTRAS POR SEG	CALCULO REPETITIVIDAD		
		DESVIACIÓN ESTÁNDAR	ERROR RELATIVO	REPETITIVIDAD
Voluntario 1	527	4	0,8%	ALTA
	520	4	0,8%	ALTA
	520	4	0,8%	ALTA
Voluntario 2	526	3	0,5%	ALTA
	520	3	0,5%	ALTA
	524	3	0,5%	ALTA
Voluntario 3	523	4	0,8%	ALTA
	521	4	0,8%	ALTA
	529	4	0,8%	ALTA
Voluntario 4	524	22	4,3%	BAJA
	525	22	4,3%	BAJA
	487	22	4,3%	BAJA
Voluntario 5	530	6	1,0%	MEDIA
	520	6	1,0%	MEDIA
	523	6	1,0%	MEDIA

Analizando los resultados se evidencia que la repetitividad del equipo en general es alta, ya que el 80% de las lecturas obtenidas con el instrumento, se encuentran por debajo del margen del 1% del error relativo.

Se evidencio que un solo voluntario presento un error relativo superior al 1%, que puede ser generado por condiciones de los electrodos por desgaste en la adhesión a la piel lo que conlleva a una generación de ruido en el EKG que conlleva a dispersión en los datos.

En términos generales podemos concluir que el equipo nos da confiabilidad en la veracidad de los datos.

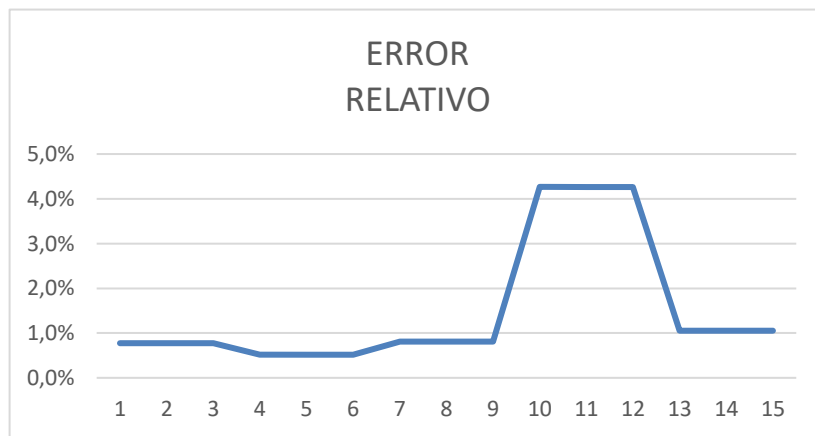
6.6 PRECISIÓN

Tabla 15 Análisis de precisión del dispositivo elaboración propia

VOLUNTARIO	PROMEDIO MUESTRAS POR SEG	PROMEDIO ERRORES	DESVIACIÓN ABSOLUTA	DESVIACIÓN MEDIA	PRECISIÓN	EXACTITUD
Voluntario 1	527	522	4,7	2,9	522±2,9	ALTA
	520	522	2,0	2,9	522±2,9	ALTA
	520	522	2,0	2,9	522±2,9	ALTA
Voluntario 2	526	523	2,1	2,0	523±2	ALTA
	520	523	2,7	2,0	523±2	ALTA
	524	523	1,3	2,0	523±2	ALTA
Voluntario 3	523	524	1,0	3,1	524±3,1	ALTA
	521	524	3,3	3,1	524±3,1	ALTA
	529	524	5,0	3,1	524±3,1	ALTA
Voluntario 4	524	512	12,4	16,8	512±16,8	BAJA
	525	512	12,7	16,8	512±16,8	BAJA
	487	512	25,3	16,8	512±16,8	BAJA
Voluntario 5	530	524	6,1	3,9	524±4,1	MEDIA
	520	524	4,3	4,1	524±4,1	MEDIA
	523	524	1,3	4,1	524±4,1	MEDIA

Teniendo en cuenta que la precisión es la capacidad que tiene un instrumento de medir entregar el mismo resultado en la medición de una variable en ocasiones diferentes, al revisar los datos obtenidos se evidencia que el dispositivo tiene una precisión alta, ya que entre lecturas no hay variaciones altas entre ellas.

Ilustración 38 Comportamiento error relativo EKG



En cuanto a la exactitud, también se evidencia que el instrumento al presentar errores relativos tan cercanos al cero se puede calificar como alto, otorgando una confiabilidad en las lecturas entregadas al usuario.

6.7 PROMEDIO ERRORES

Tabla 16 Promedio errores calculados

VOLUNTARIO	PROMEDIO MUESTRAS POR SEG	PROMEDIO ERRORES	PROMEDIO DEL ERROR POR VOLUNTARIO	PROMEDIO ERROR TOTAL MEDICIONES
Voluntario 1	527	522	0,8%	1,5%
	520	522		
	520	522		
Voluntario 2	526	523	0,5%	
	520	523		
	524	523		
Voluntario 3	523	524	0,8%	
	521	524		
	529	524		
Voluntario 4	524	512	4,3%	
	525	512		
	487	512		
Voluntario 5	530	524	1,0%	
	520	524		
	523	524		

Al revisar el comportamiento de los porcentajes de error entregados por el dispositivo, se evidencia un desfase en el voluntario 4, en el cual, se puede deducir que se trató de un error a la hora de tomar el EKG, ya que es el único voluntario con datos fuera de parámetros.

Esto nos ayuda a confirmar que la instalación incorrecta de los electrodos y una actividad física constante del paciente puede llegar a generar lecturas erróneas o desfasadas de la realidad.

Tabla 17 Tabla reproducibilidad

LATIDOS /SEGUNDO	LATIDOS/MINUTO	PROMEDIO LATIDOS / MINUTO	REPRODUCIBILIDAD
1,4	84	84	0
1,4	84	84	0
1,4	84	84	0
1	60	64	-4
1,2	72	64	8
1	60	64	-4
1,6	96	100	-4
1,8	108	100	8
1,6	96	100	-4
1	60	68	-8
1,2	72	68	4
1,2	72	68	4
1	60	68	-8
1,2	72	68	4
1,2	72	68	4

Como se lo indica la palabra reproducibilidad, es la capacidad que tiene el instrumento de replicar los valores de las mediciones al ser operado por diferentes personas; este valor se obtiene al restar la lectura entregada por el instrumento vs el promedio de las lecturas y como resultado arroja la diferencia en magnitud del valor medido.

7. CONCLUSIONES

La elección de la placa de desarrollo Raspberry Pi ha sido una buena elección por su versatilidad en funcionalidades incluidas el WIFI como la conexión HDMI, además por contar con sistema operativo como Raspbian basados en Linux, se encuentran gran cantidad de bibliotecas libres y foros de ayuda que permite sortear inconvenientes durante la programación y configuración.

Aunque el módulo de EKG AD8232 incluye una etapa de filtrado pasa alta, puede adicionarse una etapa adicional para poder reducir aún más el ruido por movimiento muscular.

De acuerdo con las mediciones realizadas al grupo estudio, se puede determinar que el dispositivo puede ser utilizado de manera confiable en clínica veterinaria, siempre que las condiciones sean bastante controladas, ya que la señal es susceptible a ruido por movimiento muscular.

Con el fin de cumplir con el objetivo de mantener la portabilidad y bajo costo, el tamaño y valor comercial de los elementos de hardware tuvo una relevancia importante, lo que puede generar en algunos casos que el equipo necesite de ajustes adicionales en toma de electrocardiogramas en situaciones de baja conducción eléctrica.

8. RECOMENDACIONES Y OPORTUNIDADES

8.1 RECOMENDACIONES

Al utilizar la interfaz de programación de la Raspberry PI, el manejo de identaciones no está identificado gráficamente, lo que en la etapa de desarrollo ha generado en el momento de generación del archivo plano con los datos, una caída en la tasa de muestreo al ocupar tiempo de procesador, logrando máximo una frecuencia de muestreo de 58 Hz a 60 Hz, lo cual no era viable para cumplir con el teorema de Nyquist con un mínimo requerido de 260Hz.

Durante el proceso de diseño de estructuras que serán fabricadas bajo la tecnología de impresión 3D de tipo inyección de material, se recomienda dejar 1 milímetro adicional en todas las medidas, ya que, en el momento de la impresión, el material caliente durante su proceso de solidificación, ocupa mayor espacio, lo que hace que las medidas tengan un diferencial vs el diseño de 1 milímetro.

Se debe contemplar los diferentes mecanizados que debe tener las piezas, ya que no se recomienda realizar tratados mecánicos sobre las piezas finales, ya que el PLA por sus características físicas, es un material duro pero frágil, lo que puede llevar a dañar las piezas.

Las piezas impresas en PLA se deben mantener a temperaturas menores a 60 °C, ya que después de esta temperatura, el material se vuelve endeble.

Es de mencionar que los electrodos utilizados para las pruebas fueron electrodos superficiales, los cuales tienen un deterioro “rápido” en el gel conductor, el cual afecta de manera importante la toma de la muestra, se recomienda utilizar electrodos nuevos para cada toma de electrocardiograma.

8.2 OPORTUNIDADES

Se propone la realización de pruebas del dispositivo, con caninos en la clínica veterinaria de la fundación universitaria Agraria de Colombia UNIAGRARIA, con el fin de ajustar la parametrización a nivel de software, debido a que los elementos utilizados son versátiles y adaptables.

Este dispositivo puede ser utilizado como una base en el desarrollo de un EKG o HOLTER para personas, dentro o fuera de la institución.

Al contar la Raspberry con modulo WIFI integrado, es una oportunidad poder desarrollar una conexión a una base de datos en la nube, el cual permita establecer

la consolidación de los datos recolectados en la clínica veterinaria de la Fundación Universitaria Agraria de Colombia – UNIAGRARIA.

El conversor ADC ADS1115 utilizado, cuenta con 3 entradas analógicas libres, las cuales pueden ser utilizadas para poder incluir mayor capacidad de sensores como por ejemplo temperatura, o presión arterial a futuro.

Actualmente este dispositivo se alimenta de la red eléctrica por medio del adaptador de voltaje de la Raspberry, sin embargo, puede implementarse un sistema de carga de baterías interno que permita total autonomía, siempre considerando el consumo del hardware de aproximadamente 870mA máximo.

9. BIBLIOGRAFÍA

- Acero Aguilar, M., & Montenegro Martínez, L. (2019). La relación humano – animal como construcción social. *Tabula Rasa*, 32, 11–16.
<https://doi.org/10.25058/20112742.n32.01>
- Amengual, P., Georgina, B., & Torra, D. (2011). *SÍNDROME BRAQUICÉFALO BELLEZA PERJUDICIAL*.
- Andrés, I. R., Esquivel, B., & Fajardo Márquez, I. A. (2015). Design of a System for Acquisition and Processing ECG's Signals based on Virtual Instrumentation. *RIELAC*, 1, 17–30.
- Atehortua, C., Gómez, L., & Orozco, S. (2007). La influencia de las mascotas en la vida humana. *Revista Colombiana de Ciencias Pecuarias*, 20, 377–386.
<http://www.scielo.org.co/pdf/rccp/v20n3/v20n3a16.pdf>
- Berasategui Aguirre, Imanol E; Bonino, Celina E.; González, J. M. (2019). ANÁLISIS DE PERTURBACIONES EN REDES ELÉCTRICAS, CAUSAS Y CONSECUENCIAS EN SISTEMAS DE CONTROL INDUSTRIAL – Rumbos tecnológicos. In *4 septiembre 2019*. <http://rumbostecnologicos.utnfrainvestigacionyposgrado.com/areas-tematicas/ingenieria-electrica/analisis-de-perturbaciones-en-redes-electricas-causas-y-consecuencias-en-sistemas-de-control-industrial/>
- Bernal, J. (2008). *Manual práctico de interpretación electrocardiográfica by Grupo Asís, S.L.* <https://issuu.com/grupoasis/docs/f935971-9-1>
- BIRT. (n.d.). *La señal de radiodifusión*. Retrieved November 19, 2021, from https://ikastaroak.ulhi.net/edu/es/IEA/ICTV/ICTV02/es_IEA_ICTV02_Contenidos/web_site_522_conversin_de_la_seal_analgica_en_digital.html
- Burítica Gaviria, E. F., Echeverry Bonilla, D. F., Arévalo Carbonell, M. F., Alvarado Poveda, A. M., Ospina Argüelles, D. A., Buriticá Gaviria, E. F., Echeverry Bonilla, D. F., Arévalo Carbonell, M. F., Alvarado Poveda, A. M., & Ospina-Argüelles, D. A. (2017). Caracterización de arritmias cardíacas tras el uso de infusiones analgésicas continuas de tramadol o lidocaína en perras ovariectomizadas. *CES Medicina Veterinaria y Zootecnia*, 12(1), 8–20. <https://doi.org/10.21615/cesmvz.12.1.1>
- Caldas, C. de I. de la U. D. F. J. de. (n.d.). Método para linealizar la salida de un sensor. *Revista Ingeniería*.
- Calvo Soler, P. (2017). *El Vínculo entre el ser humano y los animales : aspectos psicológicos y psicopatológicos*. <https://ddd.uab.cat/record/187070>
- D'Andrea, R. (2015). Una breve historia de la Electrocardiografía. *NotiWiener Digital*. <https://notiwiener.net/2015/09/una-breve-historia-de-la-coagulacion/>
- Departamento de Fisiología, F. de M. (n.d.). *Fundamentos electrofisiológicos del electrocardiograma*.
- E, D., Jazmín, N., Gutiérrez, R., Guía, P., Guelis, M., Montenegro, D., Correferente, Z. P., Loreto, M., & Carcey, E. M. (2020). *Electrocardiograma Basado en la Plataforma Arduino*.
- Esteve, G. (2020). *Cómo saber si tu perro tiene cataratas y cómo tratarlas con éxito*. 15 July. <https://www.lavanguardia.com/vivo/mascotas/20200714/482205291097/perro-cataratas.html>
- Filtro electrónico*. (n.d.). Retrieved September 9, 2021, from

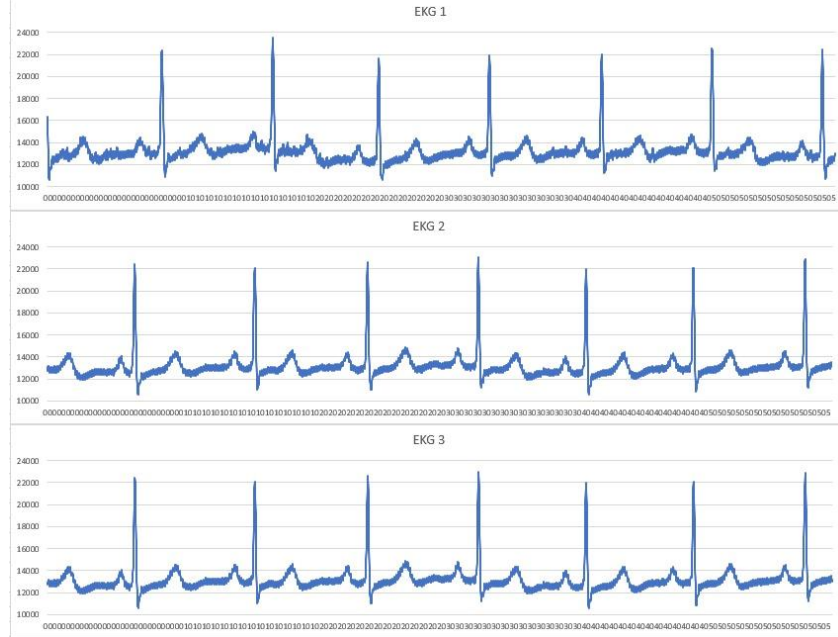
- <https://www.etsist.upm.es/estaticos/ingeniatic/index.php/tecnologias/item/456-filtro-electronico.html>
- García, R. P. Ñ. (2003). *Apuntes de sistemas de control*. May, 379.
- Gonzalez, K. (2018). *Bienestar animal y su importancia en la productividad animal*.
https://zoovetesmpasion.com/bienestar-animal/bienestar-animal-serie-de-videos/#que_es_el_bienestar_animal
- Hernández Sampieri, R., Fernández Collado, C., & del Pilar Baptista Lucio, M. (2010). *Metodología de la investigación* (5ta Ed (Ed.)).
- HETPRO. (2021). *Señal digital, características, frecuencia, ciclo de trabajo*. Tutorial Señal Digital. <https://hetpro-store.com/TUTORIALES/senal-digital/>
- Hospital Veterinario Aitana. (2020). *Oncología y cirugía oncológica*.
<https://hospitalveterinarioaitana.com/servicios-veterinarios/especialidades-veterinarias/oncologia-cirugia-oncologica/>
- Ignacio, J. (2001). *Una breve historia de la electrocardiografía*.
<http://homepages.enterprise>.
- Jameson, J. L., Longo, D. L. . \$e editor, Hauser, S. L., Loscalzo, J., Kasper, D. L., Fauci, A. S., & Harrison, T. R. (2018). *Harrison Principios de medicina interna* (J. L. Jameson, D. L. Longo, S. L. Hauser, J. Loscalzo, D. L. Kasper, A. S. Fauci, & T. R. Harrison (Eds.); 20ª ed.) [Book]. McGraw Hill Education.
- Lama T, A. (2004). Einthoven: El hombre y su invento. *Revista Médica de Chile*, 132(2), 260–264. <https://doi.org/10.4067/S0034-98872004000200018>
- Laura, D. O. (2018). *Obstrucción intestinal por cuerpo extraño en un canino*.
[http://repository.lasallista.edu.co/dspace/bitstream/10567/2234/1/obstruccion por cuerpo extraño.pdf](http://repository.lasallista.edu.co/dspace/bitstream/10567/2234/1/obstruccion%20por%20cuerpo%20extrano.pdf)
- Melissa Selik, R. B. M. H. R. von B., & Melissa Selik, R. B. M. H. R. von B. (2006). *Clasificación y Propiedades de las Señales*. <http://cnx.org/content/m12818/latest/>
- Moncada Nuela, Y. C. (2020). *Revisión y monitoreo de las diferentes etapas anestésicas: prequirúrgica, intraquirúrgica y postquirúrgica de los caninos (canis lupus familiaris)*. Machala : Universidad Técnica de Machala.
<http://repositorio.utmachala.edu.ec/handle/48000/15322>
- Ortiz, L. P. (2017). Arritmias cardíacas en anestesia. *TALLER: ARRITMIAS CARDÍACAS - Revista Mexicana de Anestesiología*, 40, 238–239.
<http://www.medigraphic.com/rmawww.medigraphic.org.mx>
- Ortocanis. (2018). *Los cuatro principales tipos de hernia en perros* *Nuevas Ideas para perros especiales*. 27 June. <https://www.ortocanis.com/blog/tipos-hernia-en-perros/>
- Peña, J. S. C., & Cánovas Peña, J. S. (2008). *Transformada de Laplace y sus aplicaciones a las ecuaciones diferenciales*.
<http://www.dmae.upct.es/~jose/varcomp/ctrans.pdf>
- Ramírez, I. Á., & Martínez, L. C. (2009). Modelos de insuficiencia cardiaca en caninos. *Revista de Medicina Veterinaria*, 1(18). <https://ciencia.lasalle.edu.co/mv/vol1/iss18/8>
- Raspberry pi Foundation. (n.d.). *Raspberry Pi 3 Model B*. Retrieved September 26, 2022, from <https://www.raspberrypi.com/products/raspberry-pi-3-model-b/>
- Redondo, J. I., Gómez, R. J., Santisteban, J. M., Ruiz, I., Domínguez, J. M., & Avila, I. R. (1998). *COMPLICACIONES EN LA ANESTESIA GENERAL DEL PERRO. REVISIÓN DE 265 CASOS*.
- Romero, J. L. (2015). *ANÁLISIS DE SEÑALES ELECTROCARDIOGRÁFICAS USANDO TÉCNICAS DE PROCESAMIENTO DIGITAL TRABAJO FIN DE CARRERA INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIÓN*.
- Sataloff, R. T., Johns, M. M., & Kost, K. M. (n.d.). *Elaboracion de Manual de*

- Electrocardiografía Diagnóstica en Caninos y Felinos, Dirigido a los médicos de la Clínica VETERMEDICAS.* 1–108.
- Sergio Eberlein Ing Osvaldo Vázquez Profesor Adjunto, I. (n.d.). *Amplificadores de Instrumentación. Facultad d,* 20.
- Texas Instruments. (2009). *ADS1115 datasheet* (p. 34). <https://html.alldatasheet.com/html-pdf/292735/TI/ADS1115/24/1/ADS1115.html>
- PROYECTO EDUCATIVO INSTITUCIONAL UNIAGRARIA Documento aprobado por el Consejo Superior, 32 (1999).
<https://www.uniagraria.edu.co/administrativos/images/acreditacion/Industrial/Anexos/Anexo 15 PEI Uniagraria.pdf>
- Vázquez, J. P. (1988). *Arritmias, Incidencia de Perro:, cardíacas en el Electrocardiográfico, Estudio Casos, sobre 2.200.*
<https://ddd.uab.cat/pub/clivetpeqani/11307064v8n1/11307064v8n1p3.pdf>
- Villadangos, M. J. C. (2016). Introducción al Derecho Animal. Elementos y perspectivas en el desarrollo de una nueva área del Derecho. *Ius et Praxis*, 22(2), 373–414.
<https://doi.org/10.4067/S0718-00122016000200012>
- Vistronica. (n.d.). *PANTALLA 7 INCH 800x400 HDMI TOUCHSCREEN PARA RASPBERRY PI.* Retrieved September 26, 2022, from <https://www.vistronica.com/board-de-desarrollo/raspberry-pi/pantalla-7-inch-800x480-hdmi-touchscreen-raspberry-pi-detail.html>
- Wiethuchter, C. F. (2014). Ruptura del ligamento cruzado craneal en perros. *CES Medicina Veterinaria y Zootecnia*, 9(2), 324–337.
http://www.scielo.org.co/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1900-96072014000200015&lng=en&nrm=iso&tlng=es
- Zaballos García, M., Almendral Garrote, J., & Navia Roque, J. (2005). Anestesia y electrofisiología cardíaca (Parte I). *Rev. Esp. Anesthesiol. Reanim*, 276–290.

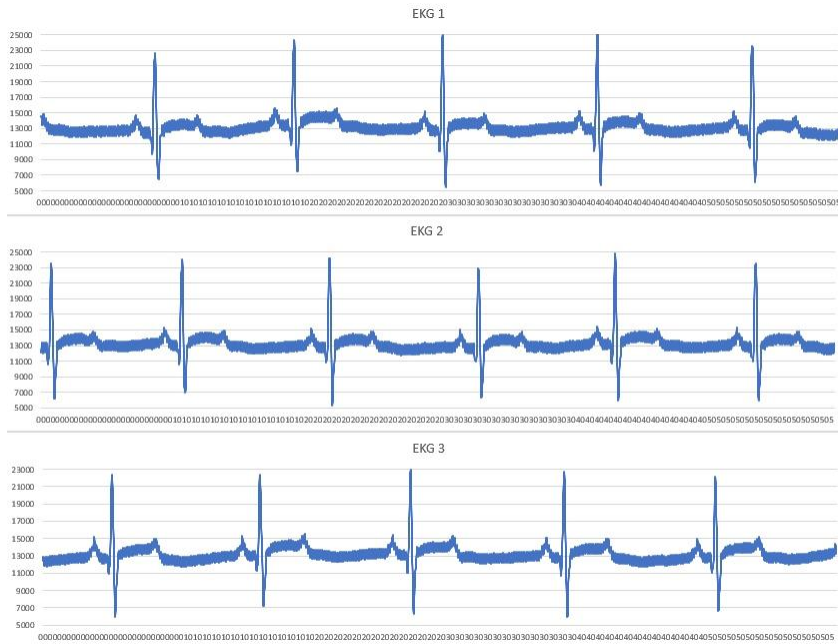
ANEXOS

Anexo A EKG Voluntarios

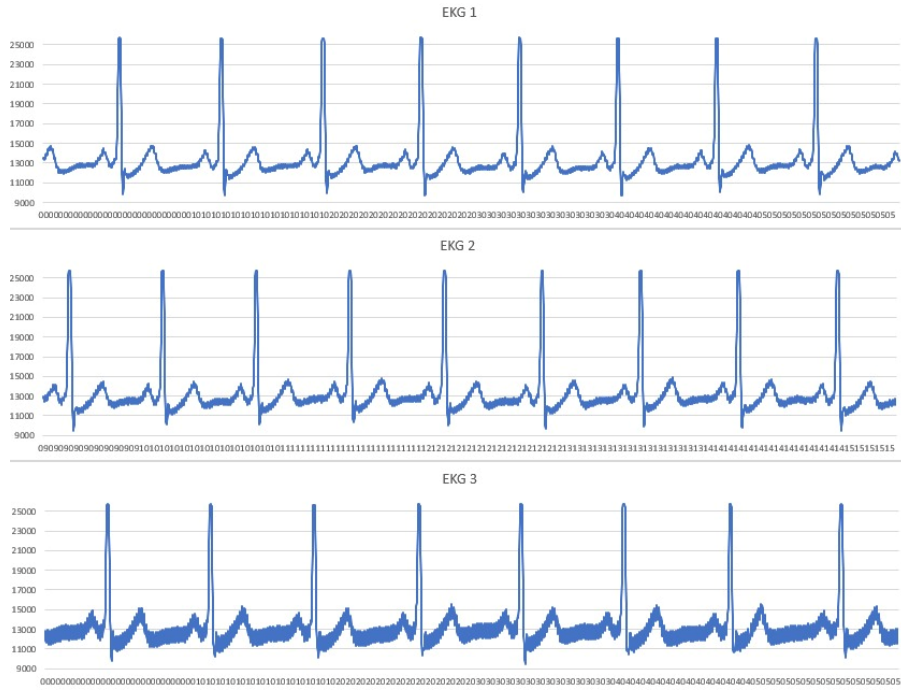
Voluntario 1



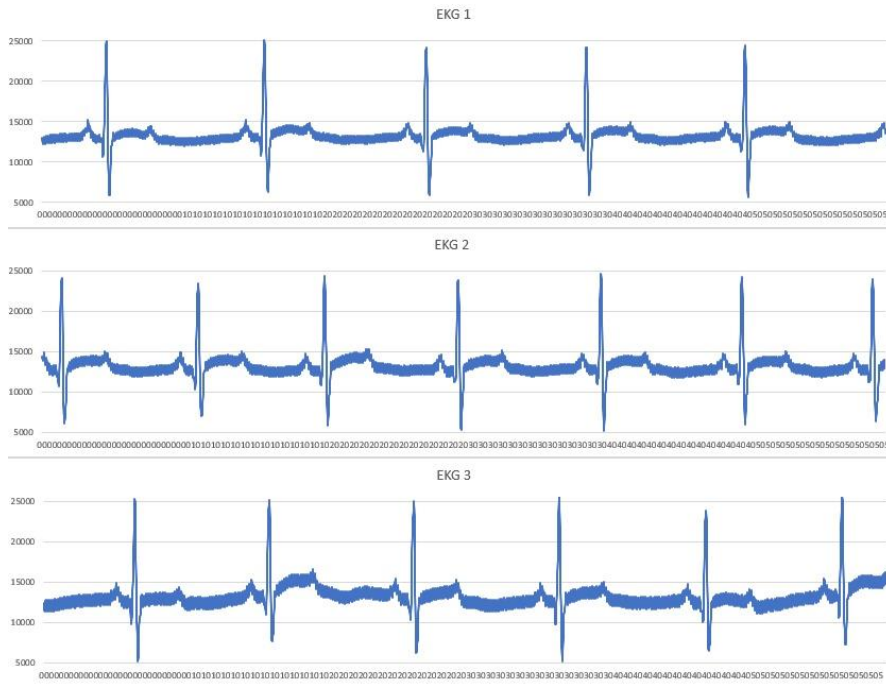
Voluntario 2



Voluntario 3

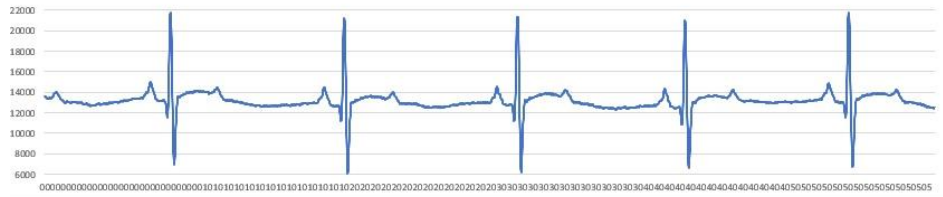


Voluntario 4

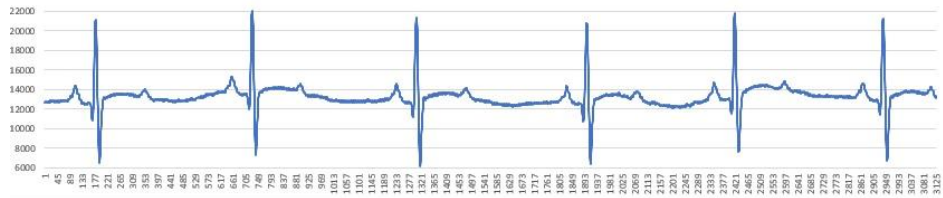


Voluntario 5

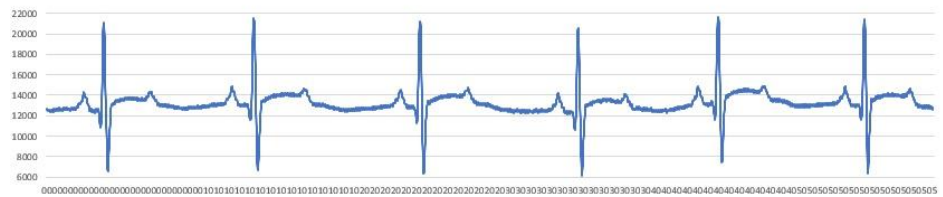
EKG 1



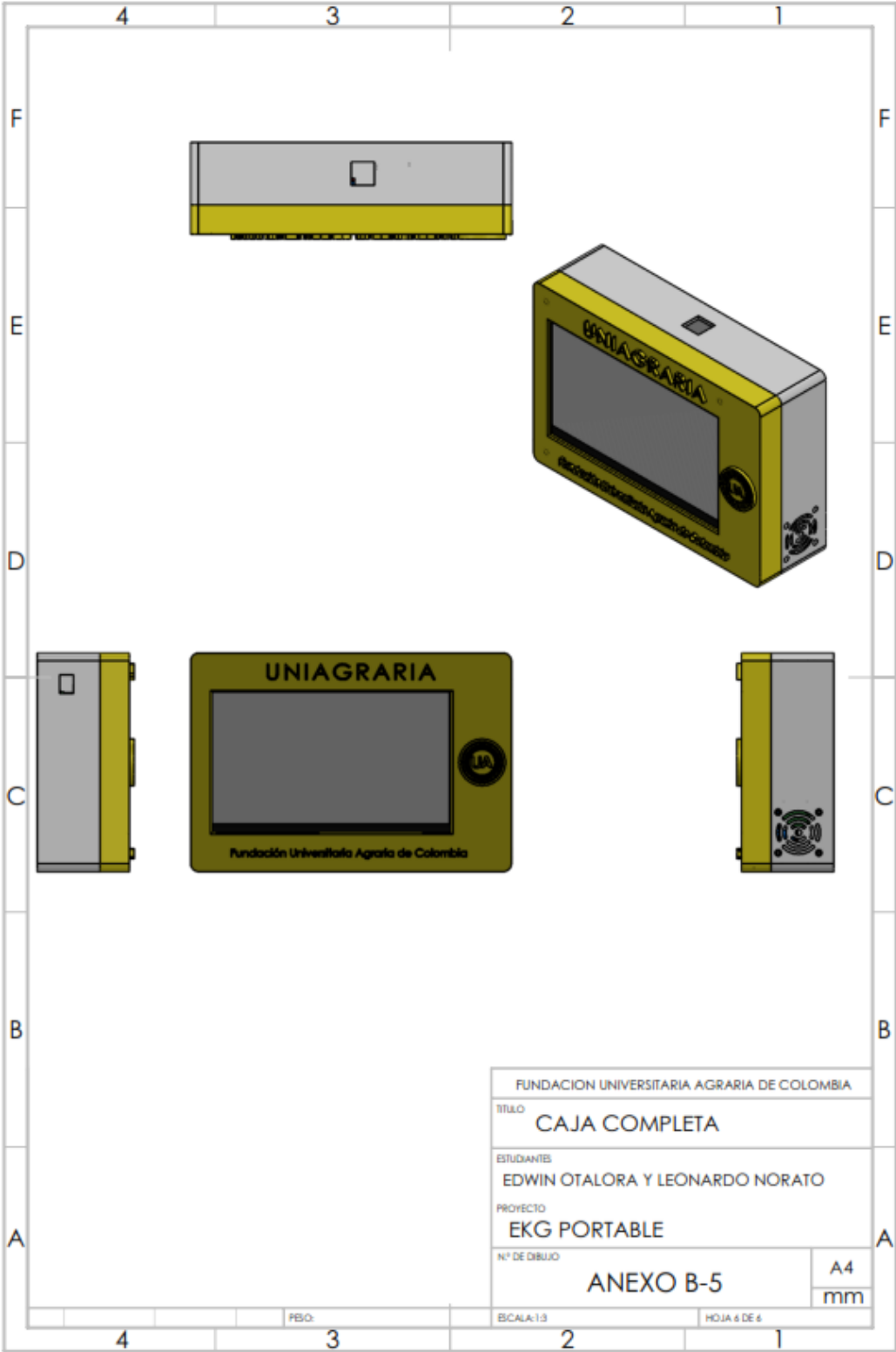
EKG 2

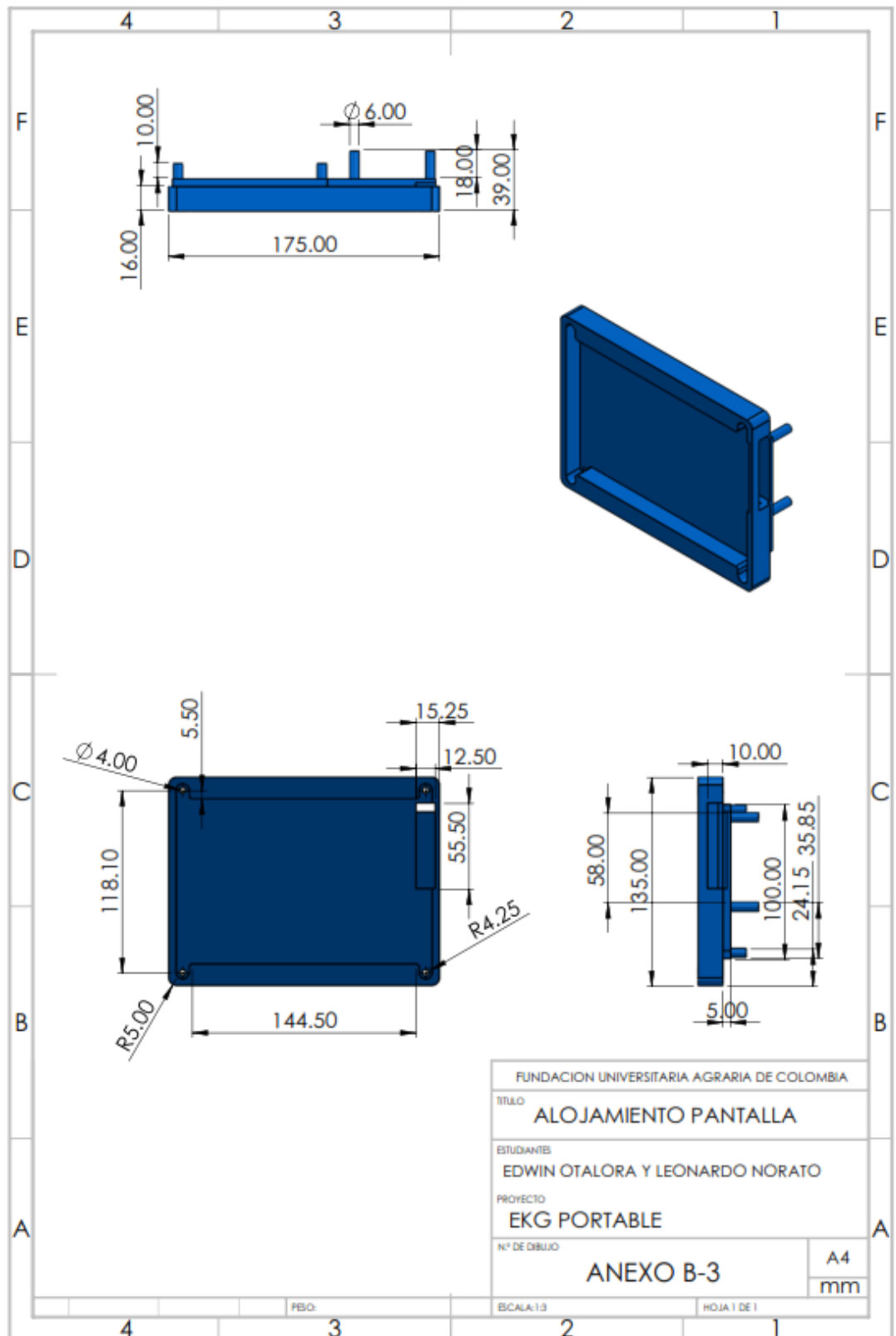


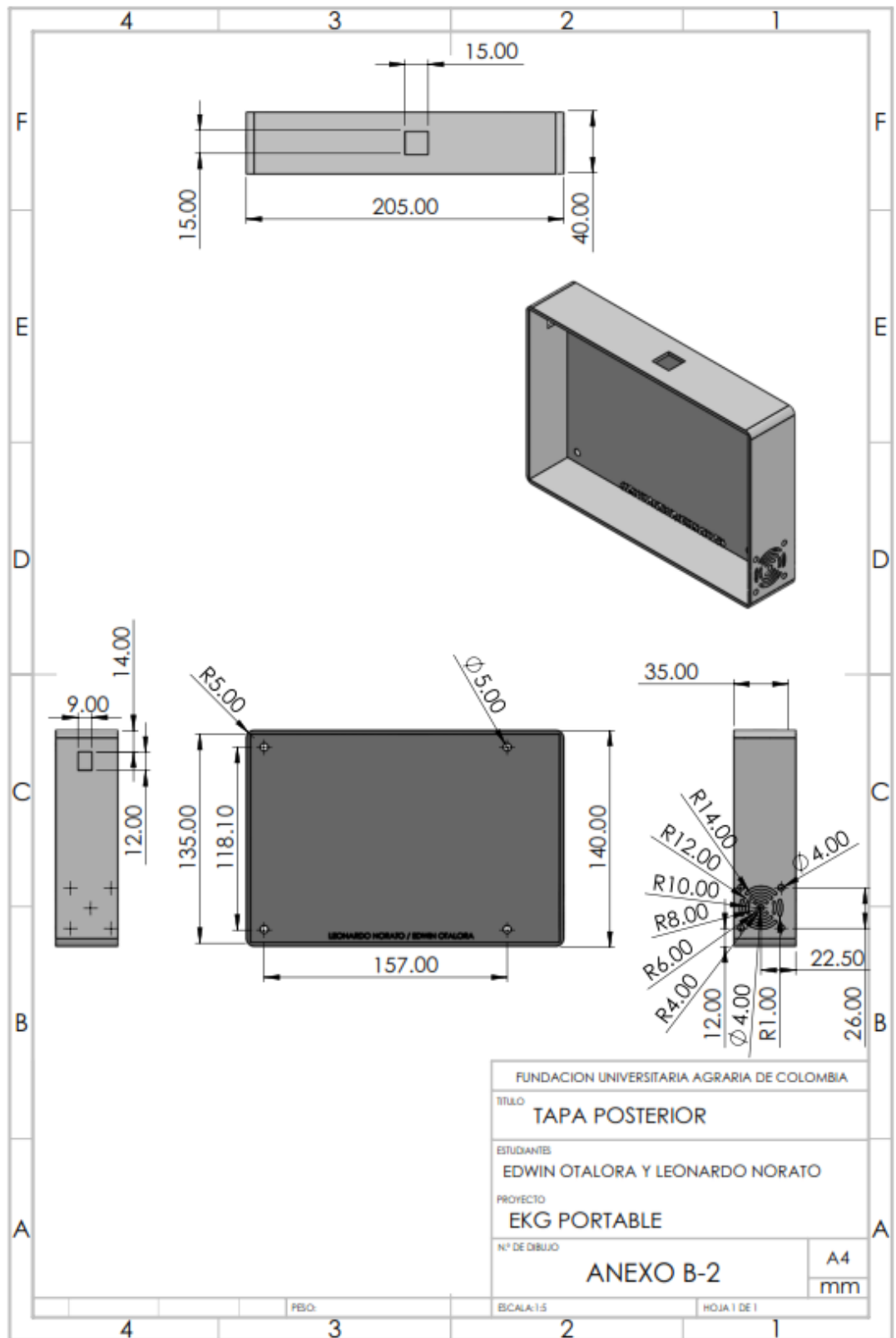
EKG 3

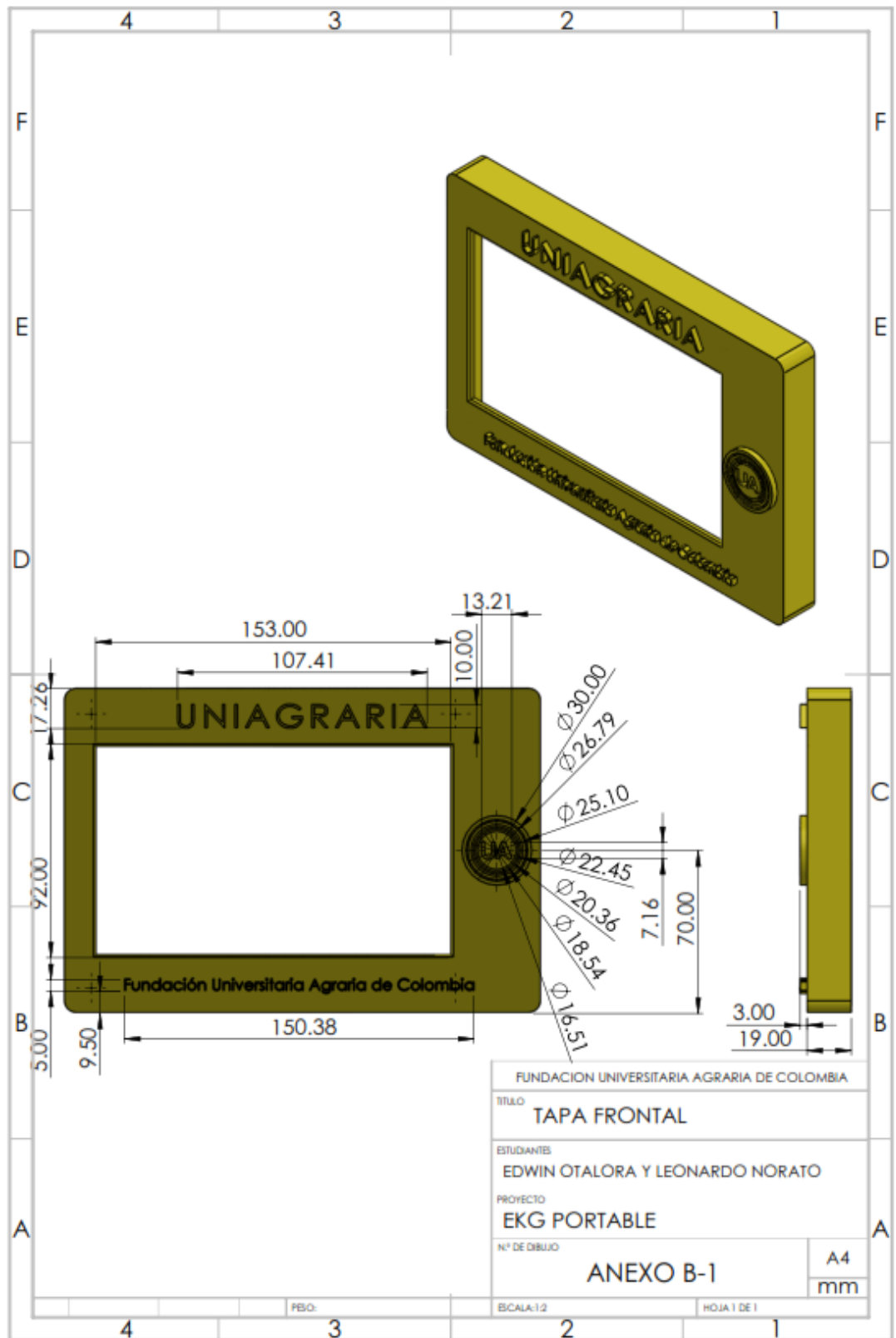


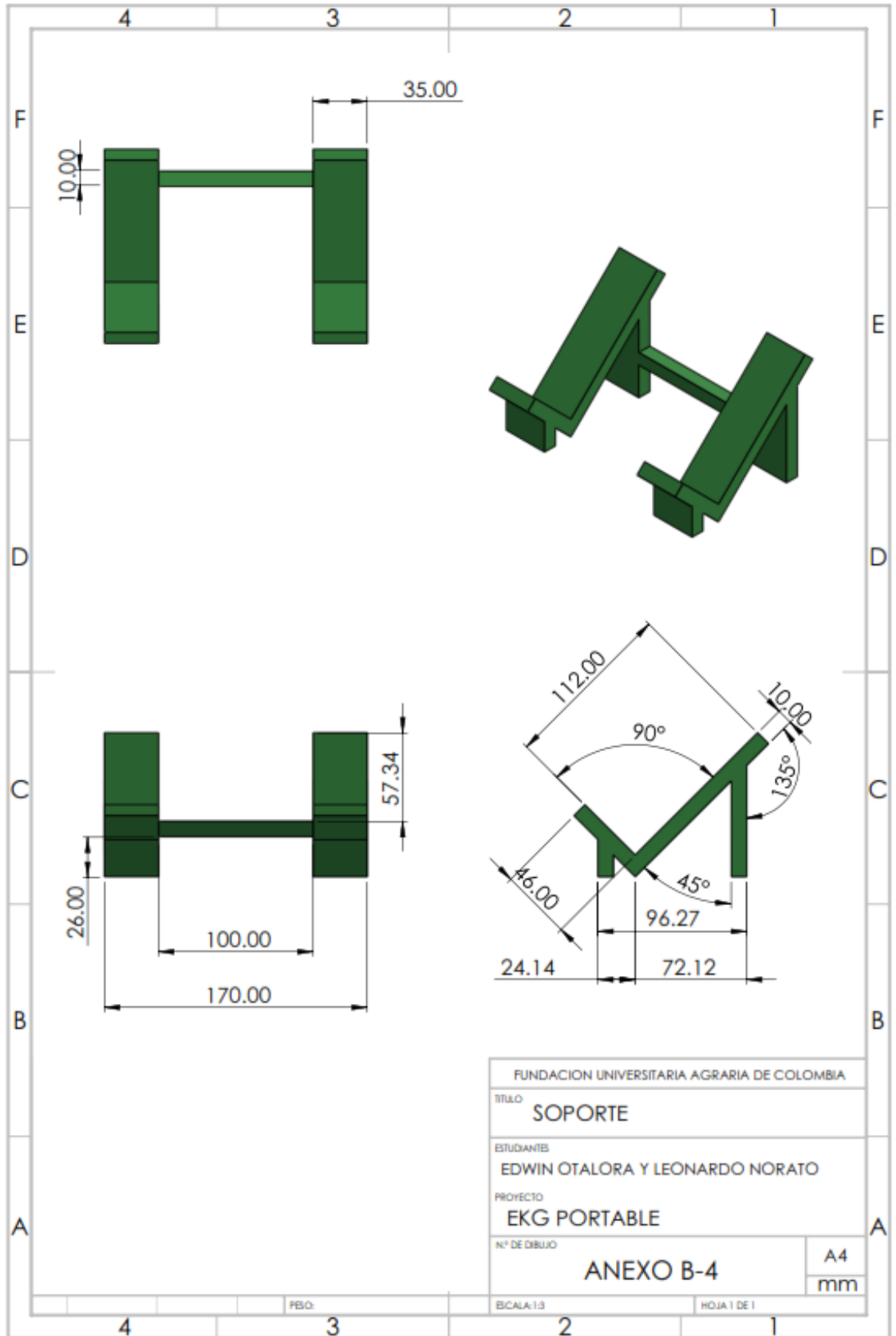
Anexo B. Planos



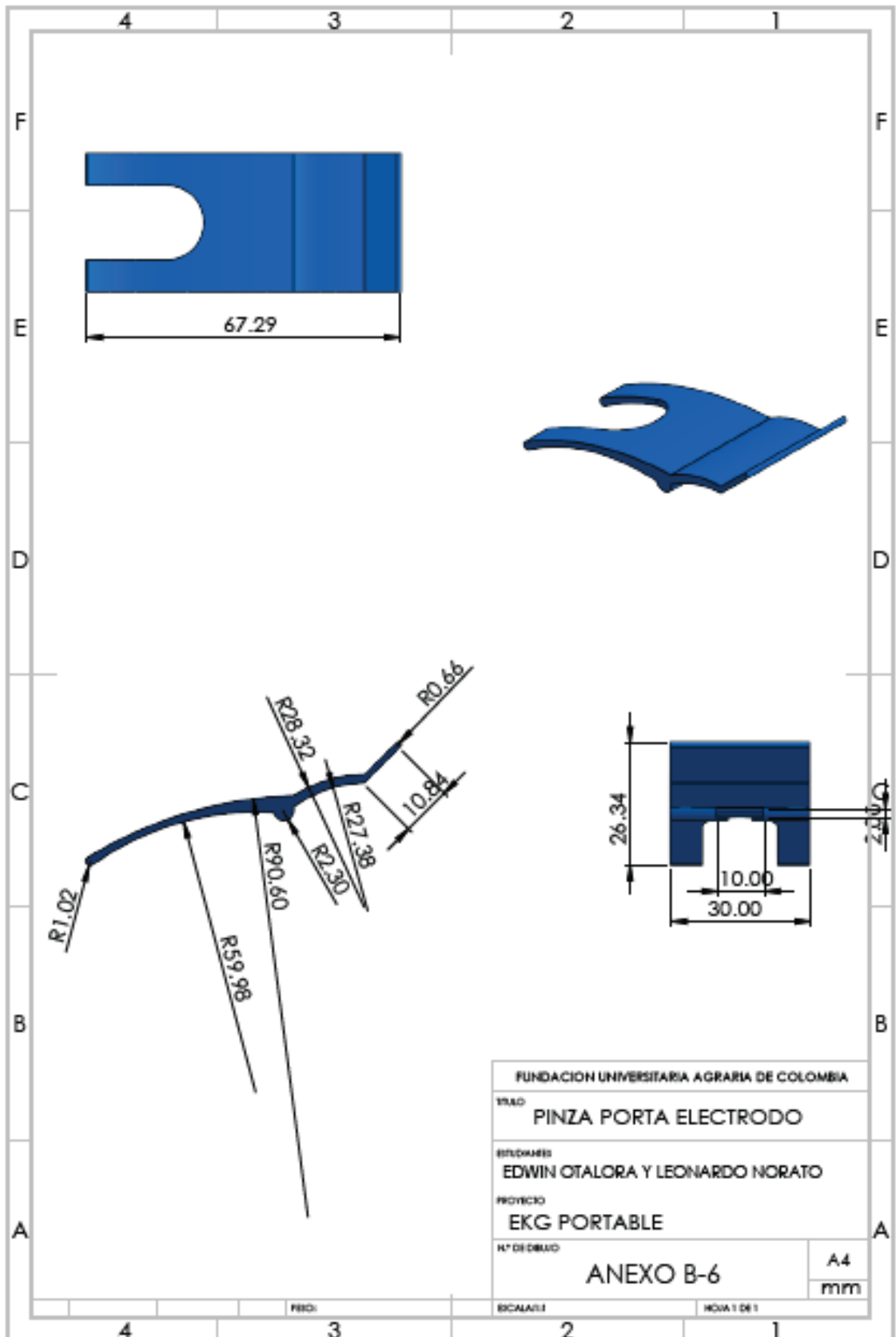








FUNDACION UNIVERSITARIA AGRARIA DE COLOMBIA	
TITULO SOPORTE	
ESTUDIANTES EDWIN OTALORA Y LEONARDO NORATO	
PROYECTO EKG PORTABLE	
N° DE DIBUJO ANEXO B-4	A4 mm
ESCALA: 1:3	HOJA 1 DE 1



FUNDACION UNIVERSITARIA AGRARIA DE COLOMBIA	
TITULO PINZA PORTA ELECTRODO	
ESTUDIANTE EDWIN OTALORA Y LEONARDO NORATO	
PROYECTO EKG PORTABLE	
N° DE DIBUJO ANEXO B-6	A4 mm
ESCALA: 1:1	HOJA 1 DE 1

ANALOG DEVICES Single-Lead, Heart Rate Monitor Front End
AD8232

Data Sheet

FEATURES

- Fully integrated single-lead ECG front end
- Low supply current: 170 μ A (typical)
- Common-mode rejection ratio: 80 dB (dc to 60 Hz)
- Two or three electrode configurations
- High signal gain ($G = 100$) with dc blocking capabilities
- 2-pole adjustable high-pass filter
- Accepts up to ± 300 mV of half cell potential
- Fast restore feature improves filter settling
- Uncommitted op amp
- 3-pole adjustable low-pass filter with adjustable gain
- Leads off detection: ac or dc options
- Integrated right leg drive (RLD) amplifier
- Single-supply operation: 2.0 V to 3.5 V
- Integrated reference buffer generates virtual ground
- Rail-to-rail output
- Internal RFI filter
- 8 kV HBM ESD rating
- Shutdown pin
- 20-lead 4 mm \times 4 mm LFCSP package

APPLICATIONS

- Fitness and activity heart rate monitors
- Portable ECG
- Remote health monitors
- Gaming peripherals
- Biopotential signal acquisition

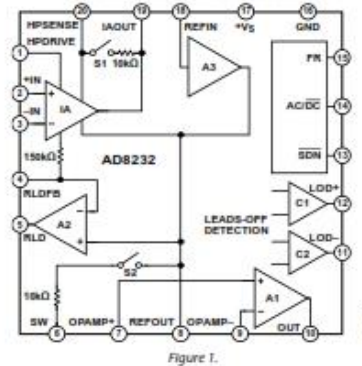
GENERAL DESCRIPTION

The AD8232 is an integrated signal conditioning block for ECG and other biopotential measurement applications. It is designed to extract, amplify, and filter small biopotential signals in the presence of noisy conditions, such as those created by motion or remote electrode placement. This design allows for an ultralow power analog-to-digital converter (ADC) or an embedded microcontroller to acquire the output signal easily.

The AD8232 can implement a two-pole high-pass filter for eliminating motion artifacts and the electrode half-cell potential. This filter is tightly coupled with the instrumentation architecture of the amplifier to allow both large gain and high-pass filtering in a single stage, thereby saving space and cost.

An uncommitted operational amplifier enables the AD8232 to create a three-pole low-pass filter to remove additional noise. The user can select the frequency cutoff of all filters to suit different types of applications.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



To improve common-mode rejection of the line frequencies in the system and other undesired interferences, the AD8232 includes an amplifier for driven lead applications, such as right leg drive (RLD).

The AD8232 includes a fast restore function that reduces the duration of otherwise long settling tails of the high-pass filters. After an abrupt signal change that rails the amplifier (such as a leads off condition), the AD8232 automatically adjusts to a higher filter cutoff. This feature allows the AD8232 to recover quickly, and therefore, to take valid measurements soon after connecting the electrodes to the subject.

The AD8232 is available in a 4 mm \times 4 mm, 20-lead LFCSP package. Performance is specified from 0°C to 70°C and is operational from -40° C to $+85^{\circ}$ C.

Rev. A [Document Feedback](#)
 Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Standby Operation	19
Applications.....	1	Input Protection	19
Functional Block Diagram	1	Radio Frequency Interference (RFI).....	20
General Description.....	1	Power Supply Regulation and Bypassing	20
Revision History	2	Input Referred Offsets	20
Specifications.....	3	Layout Recommendations	20
Absolute Maximum Ratings.....	5	Applications Information.....	21
ESD Caution.....	5	Eliminating Electrode Offsets	21
Pin Configuration and Function Descriptions.....	6	High-Pass Filtering	21
Typical Performance Characteristics	7	Low-Pass Filtering and Gain.....	23
Instrumentation Amplifier Performance Curves.....	7	Driving Analog-to-Digital Converters.....	23
Operational Amplifier Performance Curves	10	Driven Electrode	23
Right Leg Drive (RLD) Amplifier Performance Curves	13	Application Circuits	24
Reference Buffer Performance Curves	14	Heart Rate Measurement Next to the Heart.....	24
System Performance Curves	15	Exercise Application: Heart Rate Measured at the Hands....	24
Theory of Operation	16	Cardiac Monitor Configuration	25
Architecture Overview	16	Portable Cardiac Monitor with Elimination of Motion	
Instrumentation Amplifier.....	16	Artifacts	25
Operational Amplifier	16	Packaging and Ordering Information	27
Right Leg Drive Amplifier.....	17	Outline Dimensions.....	27
Reference Buffer	17	Ordering Guide	27
Fast Restore Circuit.....	17		
Leads Off Detection.....	18		

REVISION HISTORY

2/13—Rev. 0 to Rev. A		Changes to Input Referred Offsets Section.....	21
Changes to Table 1.....	4	Changes to Figure 53 and High-Pass Filtering Section.....	22
Changes to Table 2.....	6	Changes to Additional High-Pass Filtering Options Section;	
Change to Figure 17.....	9	Added Table 4	23
Changes to Figure 22 and Figure 25.....	11	Changes to Low-Pass Filtering and Gain Section; Added Driving	
Changes to Figure 34 and Figure 36.....	14	Analog-to-Digital Converters Section and Figure 61.....	24
Changes to Figure 45, Architecture Overview Section, and		Changes to Figure 62, Figure 64, and Heart Rate Measurement	
Instrumentation Amplifier Section.....	17	Next to the Heart Section.....	25
Changes to Right Leg Drive Amplifier Section, Reference Buffer		Changes to Exercise Application: Heart Rate Measured at the	
Section, Fast Restore Circuit Section, and Figure 48; Added		Hands and Figure 66.....	26
Figure 46, Renumbered Sequentially.....	18	Changes to Figure 68.....	27
Changes to Figure 49.....	19		
Changes to AC Leads Off Detection Section and Standby			
Operation Section.....	20		

8/12—Revision 0: Initial Version

SPECIFICATIONS

$V_S = 3\text{ V}$, $V_{IREF} = 1.5\text{ V}$, $V_{CM} = 1.5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, FR=low, SDN=high, $\overline{\text{AC/DC}}$ = low, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
INSTRUMENTATION AMPLIFIER						
Common-Mode Rejection Ratio, DC to 60 Hz	CMRR	$V_{CM} = 0.35\text{ V to } 2.85\text{ V}$, $V_{DIFF} = 0\text{ V}$	80	86		dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CM} = 0.35\text{ V to } 2.85\text{ V}$, $V_{DIFF} = \pm 0.3\text{ V}$		80		dB
Offset Voltage (RTI)	V_{OS}	$V_S = 2.0\text{ V to } 3.5\text{ V}$	76	90		dB
Instrumentation Amplifier Inputs				3	8	mV
DC Blocking Input ¹				5	50	μV
Average Offset Drift				10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Instrumentation Amplifier Inputs				0.05		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
DC Blocking Input ¹				50	200	pA
Input Bias Current	I_b	$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		1		nA
Input Offset Current	I_{OS}	$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		25	100	pA
Input Impedance				1		nA
Differential				10 7.5		G Ω pF
Common Mode				5 15		G Ω pF
Input Voltage Noise (RTI)						
Spectral Noise Density		$f = 1\text{ kHz}$		100		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Peak-to-Peak Voltage Noise		$f = 0.1\text{ Hz to } 10\text{ Hz}$		12		$\mu\text{V p-p}$
		$f = 0.5\text{ Hz to } 40\text{ Hz}$		14		$\mu\text{V p-p}$
Input Voltage Range		$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$	0.2		+ V_S	V
DC Differential Input Range	V_{DIFF}		-300		+300	mV
Output						
Output Swing		$R_L = 50\text{ k}\Omega$	0.1		+ $V_S - 0.1$	V
Short-Circuit Current	I_{OUT}			6.3		mA
Gain	A_V			100		V/V
Gain Error		$V_{DIFF} = 0\text{ V}$		0.4		%
		$V_{DIFF} = -300\text{ mV to } +300\text{ mV}$		1	3.5	%
Average Gain Drift		$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		12		ppm/ $^\circ\text{C}$
Bandwidth	BW			2		kHz
RFI Filter Cutoff (Each Input)				1		MHz
OPERATIONAL AMPLIFIER (A1)						
Offset Voltage	V_{OS}			1	5	mV
Average TC		$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	I_b	$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		100		pA
Input Offset Current	I_{OS}	$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		1		nA
		$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		100		pA
Input Voltage Range			0.1		+ $V_S - 0.1$	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = 0.5\text{ V to } 2.5\text{ V}$		100		dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR			100		dB
Large Signal Voltage Gain	A_{VD}			110		dB
Output Voltage Range		$R_L = 50\text{ k}\Omega$	0.1		+ $V_S - 0.1$	V
Short-Circuit Current Limit	I_{OUT}			12		mA
Gain Bandwidth Product	GBP			100		kHz
Slew Rate	SR			0.02		V/ μs
Voltage Noise Density (RTI)	e_n	$f = 1\text{ kHz}$		60		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Peak-to-Peak Voltage Noise (RTI)	e_{npp}	$f = 0.1\text{ Hz to } 10\text{ Hz}$		6		$\mu\text{V p-p}$
		$f = 0.5\text{ Hz to } 40\text{ Hz}$		8		$\mu\text{V p-p}$

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
RIGHT LEG DRIVE AMPLIFIER (A2)						
Output Swing		$R_L = 50\text{ k}\Omega$	0.1		$+V_S - 0.1$	V
Short-Circuit Current	I_{out}			11		mA
Integrator Input Resistor			120	150	180	k Ω
Gain Bandwidth Product	GDP			100		kHz
REFERENCE BUFFER (A3)						
Offset Error	V_{OS}	$R_L > 50\text{ k}\Omega$		1		mV
Input Bias Current	I_B			100		pA
Short-Circuit Current Limit	I_{out}			12		mA
Voltage Range		$R_L = 50\text{ k}\Omega$	0.1		$+V_S - 0.7$	V
DC LEADS OFF COMPARATORS						
Threshold Voltage				$+V_S - 0.5$		V
Hysteresis				60		mV
Propagation Delay				0.5		μ s
AC LEADS OFF DETECTOR						
Square Wave Frequency	F_{AC}		50	100	175	kHz
Square Wave Amplitude	I_{AC}			200		nA p-p
Impedance Threshold		Between +IN and -IN	10	20		M Ω
Detection Delay				110		μ s
FAST RESTORE CIRCUIT						
Switches						
On Resistance	R_{ON}	S1 and S2	8	10	12	k Ω
Off Leakage				100		pA
Window Comparator						
Threshold Voltage		From either rail		50		mV
Propagation Delay				2		μ s
Switch Timing Characteristics						
Feedback Recovery Switch On Time	t_{SW1}			110		ms
Filter Recovery Switch On Time	t_{SW2}			55		ms
Fast Restore Reset	t_{SR1}			2		μ s
LOGIC INTERFACE						
Input Characteristics						
Input Voltage ($\overline{AC/DC}$ and FR)						
Low	V_L			1.24		V
High	V_H			1.35		V
Input Voltage (\overline{SDN})						
Low	V_L			2.1		V
High	V_H			0.5		V
Output Characteristics						
Output Voltage						
Low	V_{OL}	LOD+ and LOD- terminals		0.05		V
High	V_{OH}			2.95		V
SYSTEM SPECIFICATIONS						
Quiescent Supply Current						
		$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		170	230	μ A
Shutdown Current						
		$T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		210		μ A
				40	500	nA
				100		nA
Supply Range						
			2.0		3.5	V
Specified Temperature Range						
			0		70	$^\circ\text{C}$
Operational Temperature Range						
			-40		+85	$^\circ\text{C}$

¹ Offset referred to the input of the instrumentation amplifier inputs. See the Input Referred Offsets section for additional information.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

Parameter	Rating
Supply Voltage	3.6 V
Output Short-Circuit Current Duration	Indefinite
Maximum Voltage, Any Terminal ¹	+V _S + 0.3 V
Minimum Voltage, Any Terminal ¹	-0.3 V
Storage Temperature Range	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Maximum Junction Temperature	140°C
θ _{JA} Thermal Impedance ²	48°C/W
θ _{JC} Thermal Impedance	4.4°C/W
ESD Rating	
Human Body Model (HBM)	8 kV
Charged Device Model (FICDM)	1.25 kV
Machine Model (MM)	200 V

¹ This level or the maximum specified supply voltage, whichever is the lesser, indicates the superior voltage limit for any terminal. If input voltages beyond the specified minimum or maximum voltages are expected, place resistors in series with the inputs to limit the current to less than 5 mA.

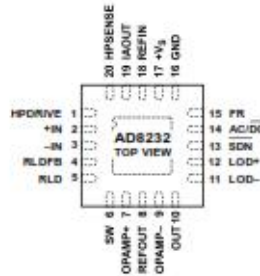
² θ_{JA} is specified for a device in free air on a 4-layer JEDEC board.

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

ESD CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

PIN CONFIGURATION AND FUNCTION DESCRIPTIONS



NOTES
1. CONNECT THE EXPOSED PAD TO GND OR LEAVE UNCONNECTED.

Figure 2. Pin Configuration

Table 3. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	HPDRIVE	High-Pass Driver Output. Connect HPDRIVE to the capacitor in the first high-pass filter. The AD8232 drives this pin to keep HPSENSE at the same level as the reference voltage.
2	+IN	Instrumentation Amplifier Positive Input. +IN is typically connected to the left arm (LA) electrode.
3	-IN	Instrumentation Amplifier Negative Input. -IN is typically connected to the right arm (RA) electrode.
4	RLDFB	Right Leg Drive Feedback Input. RLDFB is the feedback terminal for the right leg drive circuit.
5	RLD	Right Leg Drive Output. Connect the driven electrode (typically, right leg) to the RLD pin.
6	SW	Fast Restore Switch Terminal. Connect this terminal to the output of the second high-pass filter.
7	OPAMP+	Operational Amplifier Noninverting Input.
8	REFOUT	Reference Buffer Output. The instrumentation amplifier output is referenced to this potential. Use REFOUT as a virtual ground for any point in the circuit that needs a signal reference.
9	OPAMP-	Operational Amplifier Inverting Input.
10	OUT	Operational Amplifier Output. The fully conditioned heart rate signal is present at this output. OUT can be connected to the input of an ADC.
11	LOD-	Leads Off Comparator Output. In dc leads off detection mode, LOD- is high when the electrode to -IN is disconnected, and it is low when connected. In ac leads off detection mode, LOD- is always low.
12	LOD+	Leads Off Comparator Output. In dc leads off detection mode, LOD+ is high when the +IN electrode is disconnected, and it is low when connected. In ac leads off detection mode, LOD+ is high when either the -IN or +IN electrode is disconnected, and it is low when both electrodes are connected.
13	SDN	Shutdown Control Input. Drive SDN low to enter the low power shutdown mode.
14	AC/DC	Leads Off Mode Control Input. Drive the AC/DC pin low for dc leads off mode. Drive the AC/DC pin high for ac leads off mode.
15	FR	Fast Restore Control Input. Drive FR high to enable fast recovery mode; otherwise, drive it low.
16	GND	Power Supply Ground.
17	+V _S	Power Supply Terminal.
18	REFIN	Reference Buffer Input. Use REFIN, a high impedance input terminal, to set the level of the reference buffer.
19	IAOUT	Instrumentation Amplifier Output Terminal.
20	HPSENSE	High-Pass Sense Input for Instrumentation Amplifier. Connect HPSENSE to the junction of R and C that sets the corner frequency of the dc blocking circuit.
	EP	Exposed Pad. Connect the exposed pad to GND or leave it unconnected.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

$V_S = 3\text{ V}$, $V_{REF} = 1.5\text{ V}$, $V_{CM} = 1.5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

INSTRUMENTATION AMPLIFIER PERFORMANCE CURVES

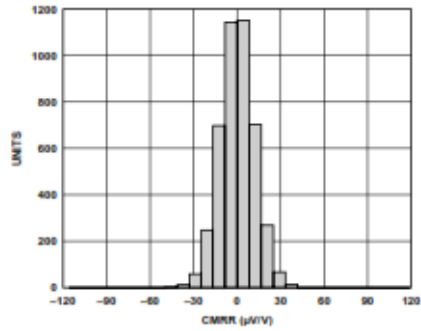


Figure 3. Instrumentation Amplifier CMRR Distribution

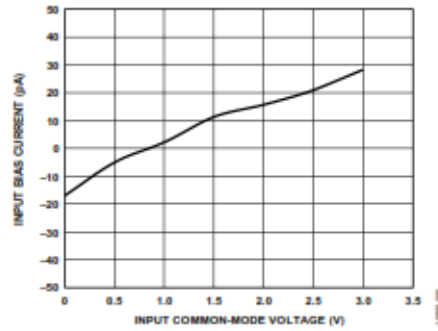


Figure 6. Instrumentation Amplifier Input Bias Current vs. CMV

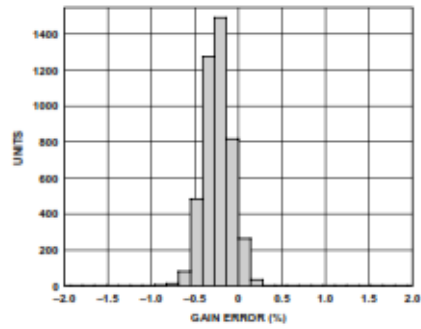


Figure 4. Instrumentation Amplifier Gain Error Distribution

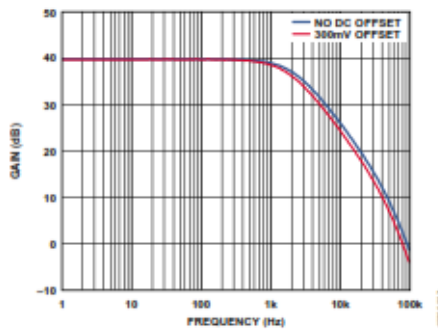


Figure 7. Instrumentation Amplifier Gain vs. Frequency

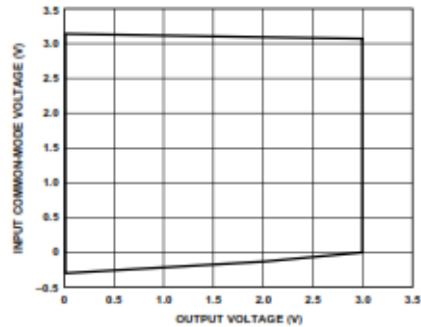


Figure 5. Instrumentation Amplifier Input Common-Mode Range vs. Output Voltage

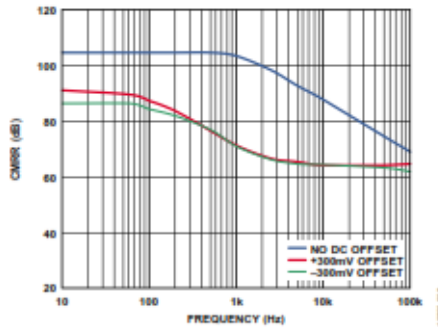


Figure 8. Instrumentation Amplifier CMRR vs. Frequency, RTI

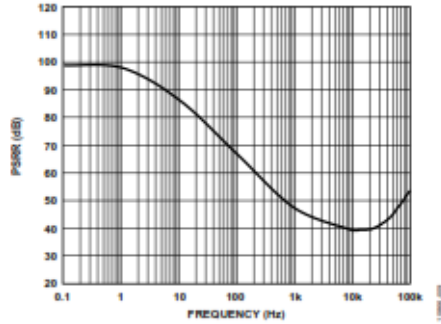


Figure 9. Instrumentation Amplifier PSRR vs. Frequency

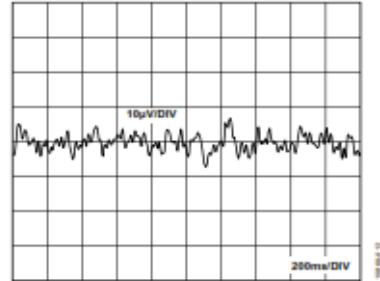


Figure 12. Instrumentation Amplifier 0.5 Hz to 40 Hz Noise

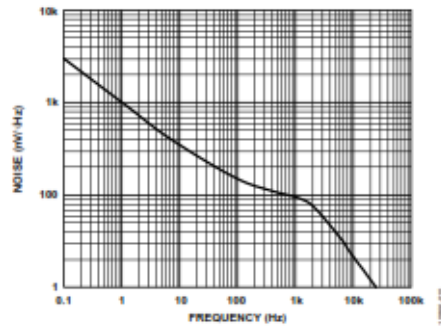


Figure 10. Instrumentation Amplifier Voltage Noise Spectral Density (RTI)

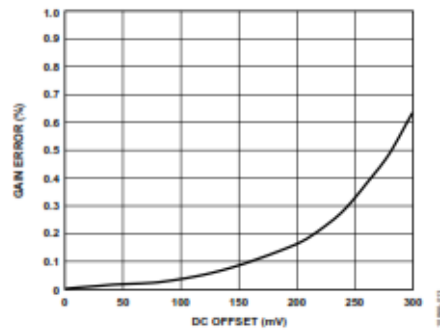


Figure 13. Instrumentation Amplifier Gain Error vs. DC Offset

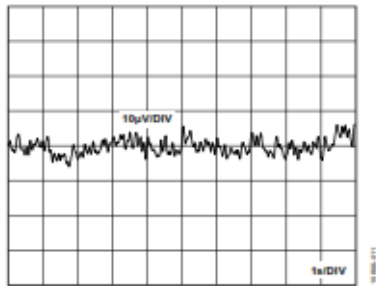


Figure 11. Instrumentation Amplifier 0.1 Hz to 10 Hz Noise

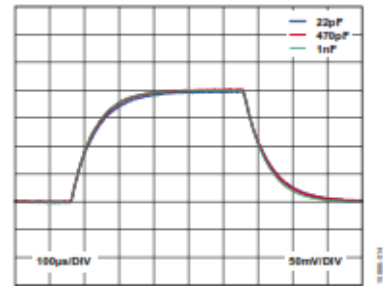


Figure 14. Instrumentation Amplifier Small Signal Pulse Response

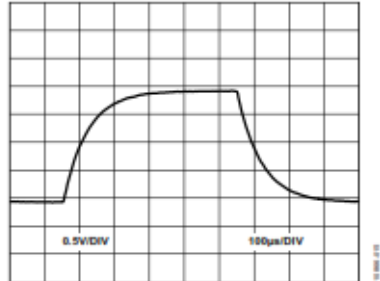


Figure 15. Instrumentation Amplifier Large Signal Pulse Response

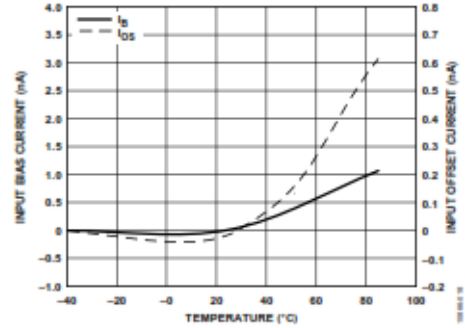


Figure 18. Instrumentation Amplifier Input Bias Current and Input Offset Current vs. Temperature

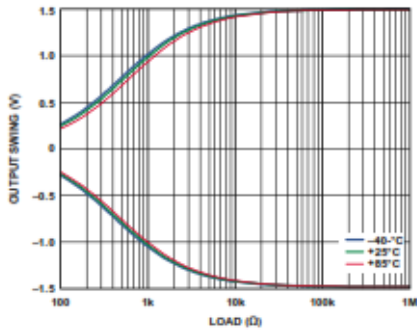


Figure 16. Instrumentation Amplifier Output Swing vs. Load

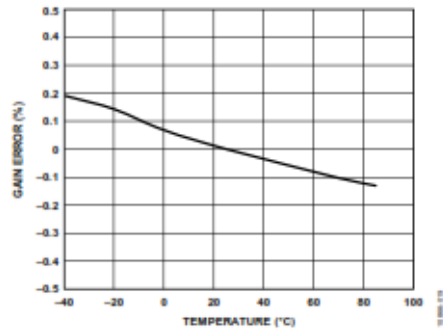


Figure 19. Instrumentation Amplifier Gain Error vs. Temperature

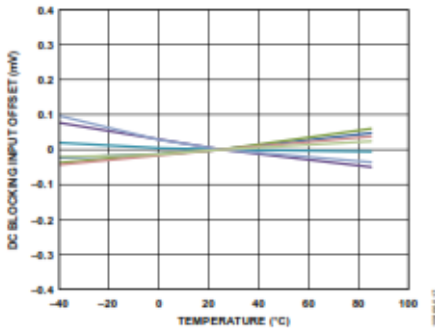


Figure 17. Instrumentation Amplifier DC Blocking Input Offset Drift

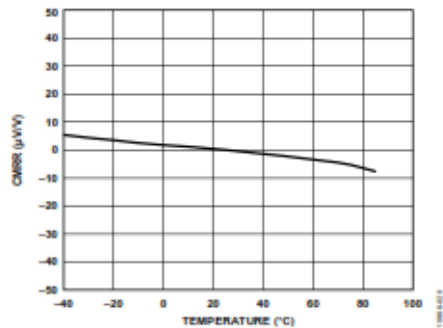


Figure 20. Instrumentation Amplifier CMRR vs. Temperature

OPERATIONAL AMPLIFIER PERFORMANCE CURVES

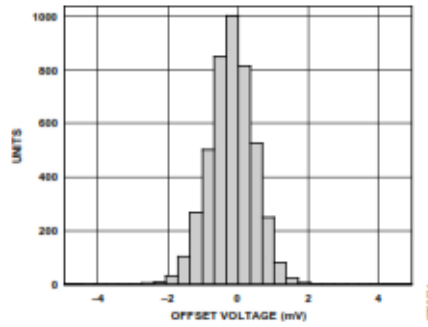


Figure 21. Operational Amplifier Offset Distribution

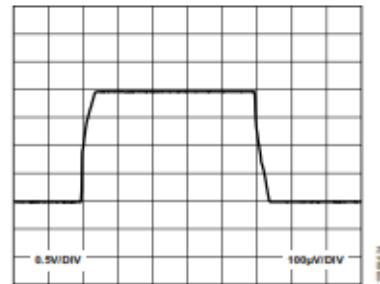


Figure 24. Operational Amplifier Large Signal Transient Response

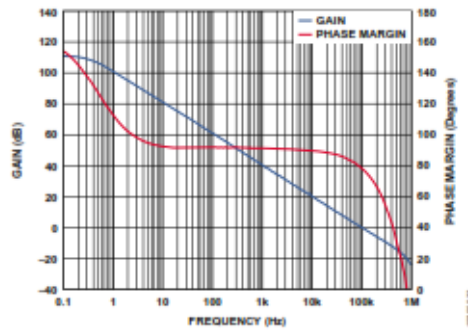


Figure 22. Operational Amplifier Open-Loop Gain and Phase vs. Frequency

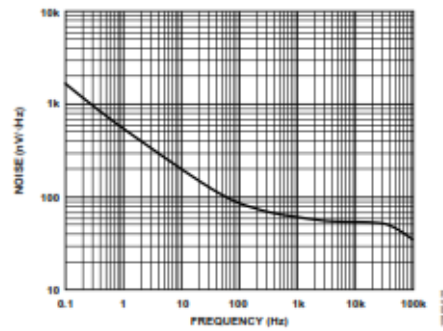


Figure 25. Operational Amplifier Voltage Spectral Noise Density vs. Frequency

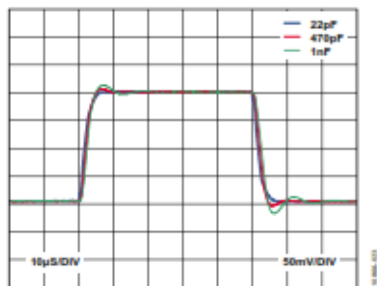


Figure 23. Operational Amplifier Small Signal Response for Various Capacitive Loads

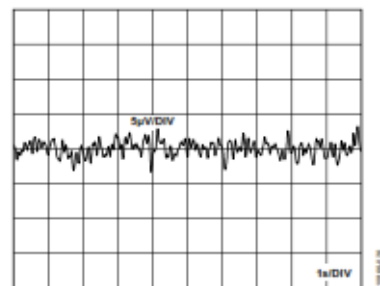


Figure 26. Operational Amplifier 0.1 Hz to 10 Hz Noise

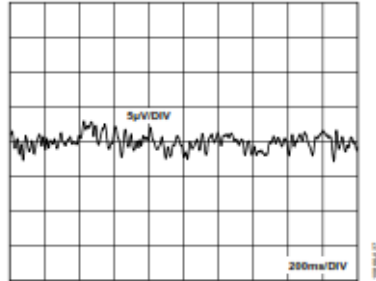


Figure 27. Operational Amplifier 0.5 Hz to 40 Hz Noise

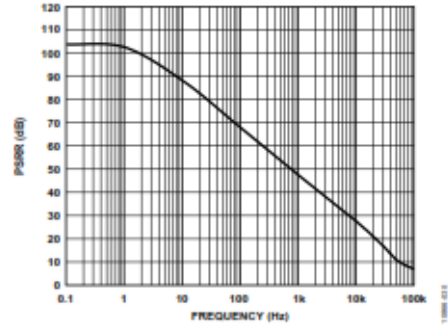


Figure 30. Operational Amplifier Power Supply Rejection Ratio

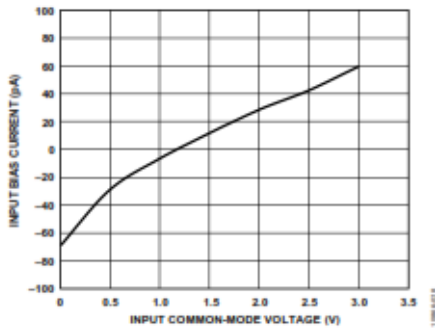


Figure 28. Operational Amplifier Bias Current vs. Input Common-Mode Voltage

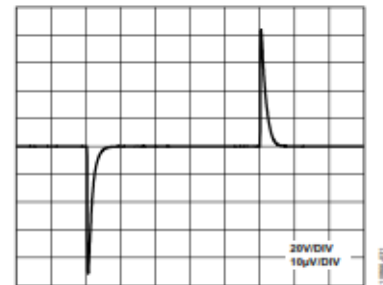


Figure 31. Operational Amplifier Load Transient Response (100 µA Load Change)

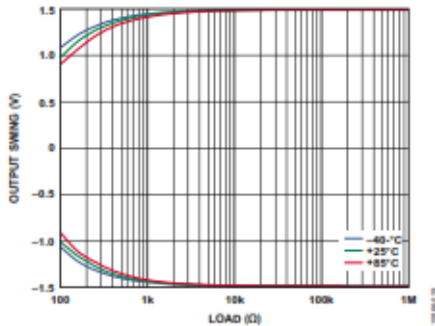


Figure 29. Operational Amplifier Output Voltage Swing vs. Output Current

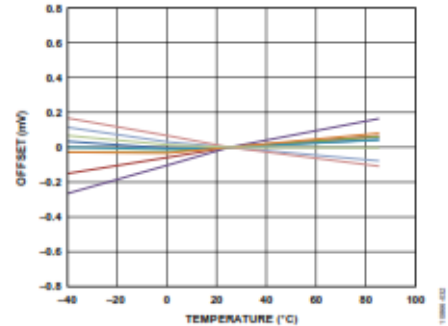


Figure 32. Operational Amplifier Offset vs. Temperature

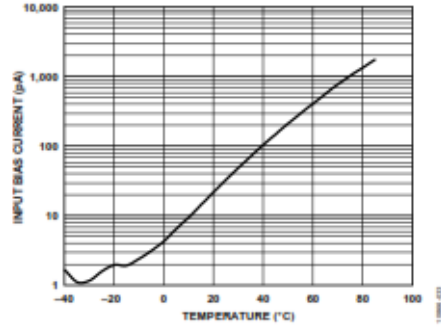


Figure 33. Operational Amplifier Bias Current vs. Temperature

RIGHT LEG DRIVE (RLD) AMPLIFIER PERFORMANCE CURVES

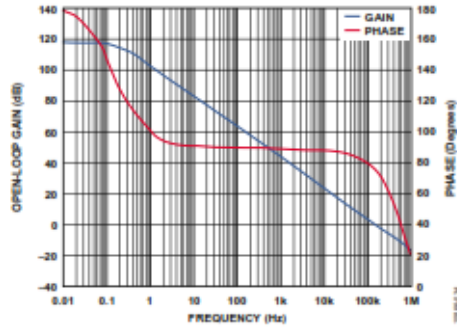


Figure 34. RLD Amplifier Open-Loop Gain and Phase vs. Frequency

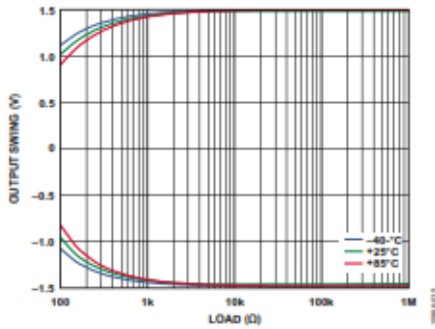


Figure 35. RLD Amplifier Output Voltage Swing vs. Output Current

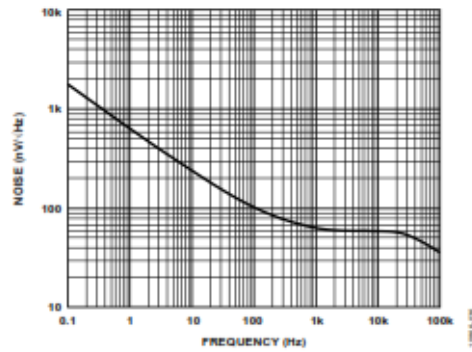


Figure 36. RLD Amplifier Voltage Spectral Noise Density vs. Frequency

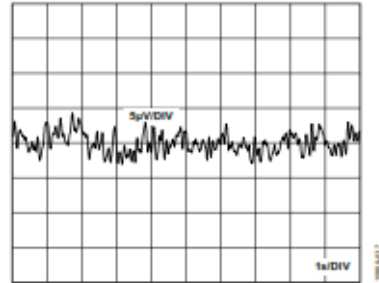


Figure 37. RLD Amplifier 0.1 Hz to 10 Hz Noise

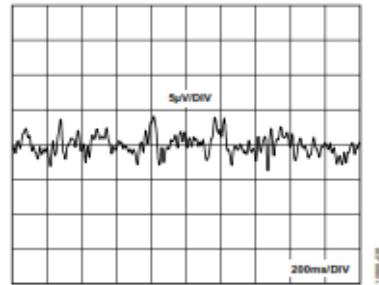


Figure 38. RLD Amplifier 0.5 Hz to 40 Hz Noise

REFERENCE BUFFER PERFORMANCE CURVES

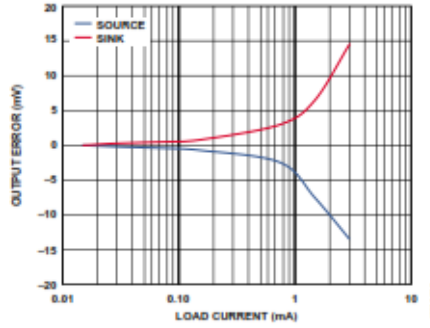


Figure 39. Reference Buffer Load Regulation

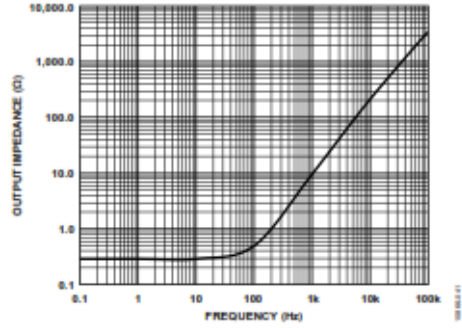


Figure 41. Reference Buffer Output Impedance vs. Frequency

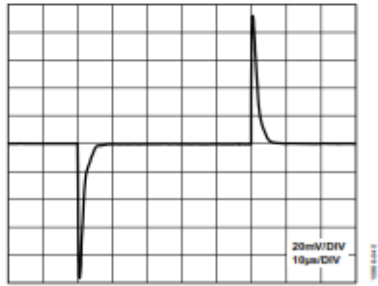


Figure 40. Reference Buffer Load Transient Response (100 μ A Load Change)

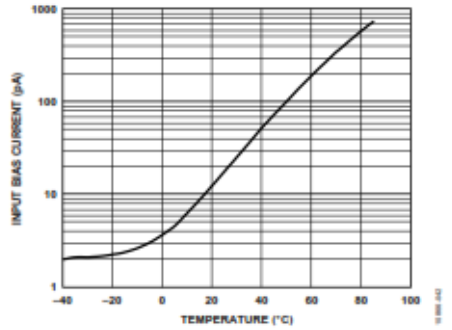


Figure 42. Reference Buffer Bias Current vs. Temperature

SYSTEM PERFORMANCE CURVES

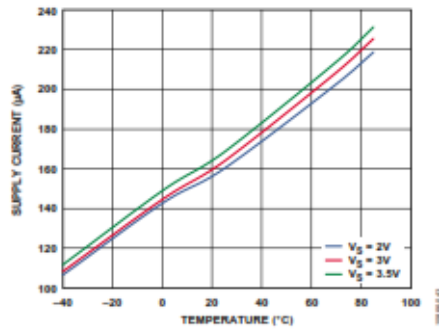


Figure 43. Supply Current vs. Temperature

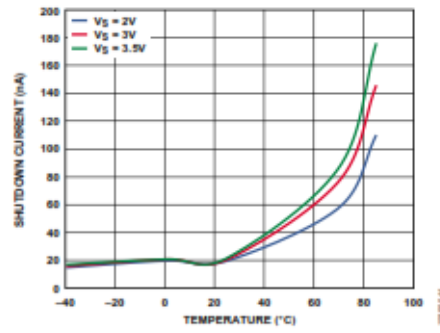


Figure 44. Shutdown Current vs. Temperature

THEORY OF OPERATION

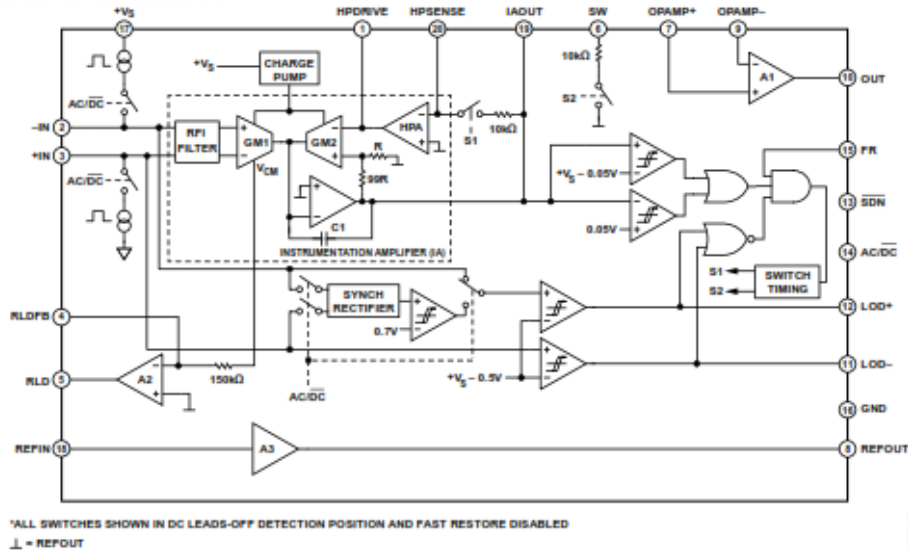


Figure 45. Simplified Schematic Diagram

ARCHITECTURE OVERVIEW

The AD8232 is an integrated front end for signal conditioning of cardiac biopotentials for heart rate monitoring. It consists of a specialized instrumentation amplifier (IA), an operational amplifier (A1), a right leg drive amplifier (A2), and a mid-supply reference buffer (A3). In addition, the AD8232 includes leads off detection circuitry and an automatic fast restore circuit that brings back the signal shortly after leads are reconnected.

The AD8232 contains a specialized instrumentation amplifier that amplifies the ECG signal while rejecting the electrode half-cell potential on the same stage. This is possible with an indirect current feedback architecture, which reduces size and power compared with traditional implementations.

INSTRUMENTATION AMPLIFIER

The instrumentation amplifier is shown in Figure 45 as comprised by two well-matched transconductance amplifiers (GM1 and GM2), the dc blocking amplifier (HPA), and an integrator formed by C1 and an op amp. The transconductance amplifier, GM1, generates a current that is proportional to the voltage present at its inputs. When the feedback is satisfied, an equal voltage appears across the inputs of the transconductance amplifier, GM2, thereby matching the current generated by GM1. The difference generates an error current that is integrated across Capacitor C1. The resulting voltage appears at the output of the instrumentation amplifier.

The feedback of the amplifier is applied via GM2 through two separate paths: the two resistors divide the output signal to set an overall gain of 100, whereas the dc blocking amplifier integrates any deviation from the reference level. Consequently, dc offsets as large as ± 300 mV across the GM1 inputs appear inverted and with the same magnitude across the inputs of GM2, all without saturating the signal of interest.

To increase the common-mode voltage range of the instrumentation amplifier, a charge pump boosts the supply voltage for the two transconductance amplifiers. This further prevents saturation of the amplifier in the presence of large common-mode signals, such as line interference. The charge pump runs from an internal oscillator, the frequency of which is set around 500 kHz.

OPERATIONAL AMPLIFIER

This general-purpose operational amplifier (A1) is a rail-to-rail device that can be used for low-pass filtering and to add additional gain. The following sections provide details and example circuits that use this amplifier.

RIGHT LEG DRIVE AMPLIFIER

The right leg drive (RLD) amplifier inverts the common-mode signal that is present at the instrumentation amplifier inputs. When the right leg drive output current is injected into the subject, it counteracts common-mode voltage variations, thus improving the common-mode rejection of the system.

The common-mode signal that is present across the inputs of the instrumentation amplifier is derived from the transconductance amplifier, GM1. It is then connected to the inverting input of A2 through a 150 kΩ resistor.

An integrator can be built by connecting a capacitor between the RLD FB and RLD terminals. A good starting point is a 1 nF capacitor, which places the crossover frequency at about 1 kHz (the frequency at which the amplifier has an inverting unity gain). This configuration results in about 26 dB of loop gain available at a frequency range from 50 Hz to 60 Hz for common-mode line rejection. Higher capacitor values reduce the crossover frequency, thereby reducing the gain that is available for rejection and, consequently, increasing the line noise. Lower capacitor values move the crossover frequency to higher frequencies, allowing increased gain. The tradeoff is that with higher gain, the system can become unstable and saturate the output of the right leg amplifier.

Note that when using this amplifier to drive an electrode, there should be a resistor in series with the output to limit the current to be always less than 10 μA even in fault conditions. For example, if the supply used is 3.0V, this resistor should be greater than 330kΩ to account for component and supply variations.

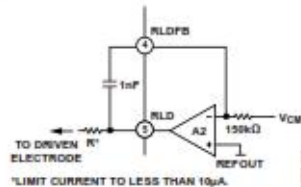


Figure 46. Typical Configuration of Right-Leg Drive Circuit

In two-electrode configurations, RLD can be used to bias the inputs through 10MΩ resistors as described in the Leads Off Detection section. If left unused, it is recommended to configure A2 as a follower by connecting RLDFB directly to RLD.

REFERENCE BUFFER

The AD8232 operates from a single supply. To simplify the design of single-supply applications, the AD8232 includes a reference buffer to create a virtual ground between the supply voltage and the system ground. The signals present at the output of the instrumentation amplifier are referenced around this voltage. For example, if there is zero differential input voltage,

the voltage at the output of the instrumentation amplifier is this reference voltage.

The reference voltage level is set at the REFIN pin. It can be set with a voltage divider or by driving the REFIN pin from some other point in the circuit (for example, from the ADC reference). The voltage is available at the REFOUT pin for the filtering circuits or for an ADC input.

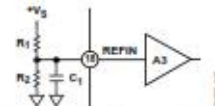


Figure 47. Setting the internal Reference

To limit the power consumption of the voltage divider, the use of large resistors is recommended, such as 10 MΩ. The designer must keep in mind that high resistor values make it easier for interfering signals to appear at the input of the reference buffer. To minimize noise pickup, it is recommended to place the resistors close to each other and as near as possible to the REFIN terminal. Furthermore, use a capacitor in parallel with the lower resistor on the divider for additional filtering, as shown in Figure 47. Keep in mind that a large capacitor results in better noise filtering but it takes longer to settle the reference after power-up. The total time it takes the reference to settle within 1% can be estimated with the formula

$$t_{\text{SETTLE_REFERENCE}} = 5 \times \frac{R1R2C1}{R1 + R2}$$

Note that disabling the AD8232 with the shutdown terminal does not discharge this capacitor.

FAST RESTORE CIRCUIT

Because of the low cutoff frequency used in high-pass filters in ECG applications, signals may require several seconds to settle. This settling time can result in a frustrating delay for the user after a step response: for example, when the electrodes are first connected.

This fast restore function is implemented internally, as shown in Figure 48. The output of the instrumentation amplifier is connected to a window comparator. The window comparator detects a saturation condition at the output of the instrumentation amplifier when its voltage approaches 50 mV from either supply rail.

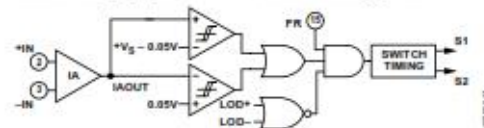


Figure 48. Fast Restore Circuit

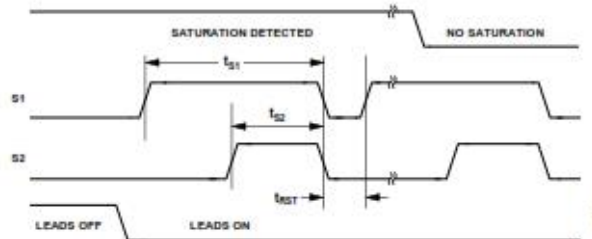


Figure 49. Timing Diagram for Fast Restore Switches
(Time Base Not to Scale)

If this saturation condition is present when both input electrodes are attached to the subject, the comparator triggers a timing circuit that automatically closes Switch S1 and Switch S2 (see Figure 49 for a timing diagram).

These two switches (S1 and S2) enable two different 10 k Ω resistor paths; one between HPSENSE and IAOUT and another between SW and REFOUT. During the time Switch S1 and Switch S2 are enabled, these internal resistors appear in parallel with their corresponding external resistors forming high-pass filters. The result is that the equivalent lower resistance shifts the pole to a higher frequency, delivering a quicker settling time. Note that the fast restore settling time depends on how quickly the internal 10 k Ω resistors of the AD8232 can drain the capacitors in the high-pass circuit. Smaller capacitor values result in a shorter settling time.

If, by the end of the timing, the saturation condition persists, the cycle repeats. Otherwise, the AD8232 returns to its normal operation. If either of the leads off comparator outputs is indicating that an electrode has been disconnected, the timing circuit is prevented from triggering because it is assumed that no valid signal is present. To disable fast restore, drive the FR pin low or tie it permanently to GND.

LEADS OFF DETECTION

The AD8232 includes leads off detection. It features ac and dc detection modes optimized for either two- or three-electrode configurations, respectively.

DC Leads Off Detection

The dc leads off detection mode is used in three-electrode configurations only. It works by sensing when either instrumentation amplifier input voltage is within 0.5 V from the positive rail. In this case, each input must have a pull-up resistor connected to the positive supply. During normal operation, the subject's potential must be inside the common-mode range of the instrumentation amplifier, which is only possible if a third electrode is connected to the output of the right leg drive amplifier.

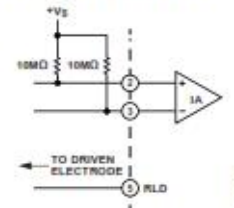


Figure 50. Circuit Configuration for DC Leads Off Detection

Because in dc leads off mode the AD8232 checks each input individually, it is possible to indicate which electrode is disconnected. The AD8232 indicates which electrode is disconnected by setting the corresponding LOD $-$ or LOD $+$ pin high. To use this mode, connect the AC/DC pin to ground.

AC Leads Off Detection

The ac leads off detection mode is useful when using two electrodes only (it does not require the use of a driven electrode). In this case, a conduction path must exist between the two electrodes, which is usually formed by two resistors, as shown in Figure 51.

These resistors also provide a path for bias return on each input. Connect each resistor to REFOUT or RLD to maintain the inputs within the common-mode range of the instrumentation amplifier.

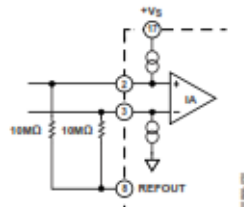


Figure 51. Circuit Configuration for AC Leads Off Detection

The AD8232 detects when an electrode is disconnected by forcing a small 100 kHz current into the input terminals. This current flows through the external resistors from IN+ to IN- and develops a differential voltage across the inputs, which is then synchronously detected and compared to an internal threshold. The recommended value for these external resistors is 10 MΩ. Low resistance values make the differential drop too low to be detected and lower the input impedance of the amplifier. When the electrodes are attached to the subject, the impedance of this path should be less than 3 MΩ to maintain the drop below the comparator's threshold.

As opposed to the dc leads off detection mode, the AD8232 is able to determine only that an electrode has lost its connection, not which one. During such an event, the LOD+ pin goes high. In this mode, the LOD- pin is not used and remains in a logic low state. To use the ac leads off mode, tie the AC/DC pin to the positive supply rail.

Note that while REFOUT is at a constant voltage value, using the RLD output as the input bias may be more effective in rejecting common-mode interference.

STANDBY OPERATION

The AD8232 includes a shutdown pin ($\overline{\text{SDN}}$) that further enhances the flexibility and ease of use in portable applications

where power consumption is critical. A logic level signal can be applied to this pin to switch to shutdown mode, even when the supply is still on.

Driving the $\overline{\text{SDN}}$ pin low places the AD8232 in shutdown mode and draws less than 200 nA of supply current, offering considerable power savings. To enter normal operation, drive $\overline{\text{SDN}}$ high; when not using this feature, permanently tie $\overline{\text{SDN}}$ to +Vs.

During shutdown operation, the AD8232 is not able to maintain the REFOUT voltage, but it does not drain the REFIN voltage, thereby maintaining this additional conduction path from the supply to ground.

When emerging from a shutdown condition, the charge stored in the capacitors on the high-pass filters can saturate the instrumentation amplifier and subsequent stages. The use of the fast restore feature helps reduce the recovery time and, therefore, minimize on time in power sensitive applications.

INPUT PROTECTION

All terminals of the AD8232 are protected against ESD. In addition, the input structure allows for dc overload conditions that are a diode drop above the positive supply and a diode drop below the negative supply. Voltages beyond a diode drop of the supplies cause the ESD diodes to conduct and enable current to flow through the diode. Therefore, use an external resistor in series with each of the inputs to limit current for voltages beyond the supplies. In either scenario, the AD8232 safely handles a continuous 5 mA current at room temperature.

For applications where the AD8232 encounters extreme overload voltages, such as in cardiac defibrillators, use external series resistors and gas discharge tubes (GDT). Neon lamps are commonly used as an inexpensive alternative to GDTs. These devices can handle the application of large voltages but do not maintain the voltage below the absolute maximum ratings for the AD8232. A complete solution includes further clamping to either supply using additional resistors and low leakage diode clamps, such as BAV199 or FJH1100.

As a safety measure, place a resistor between the input pin and the electrode that is connected to the subject to ensure that the current flow never exceeds 10 μA . Calculate the value of this resistor to be equal to the supply voltage across the AD8232 divided by 10 μA .

RADIO FREQUENCY INTERFERENCE (RFI)

Radio frequency (RF) rectification is often a problem in applications where there are large RF signals. The problem appears as a dc offset voltage at the output. The AD8232 has a 15 pF gate capacitance and 10 k Ω resistors at each input. This forms a low-pass filter on each input that reduces rectification at high frequency (see Figure 53) without the addition of external elements.

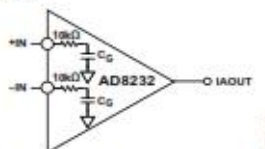


Figure 52. RFI Filter Without External Capacitors

For increased filtering, additional resistors can be added in series with each input. They must be placed as close as possible to the instrumentation amplifier inputs. These can be the same resistors used for overload and patient protection.

POWER SUPPLY REGULATION AND BYPASSING

The AD8232 is designed to be powered directly from a single 3 V battery, such as CR2032 type. It can also operate from rechargeable lithium-ion batteries, but the designer must take into account that the voltage during a charge cycle may exceed the absolute maximum ratings of the AD8232. To avoid damage to the part, use a power switch or a low power, low dropout regulator, such as ADP150.

In addition, excessive noise on the supply pins can adversely affect performance. As in all linear circuits, bypass capacitors must be used to decouple the chip power supplies. Place a 0.1 μ F capacitor close to the supply pin. A 1 μ F capacitor can be used farther away from the part. In most cases, the capacitor can be shared by other integrated circuits. Keep in mind that excessive decoupling capacitance increases power dissipation during power cycling.

INPUT REFERRED OFFSETS

Because of its internal architecture, the instrumentation amplifier should be used always with the DC blocking amplifier, shown as HPA in Figure 45.

As described in the Theory of Operation section, the dc blocking amplifier attenuates the input referred offsets present at the inputs of the instrumentation amplifier. However, this is true only when the dc blocking amplifier is used as an integrator. In this configuration, the input offsets from the dc blocking amplifier dominate appear directly at the output of the instrumentation amplifier.

If the dc blocking amplifier is used as a follower instead of its intended function as an integrator, the input referred offsets of the in-amp are amplified by a factor of 100.

LAYOUT RECOMMENDATIONS

It is important to follow good layout practices to optimize system performance. In low power applications, most resistors are of a high value to minimize additional supply current. The challenge of using high value resistors is that high impedance nodes become even more susceptible to noise pickup and board parasitics, such as capacitance and surface leakages. Keep all of the connections between high impedance nodes as short as possible to avoid introducing additional noise and errors from corrupting the signal.

To maintain high CMRR over frequency, keep the input traces symmetrical and length matched. Place safety and input bias resistors in the same position relative to each input. In addition, the use of a ground plane significantly improves the noise rejection of the system.

APPLICATIONS INFORMATION

ELIMINATING ELECTRODE OFFSETS

The instrumentation amplifier in the AD8232 is designed to apply gain and to filter out near dc signals simultaneously. This capability allows it to amplify a small ECG signal by a factor of 100 yet reject electrode offsets as large as ± 300 mV.

To achieve offset rejection, connect an RC network between the output of the instrumentation amplifier, HPSENSE, and HPDRIVE, as shown in Figure 53.

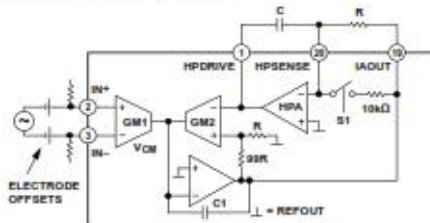


Figure 53. Eliminating Electrode Offsets

This RC network forms an integrator that feeds any near dc signals back into the instrumentation amplifier, thus eliminating the offsets without saturating any node and maintaining high signal gain.

In addition to blocking offsets present across the inputs of the instrumentation amplifier, this integrator also works as a high-pass filter that minimizes the effect of slow moving signals, such as baseline wander. The cutoff frequency of the filter is given by the equation

$$f_{-3dB} = \frac{100}{2\pi RC}$$

where R is in ohms and C is in farads.

Note that the filter cutoff is 100 times higher than is typically expected from a single-pole filter. Because of the feedback architecture of the instrumentation amplifier, the typical filter cutoff equation is modified by the gain of 100 of the instrumentation amplifier.

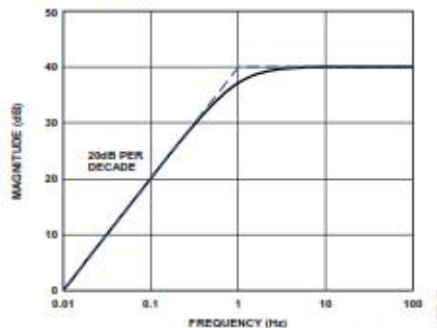


Figure 54. Frequency Response of Single-Pole DC Blocking Circuit

Just like with any high-pass filter with low frequency cutoff, any fast change in dc offset takes a long time to settle. If such change saturates the instrumentation amplifier output, the S1 switch briefly enables the 10 k Ω resistor path, thus moving the cutoff frequency to

$$f_{-3dB} = \frac{100(R + 10^4)}{2\pi RC(10^4)} \quad (1)$$

For values of R greater than 100 k Ω , the expression in Equation 1 can be approximated by

$$f_{-3dB} = \frac{1}{200\pi C}$$

This higher cutoff reduces the settling time and enables faster recovery of the ECG signal. For more information, see the Fast Restore Circuit section.

HIGH-PASS FILTERING

The AD8232 can implement higher order high-pass filters. A higher filter order yields better artifact rejection but at a cost of increased signal distortion and more passive components on the printed circuit board (PCB).

Two-Pole High-Pass Filter

A two-pole architecture can be implemented by adding a simple ac coupling RC at the output of the instrumentation amplifier, as shown in Figure 55.

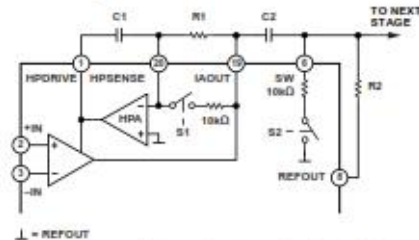


Figure 55. Schematic for a Two-Pole High-Pass Filter

Note that the right side of C2 connects to the SW terminal. Just like S1, S2 reduces the recovery time for this ac coupling network by placing 10 k Ω in parallel with R2. See the Fast Restore Circuit section for additional details on switch timing and trigger conditions.

Keep in mind that if this passive network is not buffered, it exhibits higher output impedance at the input of a subsequent low-pass filter, such as with Sallen-Key filter topologies. Careful component selection can yield good results without a buffer. See the Low-Pass Filtering and Gain section for additional information on component selection.

Additional High-Pass Filtering Options

In addition to the topologies explained in the previous sections, an additional pole may be added to the dc blocking circuit for additional rejection of low frequency signals. This configuration is shown in Figure 56.

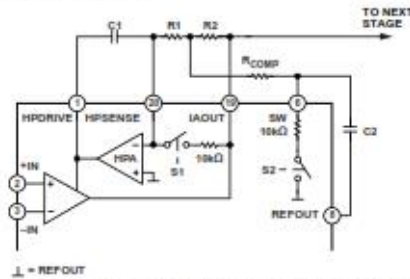


Figure 56. Schematic for an Alternative Two-Pole High-Pass Filter

An extra benefit of this circuit topology is that it allows lower cutoff frequency with lower R and C values and the resistor, R_{COMP}, can be used to control the Q of the filter to achieve narrow band-pass filters (for heart rate detection) or maximum pass-band flatness (for cardiac monitoring).

With this topology, the filter attenuation reverts to a single pole roll off at very low frequencies. Because the initial roll off was 40 dB per decade, this reversion to 20 dB per decade has little impact on the ability of the filter to reject out-of-band low frequency signals.

The designer may choose different values to achieve the desired filter performance. To simplify the design process, use the following recommendations as a starting point for component value selection.

$$R1 = R2 \geq 100 \text{ k}\Omega$$

$$C1 = C2$$

$$R_{COMP} = 0.14 \times R1$$

The cutoff frequency is located at

$$f_c = \frac{10}{2\pi \sqrt{R1 C1 R2 C2}}$$

The selection of R_{COMP} to be 0.14 times the value of the other two resistors optimizes the filter for a maximally flat pass band. Reduce its value to increase the Q and, consequently, the peaking of the filter. Keep in mind that a very low value of R_{COMP} can result in an unstable circuit. The selection of values based on these criteria result in a transfer function similar to the one shown in Figure 58.

Table 4. Comparison of High-Pass Filtering Options

	Filter Order	Component Count	Low Frequency Rejection	Capacitor Sizes/Values	Signal Distortion ¹	Output Impedance ²
Figure 53	1	2	Good	Large	Low	Low
Figure 55	2	4	Better	Large	Medium	Higher
Figure 56	2	5	Better	Smaller	Medium	Low
Figure 57	3	7	Best	Smaller	Highest	Higher

¹For equivalent corner frequency location.

²Output impedance refers to the drive capability of the high-pass filter before the low-pass filter. Low output impedance is desirable to allow flexibility in the selection of values for a low-pass filter, as explained in the Low-Pass Filtering and Gain section.

When additional low frequency rejection is desired, a high-order high-pass filter can be implemented by adding an ac coupling network at the output of the instrumentation amplifier, as shown in Figure 57. The SW terminal is connected to the ac coupling network to obtain the best settling time response when fast restore engages.

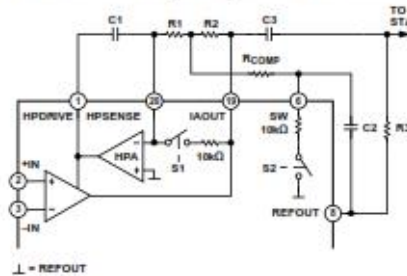


Figure 57. Schematic for a Three-Pole High-Pass Filter

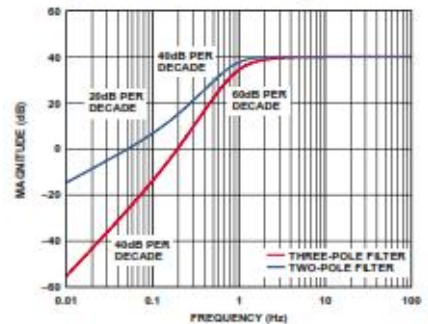


Figure 58. Frequency Response of Circuits in Figure 56 and Figure 57

Careful analysis and adjustment of all of the component values in practice is recommended to optimize the filter characteristics. A useful hint is to reduce the value of R_{COMP} to increase the peaking of the active filter to overcome the additional roll off introduced by the ac coupling network. Proper adjustment can yield the best pass-band flatness.

The design of the high-pass filter involves tradeoffs between signal distortion, component count, low frequency rejection, and component sizes. For example, a single-pole high-pass filter results in the least distortion to the signal, but its rejection of low-frequency artifacts is the lowest Table 4 compares the recommended filtering options.

LOW-PASS FILTERING AND GAIN

The AD8232 includes an uncommitted op amp that can be used for extra gain and filtering. For applications that do not require a high-order filter, a simple RC low-pass filter should suffice, and the op amp can buffer or further amplify the signal.

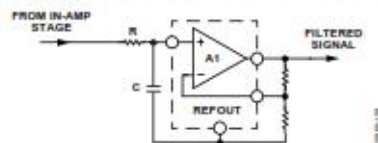


Figure 59. Schematic for a Single-Pole Low-Pass Filter and Additional Gain

Applications that require a steeper roll off or a sharper cut off, a Sallen-Key filter topology can be implemented, as shown in Figure 60.

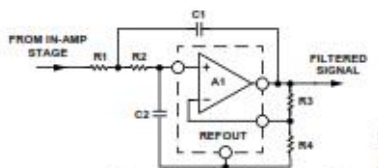


Figure 60. Schematic for a Two-Pole Low-Pass Filter

The following equations describe the low-pass cut off frequency, gain, and Q:

$$f_c = 1/(2\pi\sqrt{R1 C1 R2 C2})$$

$$\text{Gain} = 1 + R3/R4$$

$$Q = \frac{\sqrt{R1 \times C1 \times R2 \times C2}}{R1 \times C2 + R2 \times C2 + R1 \times C1(1 - \text{Gain})}$$

Note that changing the gain has an effect on Q and vice versa. Common values for Q are 0.5 to avoid peaking or 0.7 for maximum flatness and sharp cut off. A high value of Q can be used in narrow-band applications to increase peaking and the selectivity of the band-pass filter.

A common design procedure is to set $R1 = R2 = R$ and $C1 = C2 = C$, which simplifies the expressions for cutoff frequency and Q to

$$f_c = 1/(2\pi RC)$$

$$Q = \frac{1}{3 - \text{Gain}}$$

Note that Q can be controlled by setting the gain with R3 and R4; however, this limits the gain to be less than 3. For gain values equal to or greater than 3, the circuit becomes unstable. A simple modification that allows higher gains is to make the value of C2 at least four times larger than C1.

It is important to note that these design equations only hold true in the case that the output impedance of the previous stage is much lower than the input impedance of the Sallen-Key filter. This is not the case when using an ac coupling network between

the instrumentation amplifier output and the input of the low-pass filter without a buffer.

To connect these two filtering stages properly without a buffer, make the value of R1 at least ten times larger than the resistor of the ac coupling network (labeled as R2 in Figure 55).

DRIVING ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS

The ability of AD8232 to drive capacitive loads makes it ideal to drive an ADC without the need for an additional buffer. However, depending on the input architecture of the ADC, a simple low-pass RC network may be required to decouple the transients from the switched-capacitor input typical of modern ADCs.

This RC network also acts as an additional filter that can help reduce noise and aliasing. Follow the recommended guidelines from the ADC data sheet for the selection of proper R and C values.

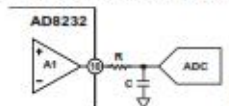


Figure 61. Driving an ADC

DRIVEN ELECTRODE

A driven lead (or reference electrode) is often used to minimize the effects of common-mode voltages induced by the power line and other interfering sources. The AD8232 extracts the common-mode voltage from the instrumentation amplifier inputs and makes it available through the RLD amplifier to drive an opposing signal into the patient. This functionality maintains the voltage between the patient and the AD8232 at a near constant, greatly improving the common-mode rejection ratio.

As a safety measure, place a resistor between the RLD pin and the electrode connected to the subject to ensure that current flow never exceeds 10 μA . Calculate the value of this resistor to be equal to the supply voltage across the AD8232 divided by 10 μA .

The AD8232 implements an integrator formed by an internal 150 k Ω resistor and an external capacitor to drive this electrode. Choice of the integrator capacitor is a tradeoff between line rejection capability and stability. The capacitor should be small to maintain as much loop gain as possible, around 50 Hz and 60 Hz, which are typical line frequencies. For stability, the gain of the integrator should be less than unity at the frequency of any other poles in the loop, such as those formed by the patient's capacitance and the safety resistors. The suggested application circuits use a 1 nF capacitor, which results in a loop gain of about 20 at line frequencies, with a crossover frequency of about 1 kHz.

In a two-lead configuration, the RLD amplifier can be used to drive the bias current resistors on the inputs. Although not as effective as a true driven electrode, this configuration can provide some common-mode rejection improvement if the sense electrode impedance is small and well matched.

APPLICATION CIRCUITS

HEART RATE MEASUREMENT NEXT TO THE HEART

For wearable exercise devices, the AD8232 is typically placed in a pod near the heart. The two sense electrodes are placed underneath the pectoral muscles; no driven electrode is used. Because the distance from the heart to the AD8232 is small, the heart signal is strong and there is less muscle artifact interference.

In this configuration, space is at a premium. By using as few external components as possible, the circuit in Figure 62 is optimized for size.

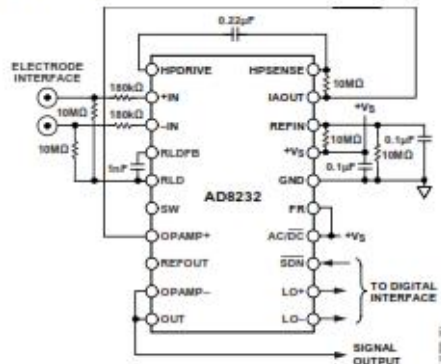


Figure 62. Circuit for Heart Rate Measurement Next to Heart

A shorter distance from the AD8232 to the heart makes this application less vulnerable to common-mode interference. However, since RLD is not used to drive an electrode, it can be used to improve the common-mode rejection by maintaining the midscale voltage through the 10 MΩ bias resistors.

A single-pole high-pass filter is set at 7 Hz, and there is no low-pass filter. No gain is used on the output op amp thereby reducing the number of resistors for a total system gain of 100.

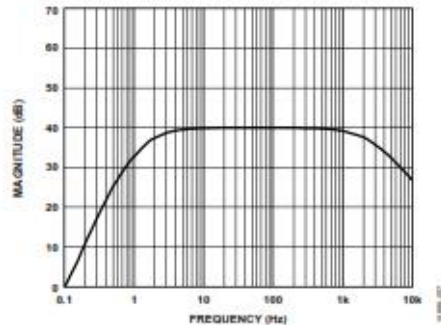


Figure 63. Frequency Response for HRM Next to Heart Circuit

The input terminals in this configuration use two 180 kΩ resistors, to protect the user from fault conditions. Two 10 MΩ resistors provide input bias. Use higher values for electrodes with high output impedance, such as cloth electrodes.

The schematic also shows two 10 MΩ resistors to set the midscale reference voltage. If there is already a reference voltage available, it can be driven into the REFIN input to eliminate these two 10 MΩ resistors.

EXERCISE APPLICATION: HEART RATE MEASURED AT THE HANDS

In this application, the heart rate signal is measured at the hands with stainless steel electrodes. The user's arm and upper body movement create large motion artifacts and the long lead length makes the system susceptible to common-mode interference. A very narrow band-pass characteristic is required to separate the heart signal from the interferers.

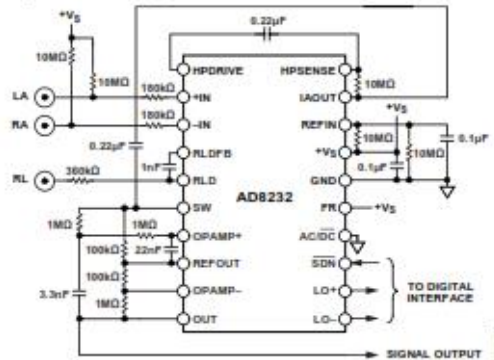


Figure 64. Circuit for Heart Rate Measurement at Hands

The circuit in Figure 64 uses a two-pole high-pass filter set at 7 Hz. A two-pole low-pass filter at 24 Hz follows the high-pass filters to eliminate any other artifacts and line noise.

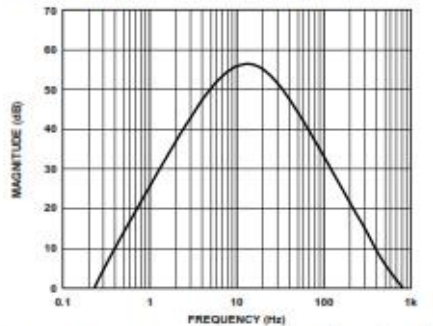


Figure 65. Frequency Response for HRM Circuit Taken at the Hands

The overall narrow-band nature of this filter combination distorts the ECG waveform significantly. Therefore, it is only suitable to determine the heart rate, and not to analyze the ECG signal characteristics.

The low-pass filter stage also includes a gain of 11, to bring the total system gain close to 1100 (note that the filter roll off prevents the maximum gain from reaching this value). Because the ECG signal is measured at the hands, it is weaker than when measured closer to the heart.

The RLD circuit drives to the third electrode, which can also be located at the hands, to cancel common-mode interference.

CARDIAC MONITOR CONFIGURATION

This configuration is designed for monitoring the shape of the ECG waveform. It assumes that the patient remains relatively still during the measurement, and therefore, motion artifacts are less of an issue.

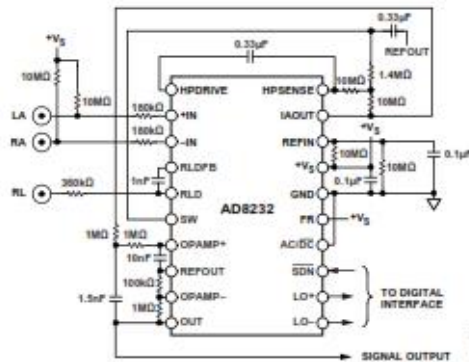


Figure 66. Circuit for ECG Waveform Monitoring

To obtain an ECG waveform with minimal distortion, the AD8232 is configured with a 0.5 Hz two-pole high-pass filter followed by a two-pole, 40 Hz, low-pass filter. A third electrode is driven for optimum common-mode rejection.

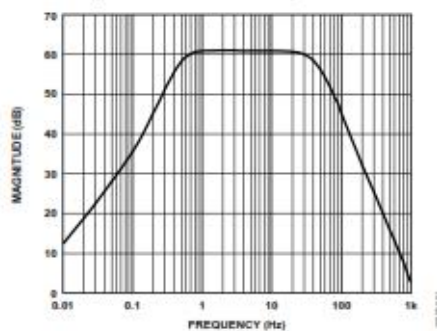


Figure 67. Frequency Response of Cardiac Monitor Circuit

In addition to 40 Hz filtering, the op amp stage is configured for a gain of 11, resulting in a total system gain of 1100. To optimize the dynamic range of the system, the gain level is adjustable, depending on the input signal amplitude (which may vary with electrode placement) and ADC input range.

PORTABLE CARDIAC MONITOR WITH ELIMINATION OF MOTION ARTIFACTS

The circuit in Figure 68 shows an implementation of a battery-powered embedded system for monitoring heart rate in applications where the patient engages in moderate activity, such as with a Holter monitor. The AD8232 uses a three-electrode patient interface and implements a two-pole high-pass filter with a cutoff at 0.3 Hz, and a two-pole low-pass filter with a cutoff frequency of 37 Hz. The total signal gain in the pass band is 400. The fully conditioned signal is sampled by the sigma-delta ADC integrated on the low power microcontroller, ADuCM360. The wide dynamic range of this ADC provides flexibility to reduce the signal gain to avoid saturation, depending on electrode placement.

Because the pass band is relatively wide for ambulatory applications, the ADXL346 accelerometer signal can be used to further minimize the noise introduced by the motion of the patient.

Moreover, the microcontroller can use the motion information to monitor inactivity and to issue a system shutdown to save battery power.

The low dropout regulator ensures that the maximum of 3 V is not exceeded, especially during charge cycles of the battery, which can be a lithium-ion cell.

In this application, the ADuCM360 uses its Port 0 to perform DMA transfers to the host communication interface or to an on-board memory, if recording the waveform for later transfer. However, in any particular application, this port should be used for the busiest interface to minimize CPU cycles and maintain low power operation.

Note that this circuit is shown to demonstrate the capabilities of AD8232 and other system components. It is not a complete system design and additional effort must be made to ensure compliance with medical safety guidelines from regulatory agencies.

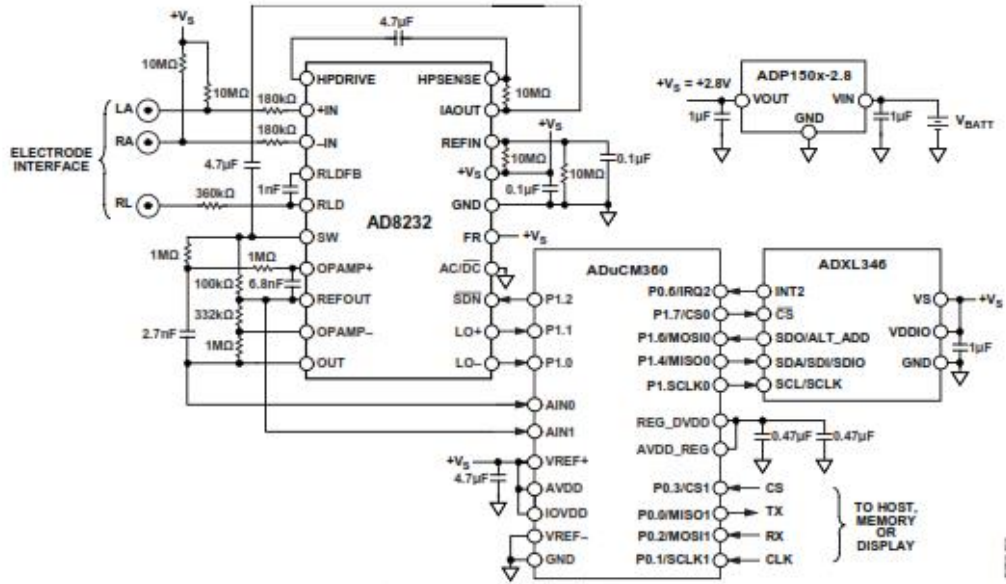
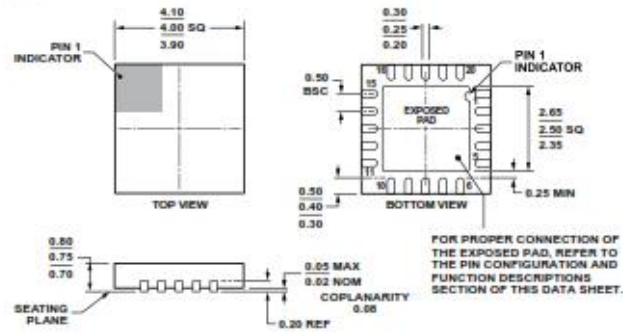


Figure 68. Low Power Portable Cardiac Monitor

PACKAGING AND ORDERING INFORMATION

OUTLINE DIMENSIONS



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-WGGD.

Figure 69. 20-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_WQ]
4 mm x 4 mm Body, Very Very Thin Quad
(CP-20-10)

Dimensions shown in millimeters

ORDERING GUIDE

Model ¹	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD8232ACPZ-R7	-40°C to +85°C	20-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_WQ]	CP-20-10
AD8232ACPZ-RL	-40°C to +85°C	20-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_WQ]	CP-20-10
AD8232ACPZ-WP	-40°C to +85°C	20-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_WQ]	CP-20-10
AD8232-EVALZ		Evaluation Board	

¹ Z = RoHS Compliant Part.

NOTES

Modulo ADC - ADS1115



ADS1113
ADS1114
ADS1115

www.ti.com

SBAS444B –MAY 2009–REVISED OCTOBER 2009

Ultra-Small, Low-Power, 16-Bit Analog-to-Digital Converter with Internal Reference

Check for Samples: [ADS1113](#) [ADS1114](#) [ADS1115](#)

FEATURES

- **ULTRA-SMALL QFN PACKAGE:**
2mm × 1.5mm × 0.4mm
- **WIDE SUPPLY RANGE:** 2.0V to 5.5V
- **LOW CURRENT CONSUMPTION:**
Continuous Mode: Only 150µA
Single-Shot Mode: Auto Shut-Down
- **PROGRAMMABLE DATA RATE:**
8SPS to 860SPS
- **INTERNAL LOW-DRIFT VOLTAGE REFERENCE**
- **INTERNAL OSCILLATOR**
- **INTERNAL PGA**
- **I²C™ INTERFACE:** Pin-Selectable Addresses
- **FOUR SINGLE-ENDED OR TWO DIFFERENTIAL INPUTS (ADS1115)**
- **PROGRAMMABLE COMPARATOR (ADS1114 and ADS1115)**

APPLICATIONS

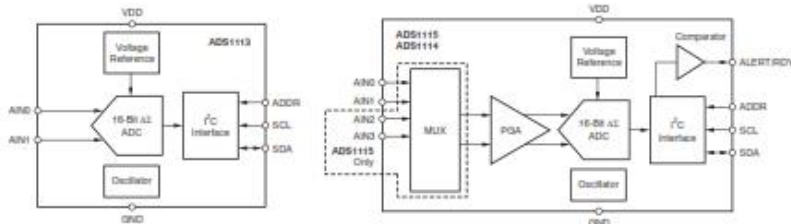
- PORTABLE INSTRUMENTATION
- CONSUMER GOODS
- BATTERY MONITORING
- TEMPERATURE MEASUREMENT
- FACTORY AUTOMATION AND PROCESS CONTROLS

DESCRIPTION

The ADS1113, ADS1114, and ADS1115 are precision analog-to-digital converters (ADCs) with 16 bits of resolution offered in an ultra-small, leadless QFN-10 package or an MSOP-10 package. The ADS1113/4/5 are designed with precision, power, and ease of implementation in mind. The ADS1113/4/5 feature an onboard reference and oscillator. Data are transferred via an I²C-compatible serial interface; four I²C slave addresses can be selected. The ADS1113/4/5 operate from a single power supply ranging from 2.0V to 5.5V.

The ADS1113/4/5 can perform conversions at rates up to 860 samples per second (SPS). An onboard PGA is available on the ADS1114 and ADS1115 that offers input ranges from the supply to as low as ±256mV, allowing both large and small signals to be measured with high resolution. The ADS1115 also features an input multiplexer (MUX) that provides two differential or four single-ended inputs.

The ADS1113/4/5 operate either in continuous conversion mode or a single-shot mode that automatically powers down after a conversion and greatly reduces current consumption during idle periods. The ADS1113/4/5 are specified from –40°C to +125°C.



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.

I²C is a trademark of NXP Semiconductors.
All other 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 the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2009, Texas Instruments Incorporated



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.

ORDERING INFORMATION

For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum at the end of this document, or see the TI web site at www.ti.com.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

	ADS1113, ADS1114, ADS1115	UNIT
VDD to GND	-0.3 to +5.5	V
Analog input current	100, momentary	mA
Analog input current	10, continuous	mA
Analog input voltage to GND	-0.3 to VDD + 0.3	V
SDA, SCL, ADDR, ALERT/RDY voltage to GND	-0.5 to +5.5	V
Maximum junction temperature	+150	°C
Storage temperature range	-60 to +150	°C

(1) Stresses above those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may affect device reliability.

PRODUCT FAMILY

DEVICE	PACKAGE DESIGNATOR MSOP/QFN	RESOLUTION (Bits)	MAXIMUM SAMPLE RATE (SPS)	COMPARATOR	PGA	INPUT CHANNELS (Differential/Single-Ended)
ADS1113	BR0iN6J	16	860	No	No	1/1
ADS1114	BRNiN5J	16	860	Yes	Yes	1/1
ADS1115	BOGiN4J	16	860	Yes	Yes	2/4
ADS1013	BRMiN9J	12	3300	No	No	1/1
ADS1014	BRQiN8J	12	3300	Yes	Yes	1/1
ADS1015	BRPiN7J	12	3300	Yes	Yes	2/4

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

All specifications at -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{DD}} = 3.3\text{V}$, and Full-Scale (FS) = $\pm 2.048\text{V}$, unless otherwise noted. Typical values are at $+25^{\circ}\text{C}$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	ADS1113, ADS1114, ADS1115			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
ANALOG INPUT					
Full-scale input voltage ⁽¹⁾	$V_{\text{IN}_P} - (\text{AIN}_P) - (\text{AIN}_N)$		$\pm 4.096/\text{PGA}$		V
Analog input voltage	AIN_P or AIN_N to GND	GND		V_{DD}	V
Differential input impedance			See Table 2		
Common-mode input impedance	$\text{FS} = \pm 6.144\text{V}^{(1)}$		10		M Ω
	$\text{FS} = \pm 4.096\text{V}^{(1)}$, $\pm 2.048\text{V}$		6		M Ω
	$\text{FS} = \pm 1.024\text{V}$		3		M Ω
	$\text{FS} = \pm 0.512\text{V}$, $\pm 0.256\text{V}$		100		M Ω
SYSTEM PERFORMANCE					
Resolution	No missing codes	16			Bits
Data rate (DR)			8, 16, 32, 64, 128, 250, 475, 860		SPS
Data rate variation	All data rates	-10		10	%
Output noise		See Typical Characteristics			
Integral nonlinearity	$\text{DR} = 8\text{SPS}$, $\text{FS} = \pm 2.048\text{V}$, best fit ⁽²⁾			1	LSB
Offset error	$\text{FS} = \pm 2.048\text{V}$, differential inputs		± 1	± 3	LSB
	$\text{FS} = \pm 2.048\text{V}$, single-ended inputs		± 3		LSB
Offset drift	$\text{FS} = \pm 2.048\text{V}$		0.005		LSB/ $^{\circ}\text{C}$
Offset power-supply rejection	$\text{FS} = \pm 2.048\text{V}$		1		LSB/V
Gain error ⁽³⁾	$\text{FS} = \pm 2.048\text{V}$ at 25°C		0.01	0.15	%
Gain drift ⁽²⁾	$\text{FS} = \pm 0.256\text{V}$		7		ppm/ $^{\circ}\text{C}$
	$\text{FS} = \pm 2.048\text{V}$		5	40	ppm/ $^{\circ}\text{C}$
	$\text{FS} = \pm 6.144\text{V}^{(1)}$		5		ppm/ $^{\circ}\text{C}$
Gain power-supply rejection			80		ppm/V
PGA gain match ⁽³⁾	Match between any two PGA gains		0.02	0.1	%
Gain match	Match between any two inputs		0.05	0.1	%
Offset match	Match between any two inputs		3		LSB
Common-mode rejection	At dc and $\text{FS} = \pm 0.256\text{V}$		105		dB
	At dc and $\text{FS} = \pm 2.048\text{V}$		100		dB
	At dc and $\text{FS} = \pm 6.144\text{V}^{(1)}$		90		dB
	$f_{\text{CM}} = 60\text{Hz}$, $\text{DR} = 8\text{SPS}$		105		dB
	$f_{\text{CM}} = 50\text{Hz}$, $\text{DR} = 8\text{SPS}$		105		dB
DIGITAL INPUT/OUTPUT					
Logic level					
V_{IH}		0.7V _{DD}		5.5	V
V_{IL}		GND - 0.5		0.3V _{DD}	V
V_{OL}	$I_{\text{OL}} = 3\text{mA}$	GND	0.15	0.4	V
Input leakage					
I_{IH}	$V_{\text{IH}} = 5.5\text{V}$			10	μA
I_{L}	$V_{\text{IL}} = \text{GND}$	10			μA

(1) This parameter expresses the full-scale range of the ADC scaling. In no event should more than $V_{\text{DD}} + 0.3\text{V}$ be applied to this device.

(2) 99% of full-scale.

(3) Includes all errors from onboard PGA and reference.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

All specifications at –40°C to +125°C, VDD = 3.3V, and Full-Scale (FS) = ±2.048V, unless otherwise noted. Typical values are at +25°C.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	ADS1113, ADS1114, ADS1115			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
POWER-SUPPLY REQUIREMENTS					
Power-supply voltage		2		5.5	V
Supply current	Power-down current at 25°C		0.5	2	µA
	Power-down current up to 125°C			5	µA
	Operating current at 25°C		150	200	µA
	Operating current up to 125°C			300	µA
Power dissipation	VDD = 5.0V		0.9		mW
	VDD = 3.3V		0.5		mW
	VDD = 2.0V		0.3		mW
TEMPERATURE					
Storage temperature		–60		+150	°C
Specified temperature		–40		+125	°C

PIN CONFIGURATIONS



PIN DESCRIPTIONS

PIN #	DEVICE			ANALOG/ DIGITAL INPUT/ OUTPUT	DESCRIPTION
	ADS1113	ADS1114	ADS1115		
1	ADDR	ADDR	ADDR	Digital Input	I ² C slave address select
2	NC ⁽¹⁾	ALERT/RDY	ALERT/RDY	Digital Output	Digital comparator output or conversion ready (NC for ADS1113)
3	GND	GND	GND	Analog	Ground
4	AIN0	AIN0	AIN0	Analog Input	Differential channel 1: Positive Input or single-ended channel 1 Input
5	AIN1	AIN1	AIN1	Analog Input	Differential channel 1: Negative Input or single-ended channel 2 Input
6	NC	NC	AIN2	Analog Input	Differential channel 2: Positive Input or single-ended channel 3 Input (NC for ADS1113/4)
7	NC	NC	AIN3	Analog Input	Differential channel 2: Negative Input or single-ended channel 4 Input (NC for ADS1113/4)
8	VDD	VDD	VDD	Analog	Power supply: 2.0V to 5.5V
9	SDA	SDA	SDA	Digital I/O	Serial data: Transmits and receives data
10	SCL	SCL	SCL	Digital Input	Serial clock Input: Clocks data on SDA

(1) NC pins may be left floating or tied to ground.

TIMING REQUIREMENTS

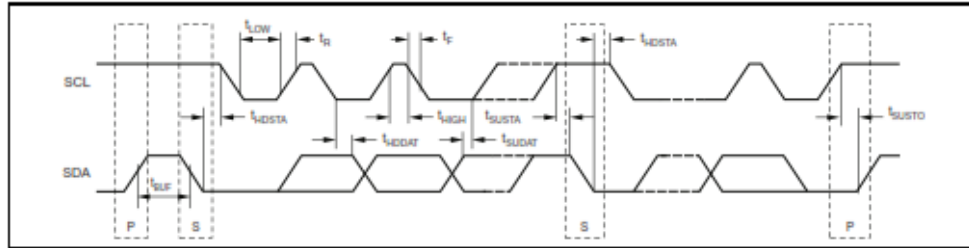


Figure 1. I²C Timing Diagram

Table 1. I²C Timing Definitions

PARAMETER		FAST MODE		HIGH-SPEED MODE		UNIT
		MIN	MAX	MIN	MAX	
SCL operating frequency	f_{SCL}	0.01	0.4	0.01	3.4	MHz
Bus free time between START and STOP condition	t_{BUF}	600		160		ns
Hold time after repeated START condition. After this period, the first clock is generated.	t_{HDSTA}	600		160		ns
Repeated START condition setup time	t_{SUSta}	600		160		ns
Stop condition setup time	t_{SUSto}	600		160		ns
Data hold time	t_{HdDAT}	0		0		ns
Data setup time	t_{SUDAT}	100		10		ns
SCL clock low period	t_{LOW}	1300		160		ns
SCL clock high period	t_{HIGH}	600		60		ns
Clock/data fall time	t_f		300		160	ns
Clock/data rise time	t_r		300		160	ns

TYPICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_{DD} = 3.3\text{V}$, unless otherwise noted.

OPERATING CURRENT vs TEMPERATURE

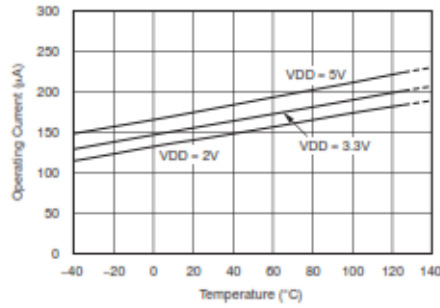


Figure 2.

SHUTDOWN CURRENT vs TEMPERATURE

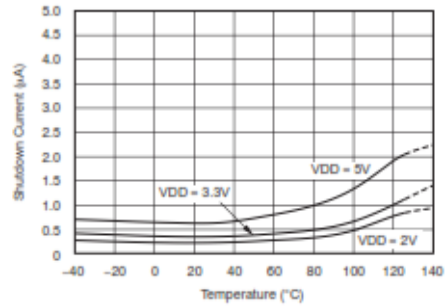


Figure 3.

SINGLE-ENDED OFFSET ERROR vs TEMPERATURE⁽¹⁾

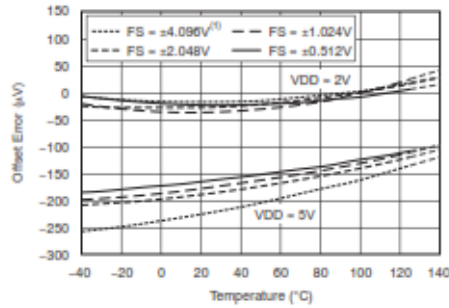


Figure 4.

DIFFERENTIAL OFFSET vs TEMPERATURE

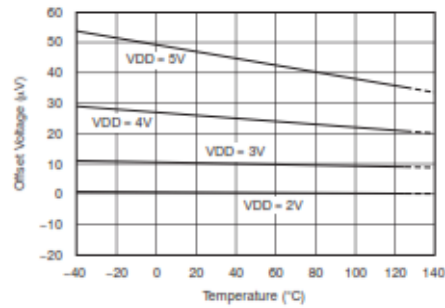


Figure 5.

GAIN ERROR vs TEMPERATURE

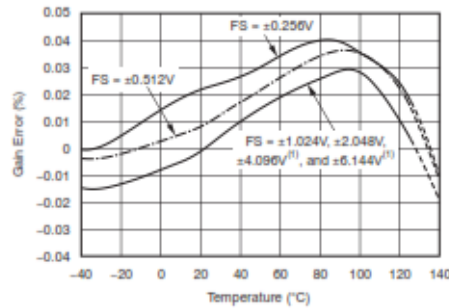


Figure 6.

GAIN ERROR vs SUPPLY

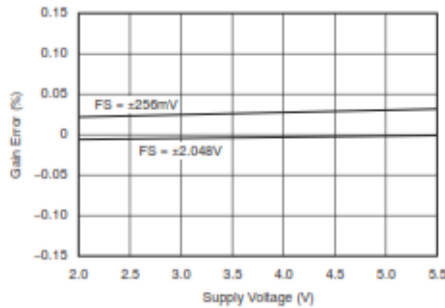


Figure 7.

(1) This parameter expresses the full-scale range of the ADC scaling. In no event should more than $V_{DD} + 0.3\text{V}$ be applied to this device.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_{DD} = 3.3\text{V}$, unless otherwise noted.

INL vs SUPPLY VOLTAGE⁽²⁾

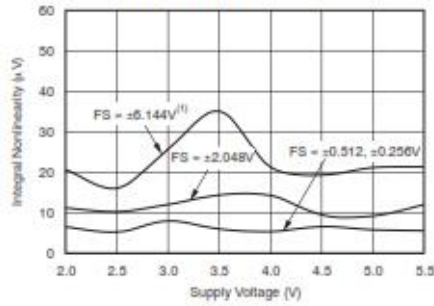


Figure 8.

INL vs INPUT SIGNAL

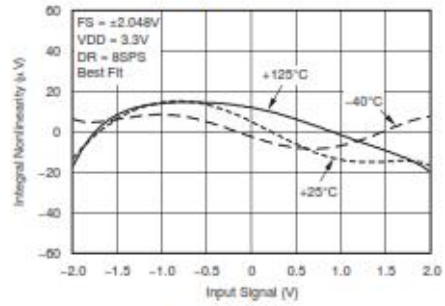


Figure 9.

INL vs INPUT SIGNAL

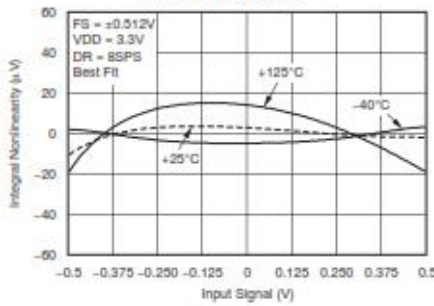


Figure 10.

INL vs INPUT SIGNAL

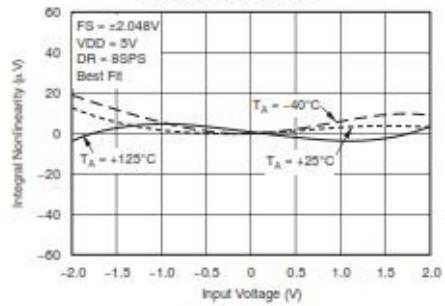


Figure 11.

INL vs INPUT SIGNAL

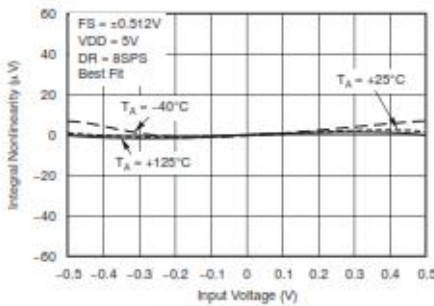


Figure 12.

INL vs TEMPERATURE

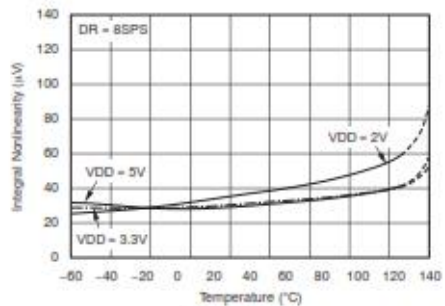


Figure 13.

(2) This parameter expresses the full-scale range of the ADC scaling. In no event should more than $V_{DD} + 0.3\text{V}$ be applied to this device.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_{DD} = 3.3\text{V}$, unless otherwise noted.

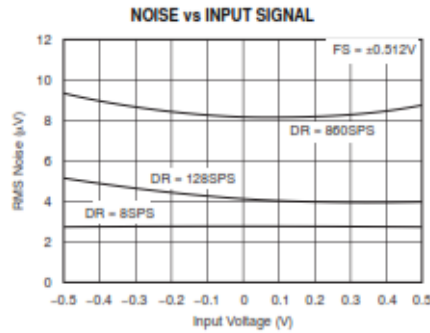


Figure 14.

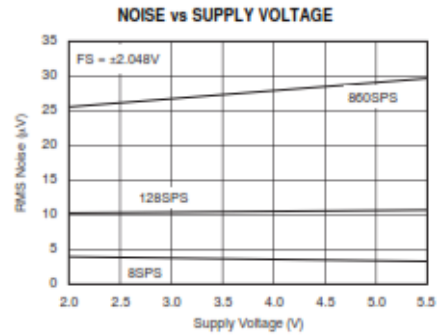


Figure 15.

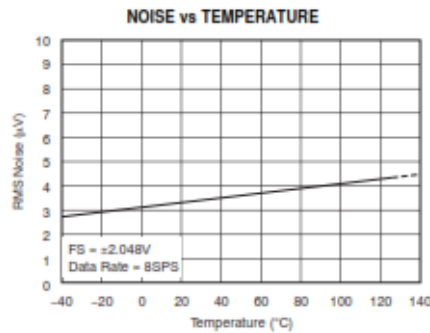


Figure 16.

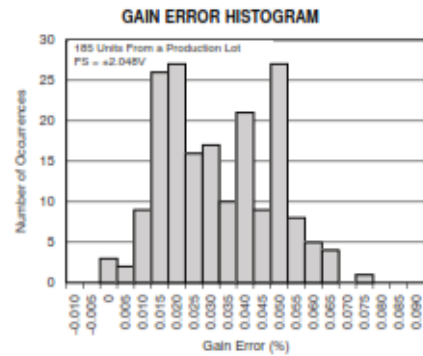


Figure 17.

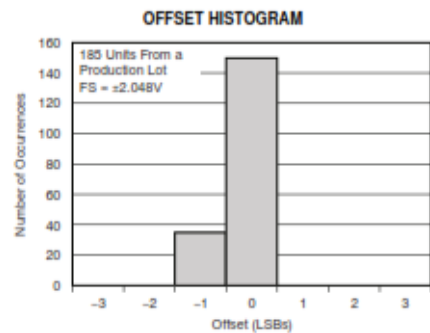


Figure 18.

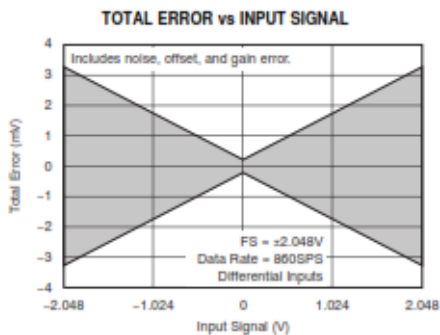


Figure 19.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_{DD} = 3.3\text{V}$, unless otherwise noted.

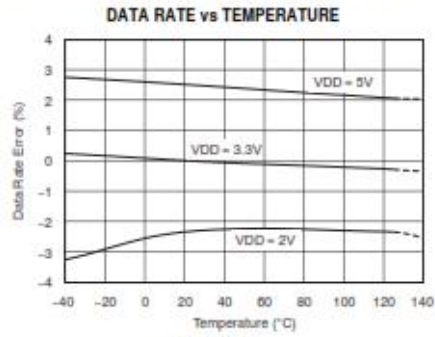


Figure 20.

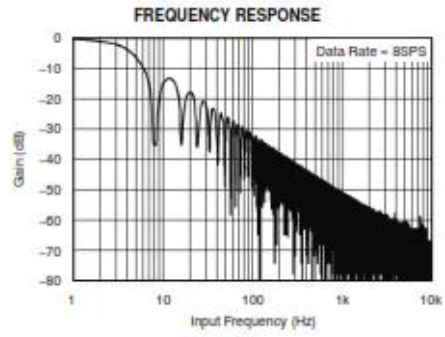


Figure 21.

OVERVIEW

The ADS1113/4/5 are very small, low-power, 16-bit, delta-sigma ($\Delta\Sigma$) analog-to-digital converters (ADCs). The ADS1113/4/5 are extremely easy to configure and design into a wide variety of applications, and allow precise measurements to be obtained with very little effort. Both experienced and novice users of data converters find designing with the ADS1113/4/5 family to be intuitive and problem-free.

The ADS1113/4/5 consist of a $\Delta\Sigma$ analog-to-digital (A/D) core with adjustable gain (excludes the ADS1113), an internal voltage reference, a clock oscillator, and an I²C interface. An additional feature available on the ADS1114/5 is a programmable digital comparator that provides an alert on a dedicated pin. All of these features are intended to reduce required external circuitry and improve performance. Figure 22 shows the ADS1115 functional block diagram.

The ADS1113/4/5 A/D core measures a differential signal, V_{IN} , that is the difference of A_{INP} and A_{INN} . A MUX is available on the ADS1115. This architecture results in a very strong attenuation in any common-mode signals. The converter core consists

of a differential, switched-capacitor $\Delta\Sigma$ modulator followed by a digital filter. Input signals are compared to the internal voltage reference. The digital filter receives a high-speed bitstream from the modulator and outputs a code proportional to the input voltage.

The ADS1113/4/5 have two available conversion modes: single-shot mode and continuous conversion mode. In single-shot mode, the ADC performs one conversion of the input signal upon request and stores the value to an internal result register. The device then enters a low-power shutdown mode. This mode is intended to provide significant power savings in systems that only require periodic conversions or when there are long idle periods between conversions. In continuous conversion mode, the ADC automatically begins a conversion of the input signal as soon as the previous conversion is completed. The rate of continuous conversion is equal to the programmed data rate. Data can be read at any time and always reflect the most recent completed conversion.

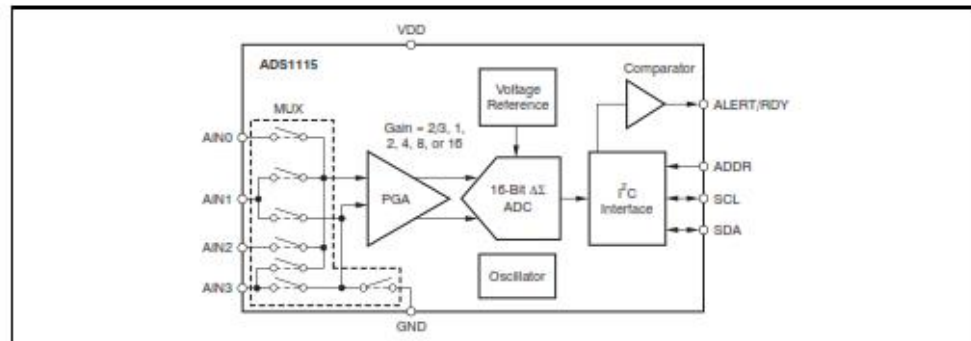


Figure 22. ADS1115 Functional Block Diagram

QUICKSTART GUIDE

This section provides a brief example of ADS1113/4/5 communications. Refer to subsequent sections of this data sheet for more detailed explanations. Hardware for this design includes: one ADS1113/4/5 configured with an I²C address of 1001000; a microcontroller with an I²C interface (TI recommends the MSP430F2002); discrete components such as resistors, capacitors, and serial connectors; and a 2V to 5V power supply. Figure 23 shows the basic hardware configuration.

The ADS1113/4/5 communicate with the master (microcontroller) through an I²C interface. The master provides a clock signal on the SCL pin and data are transferred via the SDA pin. The ADS1113/4/5 never drive the SCL pin. For information on programming and debugging the microcontroller being used, refer to the device-specific product data sheet.

The first byte sent by the master should be the ADS1113/4/5 address followed by a bit that instructs the ADS1113/4/5 to listen for a subsequent byte. The second byte is the register pointer. Refer to Table 9 for a register map. The third and fourth bytes sent from the master are written to the register indicated in the second byte. Refer to Figure 30 and Figure 31 for read and write operation timing diagrams, respectively. All read and write transactions with the ADS1113/4/5 must be preceded by a start condition and followed by a stop condition.

For example, to write to the configuration register to set the ADS1113/4/5 to continuous conversion mode and then read the conversion result, send the following bytes in this order:

Write to Config register:

First byte: 0b10010000 (first 7-bit I²C address followed by a low read/write bit)

Second byte: 0b00000001 (points to Config register)

Third byte: 0b10000100 (MSB of the Config register to be written)

Fourth byte: 0b10000011 (LSB of the Config register to be written)

Write to Pointer register:

First byte: 0b10010000 (first 7-bit I²C address followed by a low read/write bit)

Second byte: 0b00000000 (points to Conversion register)

Read Conversion register:

First byte: 0b10010001 (first 7-bit I²C address followed by a high read/write bit)

Second byte: the ADS1113/4/5 response with the MSB of the Conversion register

Third byte: the ADS1113/4/5 response with the LSB of the Conversion register

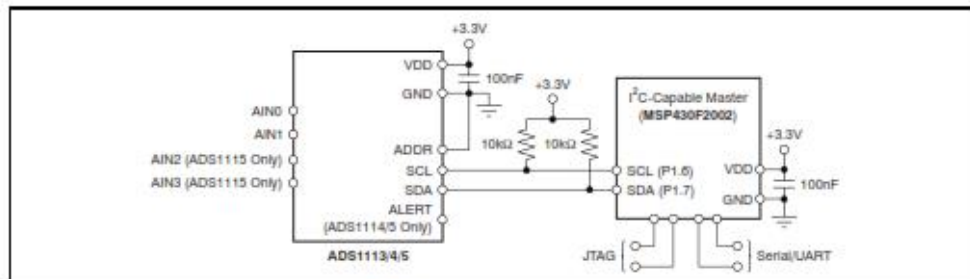


Figure 23. Basic Hardware Configuration

MULTIPLEXER

The ADS1115 contains an input multiplexer, as shown in Figure 24. Either four single-ended or two differential signals can be measured. Additionally, AIN0 and AIN1 may be measured differentially to AIN3. The multiplexer is configured by three bits in the Config register. When single-ended signals are measured, the negative input of the ADC is internally connected to GND by a switch within the multiplexer.

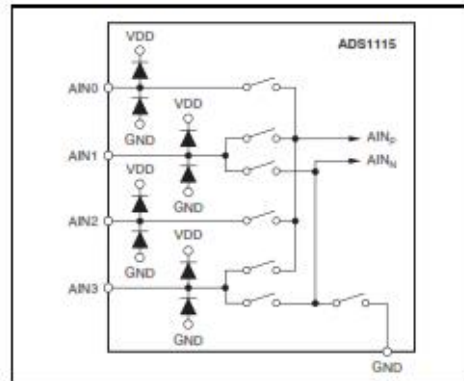


Figure 24. ADS1115 MUX

The ADS1113 and ADS1114 do not have a multiplexer. Either one differential or one single-ended signal may be measured with these devices. For single-ended measurements, connect the AIN1 pin to GND. Note that in subsequent sections of this data sheet, AIN_p refers to AIN0 and AIN_n refers to AIN1 for the ADS1113 and ADS1114.

When measuring single-ended inputs it is important to note that the negative range of the output codes are not used. These codes are for measuring negative differential signals such as $(AIN_p - AIN_n) < 0$. ESD diodes to VDD and GND protect the inputs on all three devices (ADS1113, ADS1114, and ADS1115). To prevent the ESD diodes from turning on, the absolute voltage on any input must stay within the following range:

$$GND - 0.3V < AIN_x < VDD + 0.3V$$

If it is possible that the voltages on the input pins may violate these conditions, external Schottky clamp diodes and/or series resistors may be required to limit the input current to safe values (see the [Absolute Maximum Ratings](#) table).

Also, overdriving one unused input on the ADS1115 may affect conversions taking place on other input pins. If overdrive on unused inputs is possible, again it is recommended to clamp the signal with external Schottky diodes.

ANALOG INPUTS

The ADS1113/4/5 use a switched-capacitor input stage where capacitors are continuously charged and then discharged to measure the voltage between AIN_p and AIN_n. The capacitors used are small, and to external circuitry the average loading appears resistive. This structure is shown in Figure 26. The resistance is set by the capacitor values and the rate at which they are switched. Figure 25 shows the on/off setting of the switches illustrated in Figure 26. During the sampling phase, S₁ switches are closed. This event charges C_{A1} to AIN_p, C_{A2} to AIN_n, and C_B to (AIN_p - AIN_n). During the discharge phase, S₁ is first opened and then S₂ is closed. Both C_{A1} and C_{A2} then discharge to approximately 0.7V and C_B discharges to 0V. This charging draws a very small transient current from the source driving the ADS1113/4/5 analog inputs. The average value of this current can be used to calculate the effective impedance (R_{eff}) where $R_{eff} = V_{IN} / I_{AVERAGE}$.

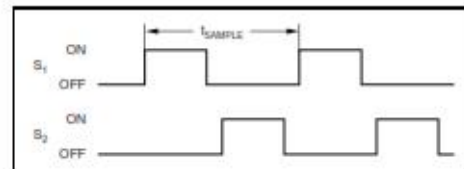


Figure 25. S₁ and S₂ Switch Timing for Figure 26

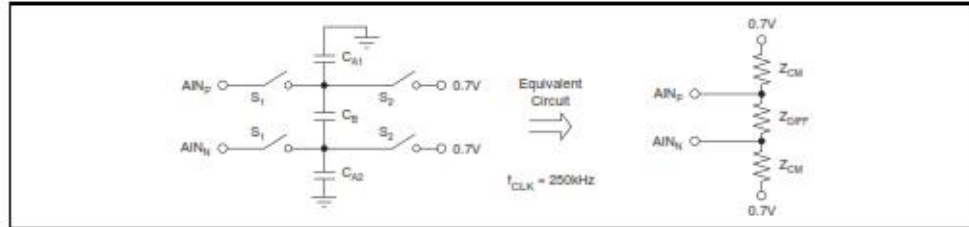


Figure 26. Simplified Analog Input Circuit

The common-mode input impedance is measured by applying a common-mode signal to shorted AIN_P and AIN_N inputs and measuring the average current consumed by each pin. The common-mode input impedance changes depending on the PGA gain setting, but is approximately 6MΩ for the default PGA gain setting. In Figure 26, the common-mode input impedance is Z_{CM}.

The differential input impedance is measured by applying a differential signal to AIN_P and AIN_N inputs where one input is held at 0.7V. The current that flows through the pin connected to 0.7V is the differential current and scales with the PGA gain setting. In Figure 26, the differential input impedance is Z_{DIFF}. Table 2 describes the typical differential input impedance.

Table 2. Differential Input Impedance

FS (V)	DIFFERENTIAL INPUT IMPEDANCE
±6.144V ⁽¹⁾	22MΩ
±4.096V ⁽¹⁾	15MΩ
±2.048V	4.9MΩ
±1.024V	2.4MΩ
±0.512V	710kΩ
±0.256V	710kΩ

1. This parameter expresses the full-scale range of the ADC scaling. In no event should more than VDD + 0.3V be applied to this device.

The typical value of the input impedance cannot be neglected. Unless the input source has a low impedance, the ADS1113/4/5 input impedance may affect the measurement accuracy. For sources with high output impedance, buffering may be necessary. Active buffers introduce noise, and also introduce offset and gain errors. All of these factors should be considered in high-accuracy applications.

Because the clock oscillator frequency drifts slightly with temperature, the input impedances also drift. For many applications, this input impedance drift can be ignored, and the values given in Table 2 for typical input impedance are valid.

FULL-SCALE INPUT

A programmable gain amplifier (PGA) is implemented before the ΔΣ core of the ADS1114/5. The PGA can be set to gains of 2/3, 1, 2, 4, 8, and 16. Table 3 shows the corresponding full-scale (FS) ranges. The PGA is configured by three bits in the Config register. The ADS1113 has a fixed full-scale input range of ±2.048V. The PGA = 2/3 setting allows input measurement to extend up to the supply voltage when VDD is larger than 4V. Note though that in this case (as well as for PGA = 1 and VDD < 4V), it is not possible to reach a full-scale output code on the ADC. Analog input voltages may never exceed the analog input voltage limits given in the Electrical Characteristics table.

Table 3. PGA Gain Full-Scale Range

PGA SETTING	FS (V)
2/3	±6.144V ⁽¹⁾
1	±4.096V ⁽¹⁾
2	±2.048V
4	±1.024V
8	±0.512V
16	±0.256V

1. This parameter expresses the full-scale range of the ADC scaling. In no event should more than VDD + 0.3V be applied to this device.

DATA FORMAT

The ADS1113/4/5 provide 16 bits of data in binary two's complement format. The positive full-scale input produces an output code of 7FFFh and the negative full-scale input produces an output code of 8000h. The output clips at these codes for signals that exceed full-scale. Table 4 summarizes the ideal output codes for different input signals. Figure 27 shows code transitions versus input voltage.

Table 4. Input Signal versus Ideal Output Code

INPUT SIGNAL, V_{IN} ($AIN_{P} - AIN_{N}$)	IDEAL OUTPUT CODE ⁽¹⁾
$\geq FS (2^{15} - 1)2^{15}$	7FFFh
$+FS/2^{15}$	0001h
0	0
$-FS/2^{15}$	FFFFh
$\leq -FS$	8000h

1. Excludes the effects of noise, INL, offset, and gain errors.

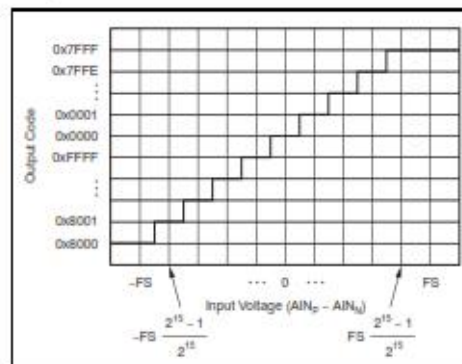


Figure 27. ADS1113/4/5 Code Transition Diagram

ALIASING

As with any data converter, if the input signal contains frequencies greater than half the data rate, aliasing occurs. To prevent aliasing, the input signal must be bandlimited. Some signals are inherently bandlimited. For example, the output of a thermocouple, which has a limited rate of change. Nevertheless, they can contain noise and interference components. These components can fold back into the sampling band in the same way as with any other signal.

The ADS1113/4/5 digital filter provides some attenuation of high-frequency noise, but the digital Sinc filter frequency response cannot completely replace an anti-aliasing filter. For a few applications, some external filtering may be needed; in such instances, a simple RC filter is adequate.

When designing an input filter circuit, be sure to take into account the interaction between the filter network and the input impedance of the ADS1113/4/5.

OPERATING MODES

The ADS1113/4/5 operate in one of two modes: continuous conversion or single-shot. In continuous conversion mode, the ADS1113/4/5 continuously perform conversions. Once a conversion has been completed, the ADS1113/4/5 place the result in the Conversion register and immediately begins another conversion. In single-shot mode, the ADS1113/4/5 wait until the OS bit is set high. Once asserted, the bit is set to '0', indicating that a conversion is currently in progress. Once conversion data are ready, the OS bit reasserts and the device powers down. Writing a '1' to the OS bit during a conversion has no effect.

RESET AND POWER-UP

When the ADS1113/4/5 powers up, a reset is performed. As part of the reset process, the ADS1113/4/5 set all of the bits in the Config register to the respective default settings.

The ADS1113/4/5 respond to the I²C general call reset command. When the ADS1113/4/5 receive a general call reset, an internal reset is performed as if the device had been powered on.

DUTY CYCLING FOR LOW POWER

For many applications, the improved performance at low data rates may not be required. For these applications, the ADS1113/4/5 support duty cycling that can yield significant power savings by periodically requesting high data rate readings at an effectively lower data rate. For example, an ADS1113/4/5 in power-down mode with a data rate set to 860SPS could be operated by a microcontroller that instructs a single-shot conversion every 125ms (8SPS). Because a conversion at 860SPS only requires about 1.2ms, the ADS1113/4/5 enter power-down mode for the remaining 123.8ms. In this configuration, the ADS1113/4/5 consume about 1/100th the power of the ADS1113/4/5 operated in continuous conversion mode. The rate of duty cycling is completely arbitrary and is defined by the master controller. The ADS1113/4/5 offer lower data rates that do not implement duty cycling and offer improved noise performance if it is needed.

COMPARATOR (ADS1114/15 ONLY)

The ADS1114/5 are each equipped with a customizable comparator that can issue an alert on the ALERT/RDY pin. This feature can significantly reduce external circuitry for many applications. The comparator can be implemented as either a traditional comparator or a window comparator via the COMP_MODE bit in the Config register. When implemented as a traditional comparator, the ALERT/RDY pin asserts (active low by default) when conversion data exceed the limit set in the high threshold register. The comparator then deasserts when the input signal falls below the low threshold register value. In window comparator mode, the ALERT/RDY pin asserts if conversion data exceed the high threshold register or fall below the low threshold register.

In either window or traditional comparator mode, the comparator can be configured to latch once asserted by the COMP_LAT bit in the Config register. This setting causes the assertion to remain even if the input signal is not beyond the bounds of the threshold registers. This latched assertion can be cleared by issuing an SMBus alert response or by reading the Conversion register. The COMP_POL bit in the Config register configures the ALERT/RDY pin as active high or active low. Operational diagrams for the comparator modes are shown in Figure 28 and Figure 29.

The comparator can be configured to activate the ALERT/RDY pin after a set number of successive readings exceed the threshold. The comparator can be configured to wait for one, two, or four readings beyond the threshold before activating the ALERT/RDY pin by changing the COMP_QUE bits in the Config register. The COMP_QUE bits can also disable the comparator function.

CONVERSION READY PIN (ADS1114/5 ONLY)

The ALERT/RDY pin can also be configured as a conversion ready pin. This mode of operation can be realized if the MSB of the high threshold register is set to '1' and the MSB of the low threshold register is set to '0'. The COMP_POL bit continues to function and the COMP_QUE bits can disable the pin; however, the COMP_MODE and COMP_LAT bits no longer control any function. When configured as a conversion ready pin, ALERT/RDY continues to require a pull-up resistor. When in continuous conversion mode, the ADS1113/4/5 provide a brief (~8µs) pulse on the ALERT/RDY pin at the end of each conversion. When in single-shot shutdown mode, the ALERT/RDY pin asserts low at the end of a conversion if the COMP_POL bit is set to '0'.

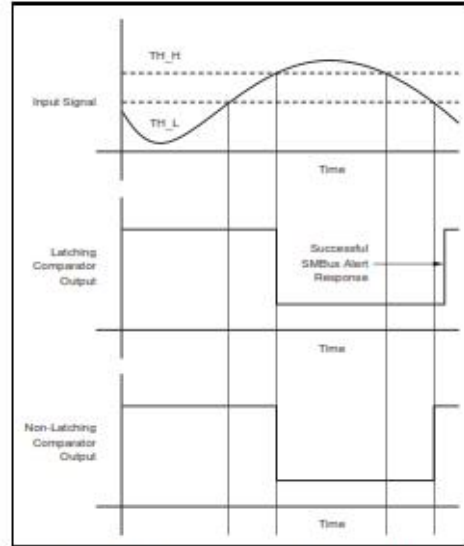


Figure 28. Alert Pin Timing Diagram When Configured as a Traditional Comparator

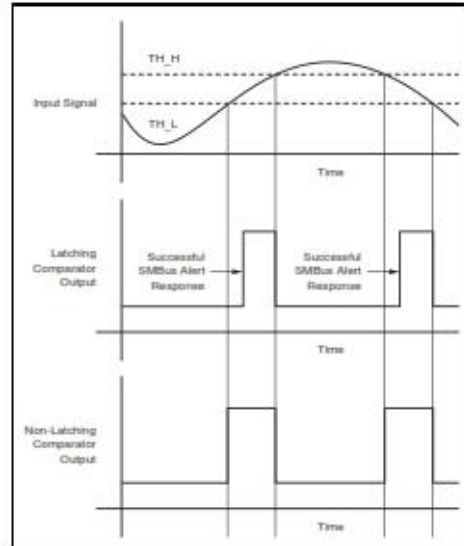


Figure 29. Alert Pin Timing Diagram When Configured as a Window Comparator

SMBus ALERT RESPONSE

When configured in latching mode (COMP_LAT = '1' in the Config register), the ALERT/RDY pin can be implemented with an SMBus alert. The pin asserts if the comparator detects a conversion that exceeds an upper or lower threshold. This interrupt is latched and can be cleared only by reading conversion data, or by issuing a successful SMBus alert response and reading the asserting device I²C address. If conversion data exceed the upper or lower thresholds after being cleared, the pin reasserts. This assertion does not affect conversions that are already in progress. The ALERT/RDY pin, as with the SDA pin, is an open-drain pin. This architecture allows several devices to share the same interface bus. When disabled, the pin holds a high state so that it does not interfere with other devices on the same bus line.

When the master senses that the ALERT/RDY pin has latched, it issues an SMBus alert command (00011001) to the I²C bus. Any ADS1114/5 data converters on the I²C bus with the ALERT/RDY pins asserted respond to the command with the slave address. In the event that two or more ADS1114/5 data converters present on the bus assert the latched ALERT/RDY pin, arbitration during the address response portion of the SMBus alert decides which device clears its assertion. The device with the lowest I²C address always wins arbitration. If a device loses arbitration, it does not clear the comparator output pin assertion. The master then repeats the SMBus alert response until all devices have had the respective assertions cleared. In window comparator mode, the SMBus alert status bit indicates a '1' if signals exceed the high threshold and a '0' if signals exceed the low threshold.

I²C INTERFACE

The ADS1113/4/5 communicate through an I²C interface. I²C is a two-wire open-drain interface that supports multiple devices and masters on a single bus. Devices on the I²C bus only drive the bus lines low by connecting them to ground; they never drive the bus lines high. Instead, the bus wires are pulled high by pull-up resistors, so the bus wires are high when no device is driving them low. This way, two devices cannot conflict; if two devices drive the bus simultaneously, there is no driver contention.

Communication on the I²C bus always takes place between two devices, one acting as the master and the other as the slave. Both masters and slaves can read and write, but slaves can only do so under the direction of the master. Some I²C devices can act as masters or slaves, but the ADS1113/4/5 can only act as slave devices.

An I²C bus consists of two lines, SDA and SCL. SDA carries data; SCL provides the clock. All data are transmitted across the I²C bus in groups of eight bits. To send a bit on the I²C bus, the SDA line is driven to the appropriate level while SCL is low (a low on SDA indicates the bit is zero; a high indicates the bit is one). Once the SDA line settles, the SCL line is brought high, then low. This pulse on SCL clocks the SDA bit into the receiver shift register. If the I²C bus is held idle for more than 25ms, the bus times out.

The I²C bus is bidirectional: the SDA line is used for both transmitting and receiving data. When the master reads from a slave, the slave drives the data line; when the master sends to a slave, the master drives the data line. The master always drives the clock line. The ADS1113/4/5 never drive SCL, because they cannot act as a master. On the ADS1113/4/5, SCL is an input only.

Most of the time the bus is idle; no communication occurs, and both lines are high. When communication is taking place, the bus is active. Only master devices can start a communication and initiate a START condition on the bus. Normally, the data line is only allowed to change state while the clock line is low. If the data line changes state while the clock line is high, it is either a START condition or a STOP condition. A START condition occurs when the clock line is high and the data line goes from high to low. A STOP condition occurs when the clock line is high and the data line goes from low to high.

After the master issues a START condition, it sends a byte that indicates which slave device it wants to communicate with. This byte is called the *address byte*. Each device on an I²C bus has a unique 7-bit address to which it responds. The master sends an address in the address byte, together with a bit that indicates whether it wishes to read from or write to the slave device.

Every byte transmitted on the I²C bus, whether it is address or data, is acknowledged with an *acknowledge* bit. When the master has finished sending a byte (eight data bits) to a slave, it stops driving SDA and waits for the slave to acknowledge the byte. The slave acknowledges the byte by pulling SDA low. The master then sends a clock pulse to clock the acknowledge bit. Similarly, when the master has finished reading a byte, it pulls SDA low to acknowledge this to the slave. It then sends a clock pulse to clock the bit. (The master always drives the clock line.)

A *not-acknowledge* is performed by simply leaving SDA high during an acknowledge cycle. If a device is not present on the bus, and the master attempts to address it, it receives a not-acknowledge because no device is present at that address to pull the line low.

When the master has finished communicating with a slave, it may issue a STOP condition. When a STOP condition is issued, the bus becomes idle again. The master may also issue another START condition. When a START condition is issued while the bus is active, it is called a repeated START condition.

See the [Timing Requirements](#) section for a timing diagram showing the ADS1113/4/5 I²C transaction.

I²C ADDRESS SELECTION

The ADS1113/4/5 have one address pin, ADDR, that sets the I²C address. This pin can be connected to ground, VDD, SDA, or SCL, allowing four addresses to be selected with one pin as shown in [Table 5](#). The state of the address pin ADDR is sampled continuously.

Table 5. ADDR Pin Connection and Corresponding Slave Address

ADDR PIN	SLAVE ADDRESS
Ground	1001000
VDD	1001001
SDA	1001010
SCL	1001011

I²C GENERAL CALL

The ADS1113/4/5 respond to the I²C general call address (0000000) if the eighth bit is '0'. The devices acknowledge the general call address and respond to commands in the second byte. If the second byte is 00000110 (06h), the ADS1113/4/5 reset the internal registers and enter power-down mode.

I²C SPEED MODES

The I²C bus operates at one of three speeds. Standard mode allows a clock frequency of up to 100kHz; fast mode permits a clock frequency of up to 400kHz; and high-speed mode (also called Hs mode) allows a clock frequency of up to 3.4MHz. The ADS1113/4/5 are fully compatible with all three modes.

No special action is required to use the ADS1113/4/5 in standard or fast mode, but high-speed mode must be activated. To activate high-speed mode, send a special address byte of 00001xxx following the START condition, where xxx are bits unique to the Hs-capable master. This byte is called the Hs master code. (Note that this is different from normal address bytes; the eighth bit does not indicate read/write status.) The ADS1113/4/5 do not acknowledge this

byte; the I²C specification prohibits acknowledgment of the Hs master code. Upon receiving a master code, the ADS1113/4/5 switch on Hs mode filters, and communicate at up to 3.4MHz. The ADS1113/4/5 switch out of Hs mode with the next STOP condition.

For more information on high-speed mode, consult the I²C specification.

SLAVE MODE OPERATIONS

The ADS1113/4/5 can act as either slave receivers or slave transmitters. As a slave device, the ADS1113/4/5 cannot drive the SCL line.

Receive Mode:

In slave receive mode the first byte transmitted from the master to the slave is the address with the R/W bit low. This byte allows the slave to be written to. The next byte transmitted by the master is the register pointer byte. The ADS1113/4/5 then acknowledge receipt of the register pointer byte. The next two bytes are written to the address given by the register pointer. The ADS1113/4/5 acknowledge each byte sent. Register bytes are sent with the most significant byte first, followed by the least significant byte.

Transmit Mode:

In slave transmit mode, the first byte transmitted by the master is the 7-bit slave address followed by the high R/W bit. This byte places the slave into transmit mode and indicates that the ADS1113/4/5 are being read from. The next byte transmitted by the slave is the most significant byte of the register that is indicated by the register pointer. This byte is followed by an acknowledgment from the master. The remaining least significant byte is then sent by the slave and is followed by an acknowledgment from the master. The master may terminate transmission after any byte by not acknowledging or issuing a START or STOP condition.

WRITING/READING THE REGISTERS

To access a specific register from the ADS1113/4/5, the master must first write an appropriate value to the Pointer register. The Pointer register is written directly after the slave address byte, low R/W bit, and a successful slave acknowledgment. After the Pointer register is written, the slave acknowledges and the master issues a STOP or a repeated START condition.

When reading from the ADS1113/4/5, the previous value written to the Pointer register determines the register that is read from. To change which register is read, a new value must be written to the Pointer register. To write a new value to the Pointer register, the master issues a slave address byte with the R/W bit low, followed by the Pointer register byte. No additional data need to be transmitted, and a STOP condition can be issued by the master. The master may now issue a START condition and send the slave address byte with the R/W bit high to begin the read. Table 10 details this sequence. If repeated reads from the same register are desired, there is no need to continually send Pointer register bytes, because the ADS1113/4/5 store the value of the Pointer register until it is modified by a write operation. However, every write operation requires the Pointer register to be written.

REGISTERS

The ADS1113/4/5 have four registers that are accessible via the I²C port. The Conversion register contains the result of the last conversion. The Config register allows the user to change the ADS1113/4/5 operating modes and query the status of the devices. Two registers, Lo_thresh and Hi_thresh, set the threshold values used for the comparator function.

POINTER REGISTER

The four registers are accessed by writing to the Pointer register byte; see Figure 30. Table 6 and Table 7 indicate the Pointer register byte map.

Table 6. Register Address

BIT 1	BIT 0	REGISTER
0	0	Conversion register
0	1	Config register
1	0	Lo_thresh register
1	1	Hi_thresh register

CONVERSION REGISTER

The 16-bit register contains the result of the last conversion in binary twos complement format. Following reset or power-up, the Conversion register is cleared to '0', and remains '0' until the first conversion is completed.

The register format is shown in Table 8.

CONFIG REGISTER

The 16-bit register can be used to control the ADS1113/4/5 operating mode, input selection, data rate, PGA settings, and comparator modes. The register format is shown in Table 9.

Table 7. Pointer Register Byte (Write-Only)

BIT 7	BIT 6	BIT 5	BIT 4	BIT 3	BIT 2	BIT 1	BIT 0
0	0	0	0	0	0	0	0

Register address

Table 8. Conversion Register (Read-Only)

BIT	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0

Table 9. Config Register (Read/Write)

BIT	15	14	13	12	11	10	9	8
NAME	OS	MUX2	MUX1	MUX0	PGA2	PGA1	PGA0	MODE

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	DR2	DR1	DR0	COMP_MODE	COMP_POL	COMP_LAT	COMP_QUE1	COMP_QUE0

Default = 8583h.

Bit [15]

OS: Operational status/single-shot conversion start

This bit determines the operational status of the device. This bit can only be written when in power-down mode.

For a write status:

- 0 : No effect
- 1 : Begin a single conversion (when in power-down mode)

For a read status:

- 0 : Device is currently performing a conversion
- 1 : Device is not currently performing a conversion

Bits [14:12]	MUX[2:0]: Input multiplexer configuration (ADS1115 only) These bits configure the input multiplexer. They serve no function on the ADS1113/4. 000 : AIN _D = AIN0 and AIN _N = AIN1 (default) 100 : AIN _D = AIN0 and AIN _N = GND 001 : AIN _D = AIN0 and AIN _N = AIN3 101 : AIN _D = AIN1 and AIN _N = GND 010 : AIN _D = AIN1 and AIN _N = AIN3 110 : AIN _D = AIN2 and AIN _N = GND 011 : AIN _D = AIN2 and AIN _N = AIN3 111 : AIN _D = AIN3 and AIN _N = GND
Bits [11:9]	PGA[2:0]: Programmable gain amplifier configuration (ADS1114 and ADS1115 only) These bits configure the programmable gain amplifier. They serve no function on the ADS1113. 000 : FS = ±6.144V ⁽¹⁾ 100 : FS = ±0.512V 001 : FS = ±4.096V ⁽¹⁾ 101 : FS = ±0.256V 010 : FS = ±2.048V (default) 110 : FS = ±0.256V 011 : FS = ±1.024V 111 : FS = ±0.256V
Bit [8]	MODE: Device operating mode This bit controls the current operational mode of the ADS1113/4/5. 0 : Continuous conversion mode 1 : Power-down single-shot mode (default)
Bits [7:5]	DR[2:0]: Data rate These bits control the data rate setting. 000 : 8SPS 100 : 128SPS (default) 001 : 16SPS 101 : 250SPS 010 : 32SPS 110 : 475SPS 011 : 64SPS 111 : 860SPS
Bit [4]	COMP_MODE: Comparator mode (ADS1114 and ADS1115 only) This bit controls the comparator mode of operation. It changes whether the comparator is implemented as a traditional comparator (COMP_MODE = '0') or as a window comparator (COMP_MODE = '1'). It serves no function on the ADS1113. 0 : Traditional comparator with hysteresis (default) 1 : Window comparator
Bit [3]	COMP_POL: Comparator polarity (ADS1114 and ADS1115 only) This bit controls the polarity of the ALERT/RDY pin. When COMP_POL = '0' the comparator output is active low. When COMP_POL = '1' the ALERT/RDY pin is active high. It serves no function on the ADS1113. 0 : Active low (default) 1 : Active high
Bit [2]	COMP_LAT: Latching comparator (ADS1114 and ADS1115 only) This bit controls whether the ALERT/RDY pin latches once asserted or clears once conversions are within the margin of the upper and lower threshold values. When COMP_LAT = '0', the ALERT/RDY pin does not latch when asserted. When COMP_LAT = '1', the asserted ALERT/RDY pin remains latched until conversion data are read by the master or an appropriate SMBus alert response is sent by the master, the device responds with its address, and it is the lowest address currently asserting the ALERT/RDY bus line. This bit serves no function on the ADS1113. 0 : Non-latching comparator (default) 1 : Latching comparator
Bits [1:0]	COMP_QUE: Comparator queue and disable (ADS1114 and ADS1115 only) These bits perform two functions. When set to '11', they disable the comparator function and put the ALERT/RDY pin into a high state. When set to any other value, they control the number of successive conversions exceeding the upper or lower thresholds required before asserting the ALERT/RDY pin. They serve no function on the ADS1113. 00 : Assert after one conversion 01 : Assert after two conversions 10 : Assert after four conversions 11 : Disable comparator (default)

(1) This parameter expresses the full-scale range of the ADC scaling. In no event should more than VDD + 0.3V be applied to this device.

Lo_thresh AND Hi_thresh REGISTERS

The upper and lower threshold values used by the comparator are stored in two 16-bit registers. These registers store values in the same format that the output register displays values; that is, they are stored in twos complement format. Because it is implemented as a digital comparator, special attention should be taken to readjust values whenever PGA settings are changed.

A secondary conversion ready function of the comparator output pin can be realized by setting the Hi_thresh register MSB to '1' and the Lo_thresh register MSB to '0'. However, in all other cases, the Hi_thresh register must be larger than the Lo_thresh register. The threshold register formats are shown in Table 10. When set to RDY mode, the ALERT/RDY pin outputs the OS bit when in single-shot mode and pulses when in continuous conversion mode.

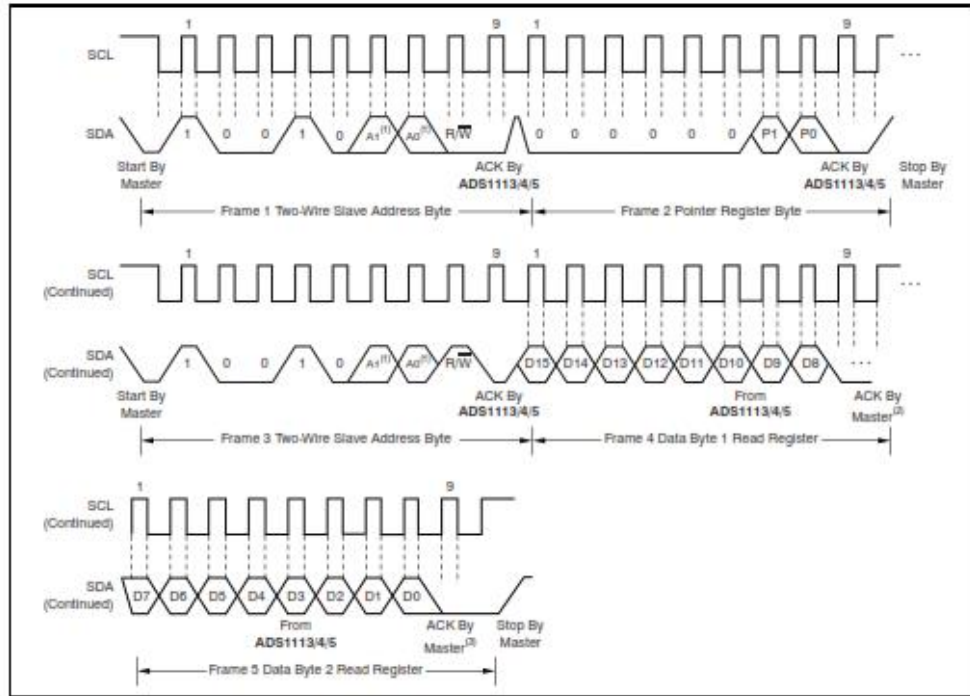
Table 10. Lo_thresh and Hi_thresh Registers

REGISTER	Lo_thresh (Read/Write)							
BIT	15	14	13	12	11	10	9	8
NAME	Lo_thresh15	Lo_thresh14	Lo_thresh13	Lo_thresh12	Lo_thresh11	Lo_thresh10	Lo_thresh9	Lo_thresh8
BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	Lo_thresh7	Lo_thresh6	Lo_thresh5	Lo_thresh4	Lo_thresh3	Lo_thresh2	Lo_thresh1	Lo_thresh0

REGISTER	Hi_thresh (Read/Write)							
BIT	15	14	13	12	11	10	9	8
NAME	Hi_thresh15	Hi_thresh14	Hi_thresh13	Hi_thresh12	Hi_thresh11	Hi_thresh10	Hi_thresh9	Hi_thresh8
BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	Hi_thresh7	Hi_thresh6	Hi_thresh5	Hi_thresh4	Hi_thresh3	Hi_thresh2	Hi_thresh1	Hi_thresh0

Lo_thresh default = 8000h.

Hi_thresh default = 7FFFh.



- (1) The values of A0 and A1 are determined by the ADDR pin.
- (2) Master can leave SDA high to terminate a single-byte read operation.
- (3) Master can leave SDA high to terminate a two-byte read operation.

Figure 30. Two-Wire Timing Diagram for Read Word Format

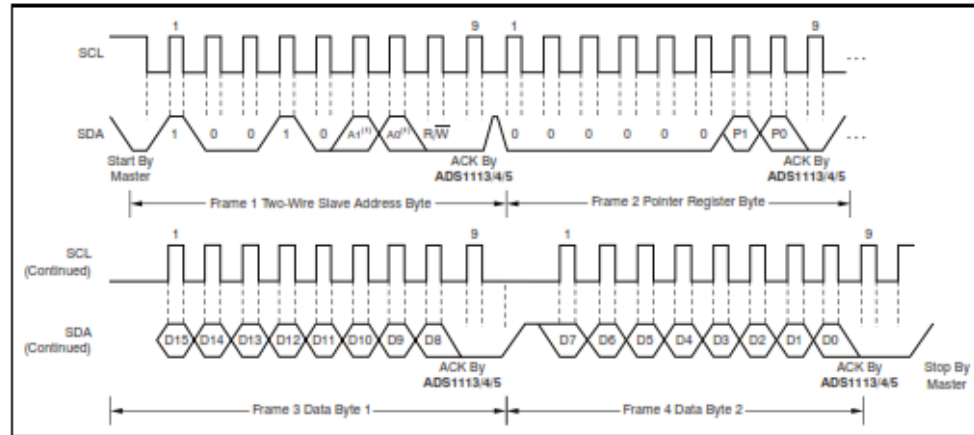


Figure 31. Two-Wire Timing Diagram for Write Word Format

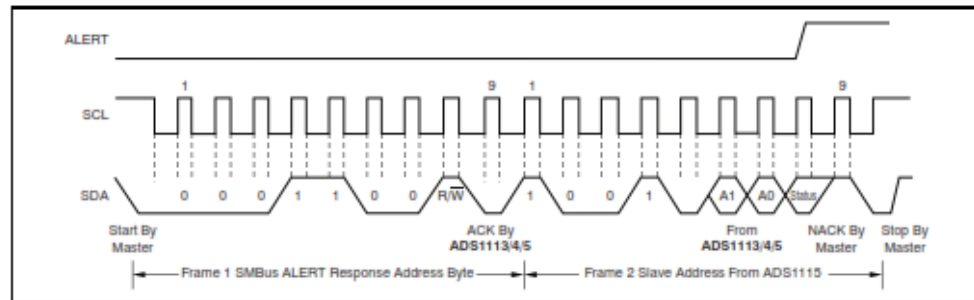


Figure 32. Timing Diagram for SMBus ALERT Response

APPLICATION INFORMATION

The following sections give example circuits and suggestions for using the ADS1113/4/5 in various situations.

BASIC CONNECTIONS

For many applications, connecting the ADS1113/4/5 is simple. A basic connection diagram for the ADS1115 is shown in Figure 33.

The fully differential voltage input of the ADS1113/4/5 is ideal for connection to differential sources with moderately low source impedance, such as thermocouples and thermistors. Although the ADS1113/4/5 can read bipolar differential signals, they cannot accept negative voltages on either input. It may be helpful to think of the ADS1113/4/5 positive voltage input as *noninverting*, and of the negative input as *inverting*.

When the ADS1113/4/5 are converting data, they draw current in short spikes. The 0.1 μ F bypass capacitor supplies the momentary bursts of extra current needed from the supply.

The ADS1113/4/5 interface directly to standard mode, fast mode, and high-speed mode I²C controllers. Any microcontroller I²C peripheral, including master-only and non-multiple-master I²C peripherals, can operate with the ADS1113/4/5. The ADS1113/4/5 do not perform clock-stretching (that is, they never pull the clock line low), so it is not necessary to provide for this function unless other clock-stretching devices are on the same I²C bus.

Pull-up resistors are required on both the SDA and SCL lines because I²C bus drivers are open-drain. The size of these resistors depends on the bus operating speed and capacitance of the bus lines. Higher-value resistors consume less power, but increase the transition times on the bus, limiting the bus speed. Lower-value resistors allow higher speed at the expense of higher power consumption. Long bus lines have higher capacitance and require smaller pull-up resistors to compensate. The resistors should not be too small; if they are, the bus drivers may not be able to pull the bus lines low.

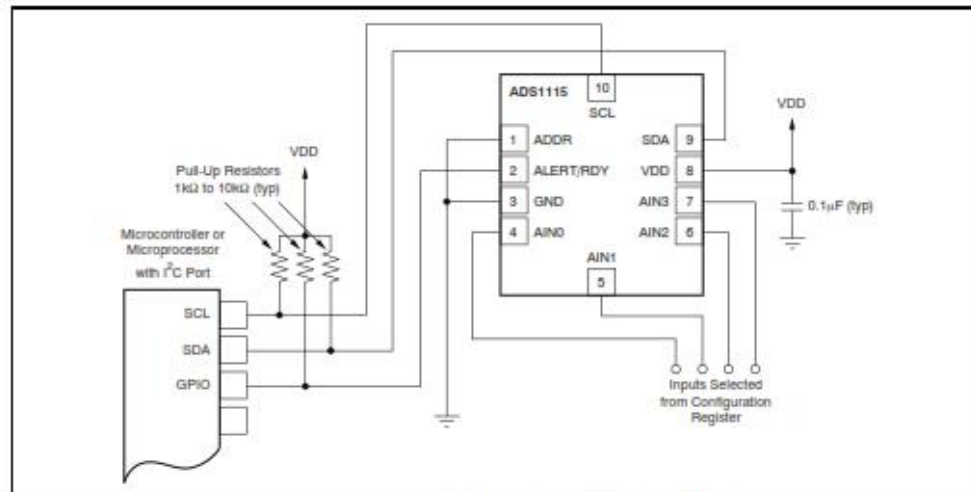


Figure 33. Typical Connections of the ADS1115

CONNECTING MULTIPLE DEVICES

Connecting multiple ADS1113/4/5s to a single bus is simple. Using the address pin, the ADS1113/4/5 can be set to one of four different I²C addresses. An example showing three ADS1113/4/5 devices is given in Figure 35. Up to four ADS1113/4/5s (using different address pin configurations) can be connected to a single bus.

Note that only one set of pull-up resistors is needed per bus. The pull-up resistor values may need to be lowered slightly to compensate for the additional bus capacitance presented by multiple devices and increased line length.

The TMP421 and DAC8574 devices detect the respective I²C bus addresses based on the states of pins. In the example, the TMP421 has the address 0101010, and the DAC8574 has the address 1001100. Consult the DAC8574 and TMP421 data sheets, available at www.ti.com, for further details.

USING GPIO PORTS FOR COMMUNICATION

Most microcontrollers have programmable input/output (I/O) pins that can be set in software to act as inputs or outputs. If an I²C controller is not available, the ADS1113/4/5 can be connected to GPIO pins and the I²C bus protocol simulated, or bit-banged, in software. An example of this configuration for a single ADS1113/4/5 is shown in Figure 34.

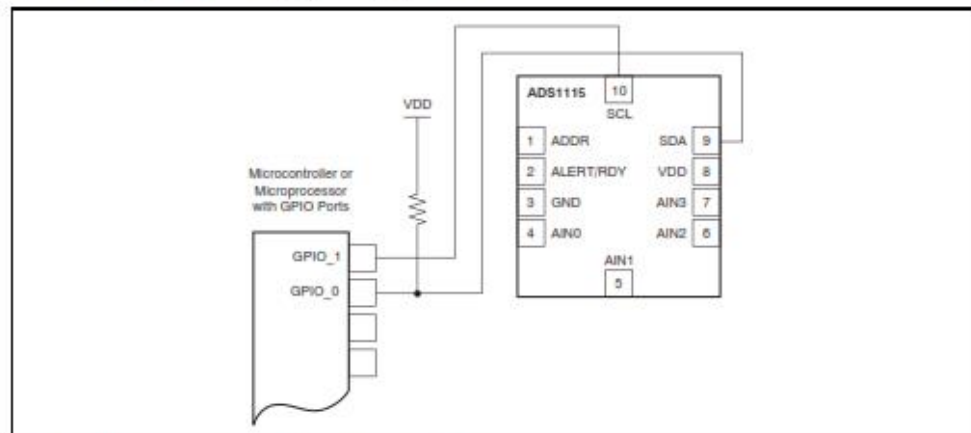
Bit-banging I²C with GPIO pins can be done by setting the GPIO line to '0' and toggling it between input and output modes to apply the proper bus

states. To drive the line low, the pin is set to output '0'; to let the line go high, the pin is set to input. When the pin is set to input, the state of the pin can be read; if another device is pulling the line low, this configuration reads as a '0' in the port input register.

Note that no pull-up resistor is shown on the SCL line. In this simple case, the resistor is not needed; the microcontroller can simply leave the line on output, and set it to '1' or '0' as appropriate. This action is possible because the ADS1113/4/5 never drive the clock line low. This technique can also be used with multiple devices, and has the advantage of lower current consumption as a result of the absence of a resistive pull-up.

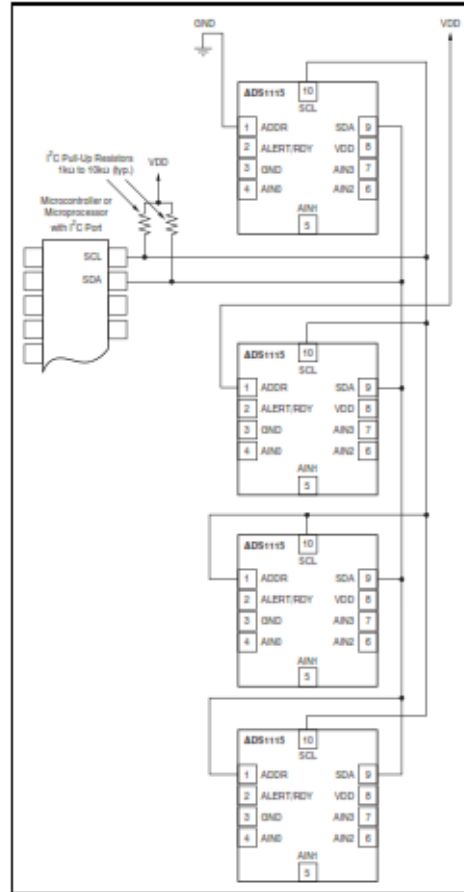
If there are any devices on the bus that may drive the clock lines low, this method should not be used; the SCL line should be high-Z or '0' and a pull-up resistor provided as usual.

Some microcontrollers have selectable strong pull-up circuits built in to the GPIO ports. In some cases, these circuits can be switched on and used in place of an external pull-up resistor. Weak pull-ups are also provided on some microcontrollers, but usually these are too weak for I²C communication. If there is any doubt about the matter, test the circuit before committing it to production.



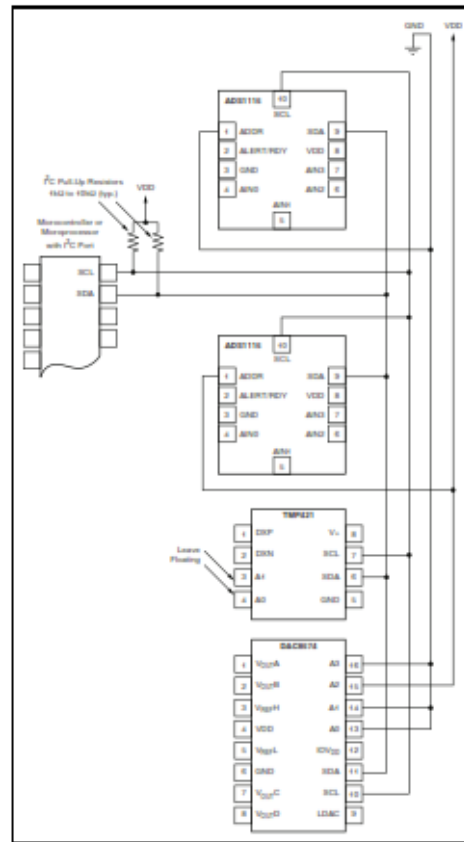
NOTE: ADS1113/4/5 power and input connections omitted for clarity.

Figure 34. Using GPIO with a Single ADS1115



NOTE: ADS1113/4/5 power and input connections omitted for clarity. The ADDR pin selects the I²C address.

Figure 35. Connecting Multiple ADS1113/4/5



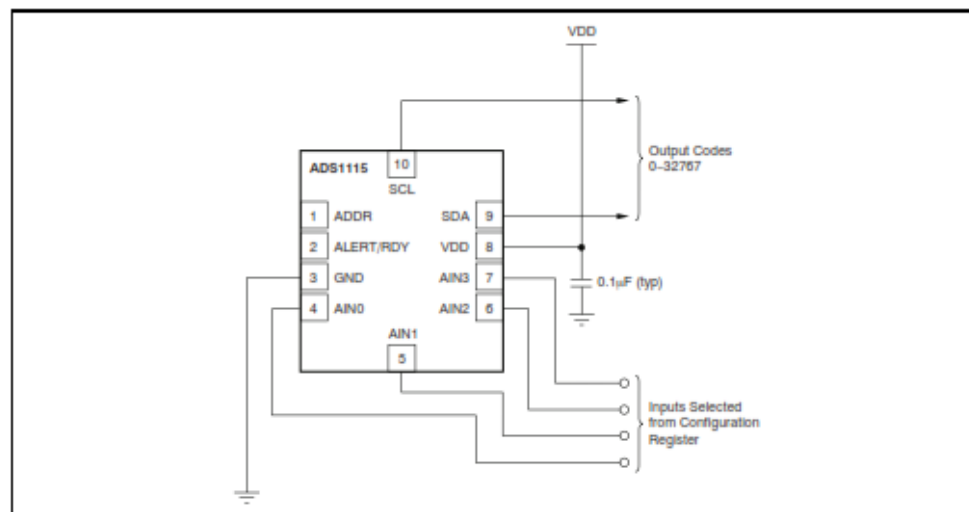
NOTE: ADS1113/4/5 power and input connections omitted for clarity. ADDR, A3, A2, A1, and A0 select the I²C addresses.

Figure 36. Connecting Multiple Device Types

SINGLE-ENDED INPUTS

Although the ADS1115 has two differential inputs, the device can easily measure four single-ended signals. Figure 37 shows a single-ended connection scheme. The ADS1115 is configured for single-ended measurement by configuring the MUX to measure each channel with respect to ground. Data are then read out of one input based on the selection on the configuration register. The single-ended signal can range from 0V to supply. The ADS1115 loses no linearity anywhere within the input range. Negative voltages cannot be applied to this circuit because the ADS1115 can only accept positive voltages.

The ADS1115 input range is bipolar differential with respect to the reference. The single-ended circuit shown in Figure 37 covers only half the ADS1115 input scale because it does not produce differentially negative inputs; therefore, one bit of resolution is lost.



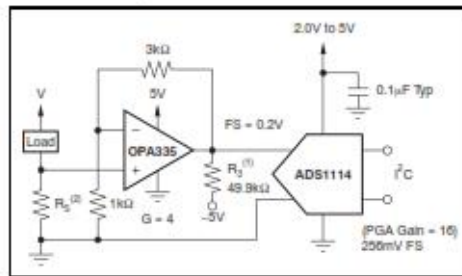
NOTE: Digital and address pin connections omitted for clarity.

Figure 37. Measuring Single-Ended Inputs

LOW-SIDE CURRENT MONITOR

Figure 38 shows a circuit for a low-side shunt-type current monitor. The circuit monitors the voltage across a shunt resistor, which is sized as small as possible while giving a measurable output voltage. This voltage is amplified by an OPA335 low-drift op amp, and the result is read by the ADS1114/5.

It is suggested that the ADS1114/5 be operated at a gain of 8. The gain of the OPA335 can then be set lower. For a gain of 16, the op amp should be set up to give a maximum output voltage no greater than 0.256V. If the shunt resistor is sized to provide a maximum voltage drop of 50mV at full-scale current, the full-scale input to the ADS1114/5 is 0.2V.



- (1) Pull-down resistor to allow accurate swing to 0V.
- (2) R_S is sized for a 50mV drop at full-scale current.

Figure 38. Low-Side Current Measurement

The ADS1113/4/5 are fabricated in a small-geometry, low-voltage process. The analog inputs feature protection diodes to the supply rails. However, the current-handling ability of these diodes is limited, and the ADS1113/4/5 can be permanently damaged by analog input voltages that remain more than approximately 300mV beyond the rails for extended periods. One way to protect against overvoltage is to place current-limiting resistors on the input lines. The ADS1113/4/5 analog inputs can withstand momentary currents as large as 100mA.

If the ADS1113/4/5 are driven by an op amp with high-voltage supplies, such as $\pm 12V$, protection should be provided, even if the op amp is configured so that it does not output out-of-range voltages. Many op amps drift to one of the supply rails immediately when power is applied, usually before the input has stabilized; this momentary spike can damage the ADS1113/4/5. This incremental damage results in slow, long-term failure, which can be disastrous for permanently installed, low-maintenance systems.

If an op amp or other front-end circuitry is used with an ADS1113/4/5, performance characteristics must be taken into account when designing the application.

REVISION HISTORY

NOTE: Page numbers for previous revisions may differ from page numbers in the current version.

Changes from Revision A (August 2009) to Revision B	Page
• Deleted Operating Temperature bullet from Features section	1
• Deleted <i>Operating temperature range</i> parameter from Absolute Maximum Ratings table	2
• Deleted <i>Operating temperature</i> parameter from Temperature section of Electrical Characteristics table	4
• Changed Figure 2 to reflect maximum operating temperature	6
• Changed Figure 3 to reflect maximum operating temperature	6
• Changed Figure 4 to reflect maximum operating temperature	6
• Changed Figure 5 to reflect maximum operating temperature	6
• Changed Figure 6 to reflect maximum operating temperature	6
• Changed +140°C to +125°C in Figure 9	7
• Changed +140°C to +125°C in Figure 10	7
• Changed +140°C to +125°C in Figure 11	7
• Changed +140°C to +125°C in Figure 12	7
• Changed Figure 13 to reflect maximum operating temperature	7
• Changed Figure 16 to reflect maximum operating temperature	8
• Changed Figure 20 to reflect maximum operating temperature	9

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾	Samples (Requires Login)
ADS1113IDGSR	ACTIVE	MSOP	DGS	10	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	Add to cart
ADS1113IDGST	ACTIVE	MSOP	DGS	10	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	Add to cart
ADS1113IRUGR	ACTIVE	X2QFN	RUG	10	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	Add to cart
ADS1113IRUGT	ACTIVE	X2QFN	RUG	10	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	Add to cart
ADS1114IDGSR	ACTIVE	MSOP	DGS	10	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	Add to cart
ADS1114IDGST	ACTIVE	MSOP	DGS	10	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	Add to cart
ADS1114IRUGR	ACTIVE	X2QFN	RUG	10	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	Add to cart
ADS1114IRUGT	ACTIVE	X2QFN	RUG	10	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	Add to cart
ADS1115IDGSR	ACTIVE	MSOP	DGS	10	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	Add to cart
ADS1115IDGST	ACTIVE	MSOP	DGS	10	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	Add to cart
ADS1115IRUGR	ACTIVE	X2QFN	RUG	10	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	Add to cart
ADS1115IRUGT	ACTIVE	X2QFN	RUG	10	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	Add to cart

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSELETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.



www.ti.com

PACKAGE OPTION ADDENDUM

8-Sep-2011

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

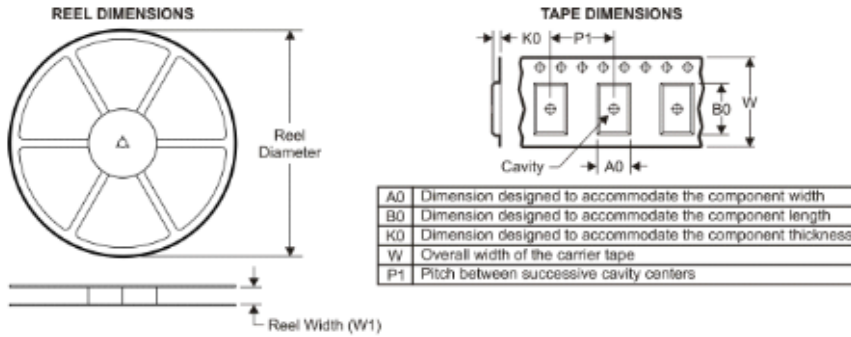
Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

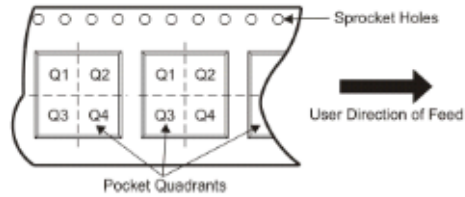
Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION



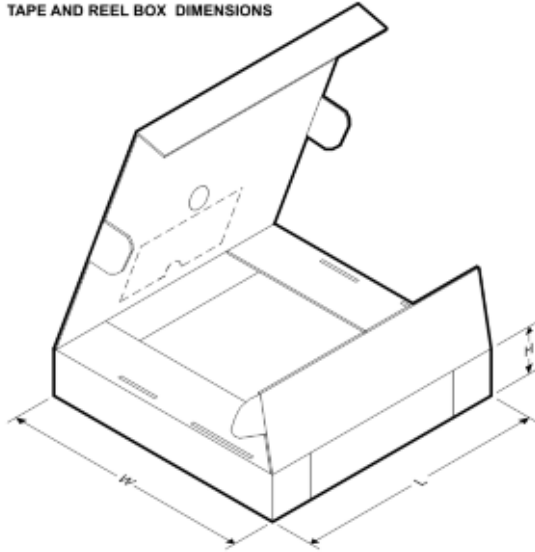
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
ADS1113IDGSR	MSOP	DGS	10	2500	330.0	12.4	5.3	3.3	1.3	8.0	12.0	Q1
ADS1113IDGST	MSOP	DGS	10	250	180.0	12.4	5.3	3.3	1.3	8.0	12.0	Q1
ADS1113IRUGR	X2QFN	RUG	10	3000	179.0	8.4	1.75	2.25	0.65	4.0	8.0	Q1
ADS1113IRUGT	X2QFN	RUG	10	250	179.0	8.4	1.75	2.25	0.65	4.0	8.0	Q1
ADS1114IDGSR	MSOP	DGS	10	2500	330.0	12.4	5.3	3.3	1.3	8.0	12.0	Q1
ADS1114IDGST	MSOP	DGS	10	250	180.0	12.4	5.3	3.3	1.3	8.0	12.0	Q1
ADS1114IRUGR	X2QFN	RUG	10	3000	179.0	8.4	1.75	2.25	0.65	4.0	8.0	Q1
ADS1114IRUGT	X2QFN	RUG	10	250	179.0	8.4	1.75	2.25	0.65	4.0	8.0	Q1
ADS1115IDGSR	MSOP	DGS	10	2500	330.0	12.4	5.3	3.3	1.3	8.0	12.0	Q1
ADS1115IDGST	MSOP	DGS	10	250	180.0	12.4	5.3	3.3	1.3	8.0	12.0	Q1
ADS1115IRUGR	X2QFN	RUG	10	3000	179.0	8.4	1.75	2.25	0.65	4.0	8.0	Q1
ADS1115IRUGT	X2QFN	RUG	10	250	179.0	8.4	1.75	2.25	0.65	4.0	8.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



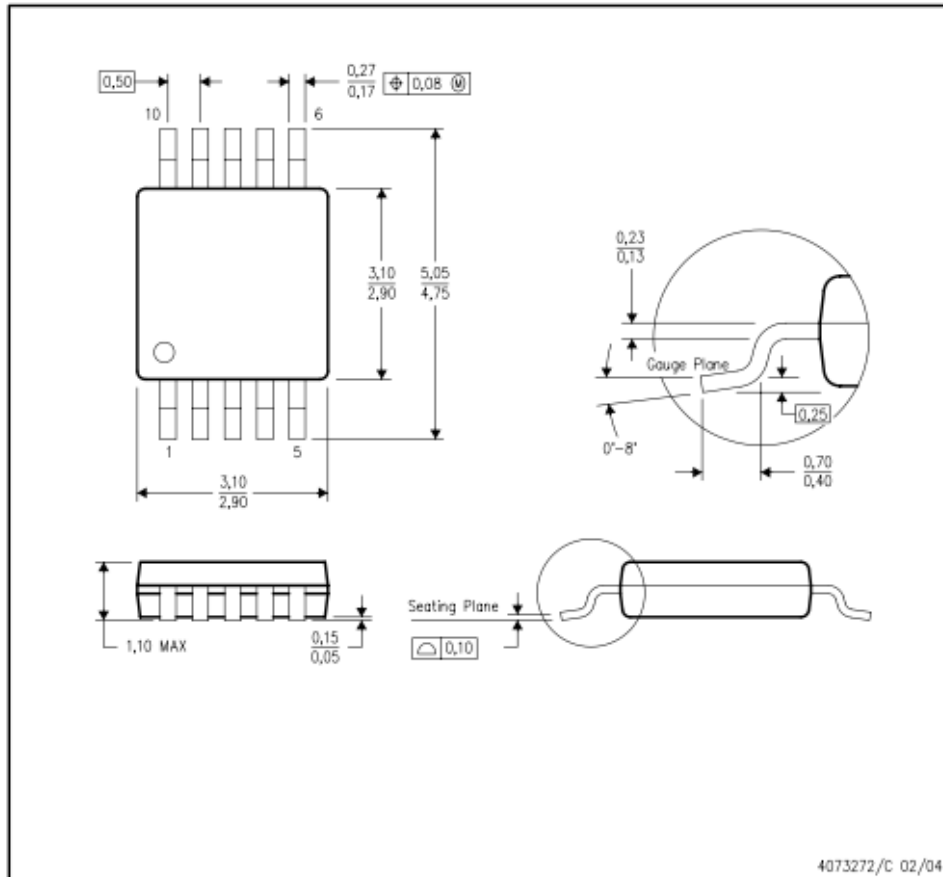
*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
ADS1113IDGSR	MSOP	DGS	10	2500	370.0	355.0	55.0
ADS1113IDGST	MSOP	DGS	10	250	195.0	200.0	45.0
ADS1113IRUGR	X2QFN	RUG	10	3000	203.0	203.0	35.0
ADS1113IRUGT	X2QFN	RUG	10	250	203.0	203.0	35.0
ADS1114IDGSR	MSOP	DGS	10	2500	370.0	355.0	55.0
ADS1114IDGST	MSOP	DGS	10	250	195.0	200.0	45.0
ADS1114IRUGR	X2QFN	RUG	10	3000	203.0	203.0	35.0
ADS1114IRUGT	X2QFN	RUG	10	250	203.0	203.0	35.0
ADS1115IDGSR	MSOP	DGS	10	2500	370.0	355.0	55.0
ADS1115IDGST	MSOP	DGS	10	250	195.0	200.0	45.0
ADS1115IRUGR	X2QFN	RUG	10	3000	203.0	203.0	35.0
ADS1115IRUGT	X2QFN	RUG	10	250	203.0	203.0	35.0

MECHANICAL DATA

DGS (S-PDS0-G10)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

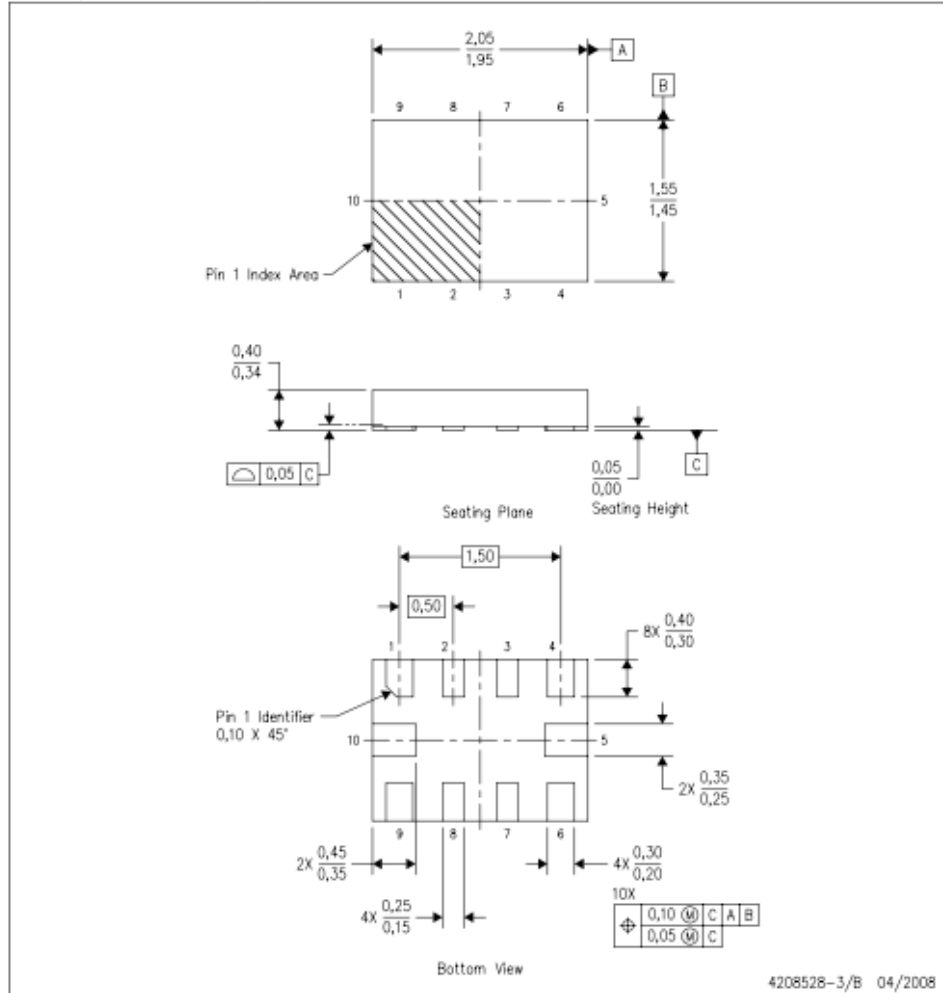


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion.
 - D. Falls within JEDEC MO-187 variation BA.

MECHANICAL DATA

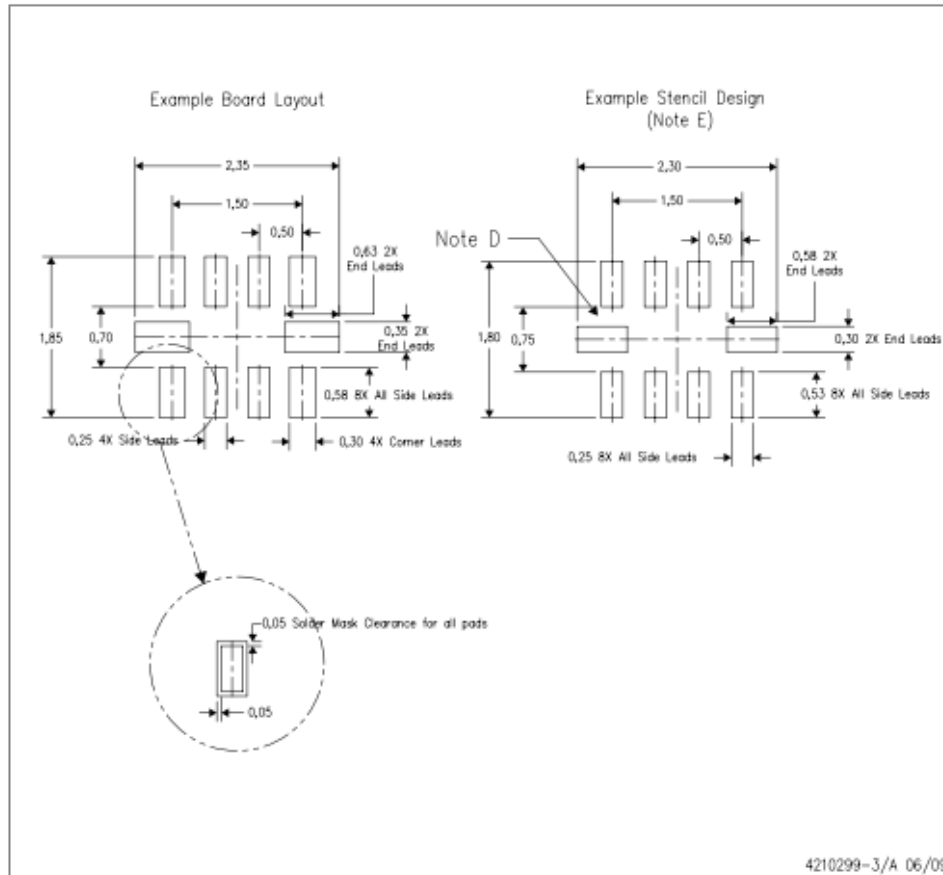
RUG (R-PQFP-N10)

PLASTIC QUAD FLATPACK



- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - QFN (Quad Flatpack No-Lead) package configuration.
 - This package complies to JEDEC MO-288 variation X2EFD.

RUG (R-PQFP-N10)



4210299-3/A 06/09

- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - Customers should contact their board fabrication site for minimum solder mask web tolerances between signal pads.
 - Maximum stencil thickness 0,127 mm (5 mils). All linear dimensions are in millimeters.
 - Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC 7525 for stencil design considerations.
 - Side aperture dimensions over-print land for acceptable area ratio > 0.66. Customer may reduce side aperture dimensions if stencil manufacturing process allows for sufficient release at smaller opening.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

TI products are not authorized for use in safety-critical applications (such as life support) where a failure of the TI product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death, unless officers of the parties have executed an agreement specifically governing such use. Buyers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of TI products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Further, Buyers must fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of TI products in such safety-critical applications.

TI products are neither designed nor intended for use in military/aerospace applications or environments unless the TI products are specifically designated by TI as military-grade or "enhanced plastic." Only products designated by TI as military-grade meet military specifications. Buyers acknowledge and agree that any such use of TI products which TI has not designated as military-grade is solely at the Buyer's risk, and that they are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI products are neither designed nor intended for use in automotive applications or environments unless the specific TI products are designated by TI as compliant with ISO/TS 16949 requirements. Buyers acknowledge and agree that, if they use any non-designated products in automotive applications, TI will not be responsible for any failure to meet such requirements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products

Audio	www.ti.com/audio
Amplifiers	amplifier.ti.com
Data Converters	dataconverter.ti.com
DLP® Products	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks
Interface	interface.ti.com
Logic	logic.ti.com
Power Mgmt	power.ti.com
Microcontrollers	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP Mobile Processors	www.ti.com/omap
Wireless Connectivity	www.ti.com/wirelessconnectivity

Applications

Communications and Telecom	www.ti.com/communications
Computers and Peripherals	www.ti.com/computers
Consumer Electronics	www.ti.com/consumer-apps
Energy and Lighting	www.ti.com/energy
Industrial	www.ti.com/industrial
Medical	www.ti.com/medical
Security	www.ti.com/security
Space, Avionics and Defense	www.ti.com/space-avionics-defense
Transportation and Automotive	www.ti.com/automotive
Video and Imaging	www.ti.com/video

TI E2E Community Home Page

e2e.ti.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated

Datasheet Raspberry Pi 3 Model B




element14



element14

<http://uk.farnell.com/buy-raspberry-pi>

<http://www.newark.com/buy-raspberry-pi>

	Raspberry Pi 3 Model B	Raspberry Pi 2 Model B	Model B+	Model A+	Model A	CMDK
Processor Chipset	Broadcom BCM2837 64Bit ARMv7 Quad Core Processor powered Single Board Computer running at 1250MHz	Broadcom BCM2836 32bit ARMv7 Quad Core Processor powered Single Board Computer running at 900MHz	Broadcom BCM2835 32bit ARMv6 SoC full HD multimedia applications processor	Broadcom BCM2835 32bit ARMv6 SoC full HD multimedia applications processor	Broadcom BCM2835 32bit ARMv6 SoC full HD multimedia applications processor	Broadcom BCM2835 32bit ARMv6 SoC full HD multimedia applications processor
GPU	Videocore IV	Videocore IV	Videocore IV	Videocore IV	Videocore IV	Videocore IV
Processor Speed	QUAD Core @1250 MHz	QUAD Core @900 MHz	Single Core @700 MHz	Single Core @700 MHz	Single Core @700 MHz	Single Core @700 MHz
RAM	1GB SDRAM @ 400 MHz	1GB SDRAM @ 400 MHz	512 MB SDRAM @ 400 MHz	256 MB SDRAM @ 400 MHz	256 MB SDRAM @ 400 MHz	512 MB SDRAM @ 400 MHz
Storage	MicroSD	MicroSD	MicroSD	MicroSD	SDCard	4GB eMMC
USB 2.0	4x USB Ports	4x USB Ports	4x USB Ports	1x USB Port	1x USB Port	1x USB Port
Power Draw / voltage	2.5A @ 5V	1.8A @ 5V	1.8A @ 5V	1.8A @ 5V	1.2A @ 5V	1.8A @ 5V
GPIO	40 pin	40 pin	40 pin	40 pin	26 pin	120 pin
Ethernet Port	Yes	Yes	Yes	No	No	No
Wi-Fi	Built in	No	No	No	No	No
Bluetooth LE	Built in	No	No	No	No	No

RASPBERRY PI 3 MODEL B



Product Name: RASPBERRYPI3-MODB-1GB

Technical Specification:

Processor

- Broadcom BCM2387 chipset.
- 1.2GHz Quad-Core ARM Cortex-A53 (64Bit)

802.11 b/g/n Wireless LAN and Bluetooth 4.1 (Bluetooth Classic and LE)

- IEEE 802.11 b / g / n Wi-Fi. Protocol: WEP, WPA WPA2, algorithms AES-CCMP (maximum key length of 256 bits), the maximum range of 100 meters.
- IEEE 802.15 Bluetooth, symmetric encryption algorithm Advanced Encryption Standard (AES) with 128-bit key, the maximum range of 50 meters.

GPU

- Dual Core Video Core IV@ Multimedia Co-Processor. Provides Open GL ES 2.0, hardware-accelerated Open VG, and 1080p30 H.264 high-profile decode.
- Capable of 1Gpixel/s, 1.5Gtexel/s or 24GFLOPs with texture filtering and DMA infrastructure

Memory

- 1GB LPDDR2

Operating System

- Boots from Micro SD card, running a version of the Linux operating system or Windows 10 IoT

Dimensions

- 85 x 56 x 17mm

Power

- Micro USB socket 5V1, 2.5A

Connectors:

Ethernet

- 10/100 BaseT Ethernet socket

Video Output

- HDMI (rev 1.3 & 1.4)
- Composite RCA (PAL and NTSC)

Audio Output

- Audio Output 3.5mm jack
- HDMI
- USB 4 x USB 2.0 Connector

GPIO Connector

- 40-pin 2.54 mm (100 mil) expansion header: 2x20 strip
- Providing 27 GPIO pins as well as +3.3 V, +5 V and GND supply lines

Camera Connector

- 15-pin MIPI Camera Serial Interface (CSI-2)

Display Connector

- Display Serial Interface (DSI) 15 way flat flex cable connector with two data lanes and a clock lane

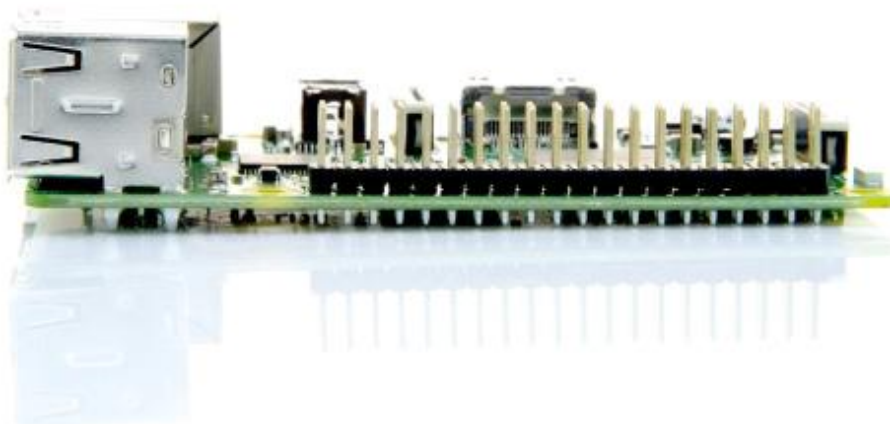
Memory Card Slot

- Push/pull Micro SDIO

The GPU provides Open GL ES 2.0, hardware-accelerated Open VG, and 1080p30 H.264 high-profile decode and is capable of 1Gpixel/s, 1.5Gtexel/s or 24 GFLOPs of general purpose compute. What's that all mean? It means that if you plug the Raspberry Pi 3 into your HDTV, you could watch BluRay quality video, using H.264 at 40Mbits/s



The biggest change that has been enacted with the Raspberry Pi 3 is an upgrade to a next generation main processor and improved connectivity with Bluetooth Low Energy (BLE) and BCM43143 Wi-Fi on board. Additionally, the Raspberry Pi 3 has improved power management, with an upgraded switched power source up to 2.5 Amps, to support more powerful external USB devices.



The Raspberry Pi 3's four built-in USB ports provide enough connectivity for a mouse, keyboard, or anything else that you feel the RPi needs, but if you want to add even more you can still use a USB hub. Keep in mind, it is recommended that you use a powered hub so as not to overtax the on-board voltage regulator. Powering the Raspberry Pi 3 is easy, just plug any USB power supply into the micro-USB port. There's no power button so the Pi will begin to boot as soon as power is applied, to turn it off simply remove power. The four built-in USB ports can even output up to 1.2A enabling you to connect more power hungry USB devices (This does require a 2Amp micro USB Power Supply)



On top of all that, the low-level peripherals on the Pi make it great for hardware hacking. The 0.1" spaced 40-pin GPIO header on the Pi gives you access to 27 GPIO, UART, I²C, SPI as well as 3.3 and 5V sources. Each pin on the GPIO header is identical to its predecessor the Model B+.

SoC

Built specifically for the new Pi 3, the Broadcom BCM2837 system-on-chip (SoC) includes four high-performance ARM Cortex-A53 processing cores running at 1.2GHz with 32kB Level 1 and 512kB Level 2 cache memory, a VideoCore IV graphics processor, and is linked to a 1GB LPDDR2 memory module on the rear of the board.



GPIO

The Raspberry Pi 3 features the same 40-pin general-purpose input-output (GPIO) header as all the Pis going back to the Model B+ and Model A+. Any existing GPIO hardware will work without modification; the only change is a switch to which UART is exposed on the GPIO's pins, but that's handled internally by the operating system.



Pin	Function	Color	Pin	Function	Color
1	3.3V	Red	17	GPIO14	Blue
2	5V	Red	18	GPIO15	Blue
3	GPIO0	Black	19	GPIO16	Blue
4	GPIO1	Black	20	GPIO17	Blue
5	5V	Red	21	GPIO18	Blue
6	GPIO4	Black	22	GPIO19	Blue
7	GPIO17	Black	23	GPIO20	Blue
8	GPIO18	Black	24	GPIO21	Blue
9	GPIO21	Black	25	GPIO22	Blue
10	GPIO22	Black	26	GPIO23	Blue
11	GPIO23	Black	27	GPIO24	Blue
12	GPIO24	Black	28	GPIO25	Blue
13	GPIO25	Black	29	GPIO26	Blue
14	GPIO26	Black	30	GPIO27	Blue
15	GPIO27	Black	31	GPIO28	Blue
16	GPIO28	Black	32	GPIO29	Blue
18	GPIO10	Black	33	GPIO30	Blue
19	GPIO11	Black	34	GPIO31	Blue
20	GPIO12	Black	35	GPIO32	Blue
21	GPIO13	Black	36	GPIO33	Blue
22	GPIO14	Black	37	GPIO34	Blue
23	GPIO15	Black	38	GPIO35	Blue
24	GPIO16	Black	39	GPIO36	Blue
25	GPIO17	Black	40	GPIO37	Blue

USB chip

The Raspberry Pi 3 shares the same SMSC LAN9514 chip as its predecessor, the Raspberry Pi 2, adding 10/100 Ethernet connectivity and four USB channels to the board. As before, the SMSC chip connects to the SoC via a single USB channel, acting as a USB-to-Ethernet adaptor and USB hub.



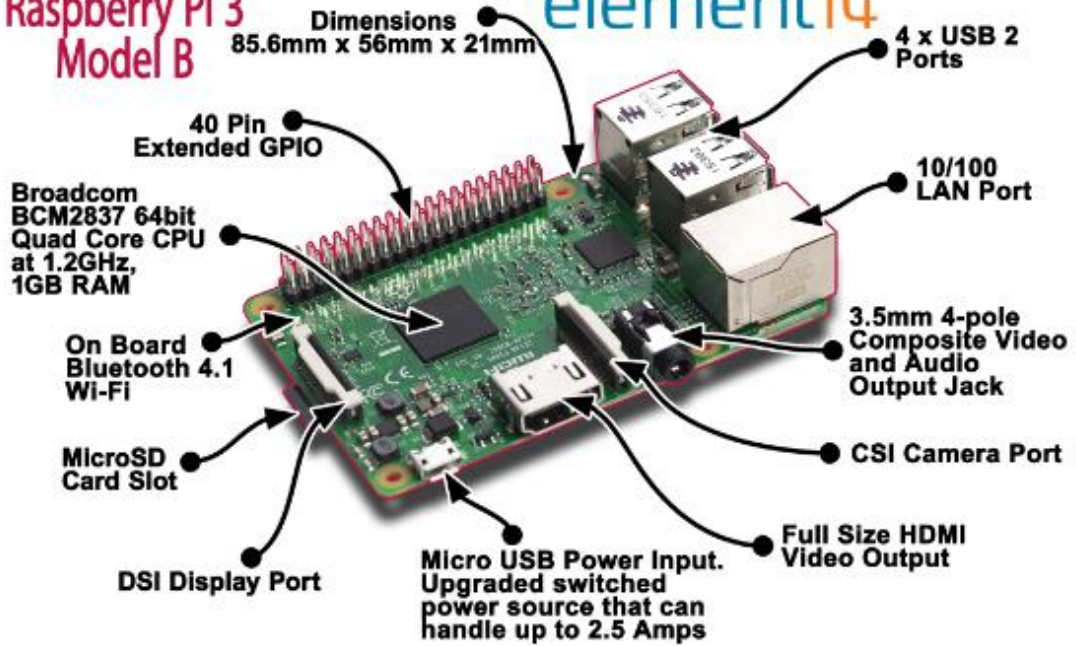
Antenna

There's no need to connect an external antenna to the Raspberry Pi 3. Its radios are connected to this chip antenna soldered directly to the board, in order to keep the size of the device to a minimum. Despite its diminutive stature, this antenna should be more than capable of picking up wireless LAN and Bluetooth signals – even through walls.



Raspberry Pi 3 Model B

element14



Key Improvements from Pi 2 Model B to Pi 3 Model B:

- Next Generation QUAD Core Broadcom BCM2837 64bit ARMv7 processor
- Processor speed has increased from 900MHz on Pi 2 to 1.25Ghz on the RPi 3 Model B
- BCM43143 Wi-Fi on board
- Bluetooth Low Energy (BLE) on board
- Upgraded switched power source up to 2.5 Amps (can now power even more powerful devices over USB ports)

The main differences are the quad core 64-bit CPU and on-board Wi-Fi and Bluetooth. The RAM remains 1GB and there is no change to the USB or Ethernet ports. However, the upgraded power management should mean the Pi 3 can make use of more power hungry USB devices

For Raspberry Pi 3, Broadcom have supported us with a new SoC, BCM2837. This retains the same basic architecture as its predecessors BCM2835 and BCM2836, so all those projects and tutorials which rely on the precise details of the Raspberry Pi hardware will continue to work. The 900MHz 32-bit quad-core ARM Cortex-A7 CPU complex has been replaced by a custom-hardened 1.2GHz 64-bit quad-core ARM Cortex-A53

In terms of size it is identical to the B+ and Pi 2. All the connectors and mounting holes are in the same place so all existing add-ons, HATs and cases should fit just fine although the power and activity LEDs have moved to make room for the WiFi antenna.

The performance of the Pi 3 is roughly 50-60% faster than the Pi 2 which means it is ten times faster than the original Pi.

All of the connectors are in the same place and have the same functionality, and the board can still be run from a 5V micro-USB power adapter. This time round, we're recommending a 2.5A adapter if you want to connect power-hungry USB devices to the Raspberry Pi.

Raspberry Pi 3 Model B



Raspberry Pi 2 Model B

