

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

**SISTEMA DE SEGURIDAD ELECTRÓNICO PARA GRÚA
TELESCÓPICA**

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de Venezuela
Por el Br. García T, Jorge L.
Para optar al Título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2005

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

SISTEMA DE SEGURIDAD ELECTRÓNICO PARA GRÚA TELESCÓPICA

Prof. Guía: Ing. Pedro Pinto.
Tutor Industrial: Ing. Eyal Zeev.

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de Venezuela
Por el Br. García T, Jorge L.
Para optar al Título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2005

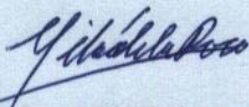
CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 9 de Noviembre de 2005

Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por el Bachiller Jorge L. García Tau, titulado:

“SISTEMA DE SEGURIDAD ELECTRÓNICO PARA GRÚA TELESCÓPICA”

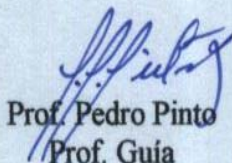
Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Electrónica, y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por el autor, lo declaran APROBADO.



Prof. José Milá de la Roca
Jurado



Prof. Simón Morales
Jurado



Prof. Pedro Pinto
Prof. Guía

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer....

.... a la **Ilustre Universidad Central de Venezuela** por ser parte de mi casa de estudio.

.... a mis padres: **Mary** y **Alfredo** por ayudarme y apoyarme siempre.

.... a **Lorena** quien me ayudó y me apoyó en todo momento.

.... al profesor **Pedro Pinto** por asesorarme para el desarrollo del proyecto y a todos los profesores de la Escuela de Ingeniería Eléctrica.

.... a *mis amigos*: **Alejandro, Francisco, Argenis, Javier** y a todos los que de alguna u otra manera contribuyeron al desarrollo de este proyecto.

.... a **CS Technologies** por otorgarme la oportunidad de desarrollar este proyecto de grado.

....Gracias a todos....

García T., Jorge L.

SISTEMA DE SEGURIDAD ELECTRÓNICO PARA GRÚA TELESCÓPICA

Prof. Guía: Ing. Pedro Pinto. Tutor Industrial: Ing. Eyal Zeev. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Eléctrica. Ingeniero Electricista. Mención Electrónica. Institución: CS Technologies C.A. 2005. 72h + anexos.

Palabras claves: Grúa telescópica; sistema de seguridad; supervisión.

Resumen. Se desarrolla un sistema electrónico integral de supervisión para grúas telescópicas, el cual mide los parámetros más importantes que pudieran ser causa de accidentes en grúas. El sistema de seguridad consiste principalmente en tres módulos, donde el primero sensa el peso que carga la grúa, el segundo mide la extensión del brazo, y el tercero se encarga de medir el ángulo de inclinación del brazo. Cada módulo utiliza un transductor distinto para cada parámetro correspondiente, donde luego dichas señales son manipuladas a través de microcontroladores. El módulo que mide la extensión del brazo utiliza un transductor *encoder* y el que sensa la inclinación es implementado con un acelerómetro. El módulo que sensa el peso utiliza una celda de carga como transductor y luego envía la señal inalámbricamente hasta otro módulo ubicado en la cabina de la grúa, el cual se encarga de recibir todas las señales provenientes de cada módulo y muestra la información en una pantalla de cristal líquido.

ÍNDICE GENERAL

CONSTANCIA DE APROBACIÓN	
AGRADECIMIENTOS-----	ii
RESUMEN -----	iii
ÍNDICE GENERAL-----	iv
INTRODUCCIÓN-----	1
CAPÍTULO I-----	2
1.1 El problema -----	2
1.2 Objetivos del proyecto-----	4
1.2.1 Objetivo general. -----	4
1.2.2 Objetivos específicos. -----	4
CAPÍTULO II-----	5
2.1 Grúa telescópica. -----	5
2.1.1 Descripción general de la grúa telescópica. -----	5
2.1.2 Criterio de clasificación de la grúa telescópica.-----	7
2.2 Sistemas de medición. -----	8
2.3 Transductores. -----	9
2.3.1 La celda de carga. -----	10
2.3.2 Acelerómetro. -----	18
2.3.3 Encoder óptico -----	20
2.4 Acondicionador y Procesamiento de la señal proveniente del transductor.-----	23
CAPÍTULO III-----	26
3.1 Diseño de la investigación -----	26
3.1.1 Módulo Medidor de Peso -----	27
3.1.2 Módulo medidor de ángulo -----	38
3.1.3 Módulo medidor de distancia. -----	44
3.1.4 Módulo de integración.-----	52
CONCLUSIONES-----	62
RECOMENDACIONES-----	63
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS -----	64
BIBLIOGRAFÍA -----	65
ANEXOS -----	66

ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS

Figura 1. Diagrama de fuerzas de la grúa.	3
Figura 2. Torque en función del ángulo	3
Figura 3. Torque en función de la longitud.....	3
Figura 4. Descripción general de la grúa telescópica.....	6
Figura 5. Sistema básico de medición.....	8
Figura 6. Galga extensiométrica metálica.....	10
Figura 7. Puente de Wheatstone.....	11
Figura 8. Circuito de cuarto-puente.	12
Figura 9. Configuración con galga inactiva.	13
Figura 10. Circuito de medio Puente.	14
Figura 11. Circuito de puente completo.....	14
Figura 12. Circuito de conexión de medio puente.	16
Figura 13. Vista interna del acelerómetro.	19
Figura 14. <i>Duty cycle</i>	20
Figura 15. Sistema <i>Encoder</i> óptico.....	21
Figura 16. Señales emitidas por el <i>encoder</i> incremental.....	22
Figura 17. Tipos de <i>Encoder</i> absoluto.	23
Figura 18. Diagrama de un sistema de adquisición de datos.	24
Figura 19. Diagrama de bloques general del sistema.....	26
Figura 20. Diagrama de bloques del módulo medidor de peso.....	27
Figura 21. Circuito medidor de estado de carga de la batería.....	28
Figura 22. Configuración de Puente Completo.....	29
Figura 23. Alimentación de la celda de carga.	29
Figura 24. Amplificador instrumental AD620.....	30
Figura 25. Amplificador de ganancia $G = 130$	31
Figura 26. Filtro Activo de segundo orden Pasa-Bajo.....	32
Figura 27. Trama completa de información de peso.....	34
Figura 28. Diagrama esquemático. Interfase de 3V.....	36
Figura 29. Circuito esquemático. Modulo medidor de peso.....	37
Figura 30. Esquema circuital. Sensor de inclinación.....	38
Figura 31. Diagrama de tiempo de X_{out}	42
Figura 32. Diagrama de flujo del programa medidor del ángulo.....	43
Figura 33. <i>Encoder</i> incremental bidireccional.....	44
Figura 34. Extensión del brazo de la grúa telescópica.....	45
Figura 35. Sistema mecánico del <i>encoder</i>	45
Figura 36. Circuito para el fototransistor.....	46
Figura 37. Circuito comparador para el fototransistor.....	46
Figura 38. Diagrama de flujo. Lógica del contador.....	49
Figura 39. Trama UART con información del contador.....	51
Figura 40. Circuito esquemático del modulo medidor de distancia.....	51
Figura 41. Diagrama esquemático. Módulo integrador.....	53
Figura 42. Diagrama de flujo del protocolo de recepción de la información de peso	55

Tabla 1. Ganancia de tensión	57
Figura 43. Curva de ganancia de tensión del amplificador.....	57
Tabla 2. Mediciones de ángulo.	58
Tabla 3. Mediciones de longitud.....	60
Figura 44. Comparación en la medición de distancia.....	61
Figura 45. Presentación de parámetros en pantalla.....	61

INTRODUCCIÓN

CS Technologies C.A., es una empresa de ingeniería fundada en el año 2003. Su objetivo principal es el diseño y desarrollo de equipos electrónicos orientados a la supervisión de maquinaria industrial. La empresa se planteó desarrollar un sistema electrónico integral de supervisión para grúas telescópicas, con el propósito de definir las limitaciones en cuanto a maniobra que el operador de la maquinaria debe considerar al levantar una determinada carga. Éste sistema debe ser capaz de medir el peso que la grúa está levantando, la longitud de extensión del brazo y el ángulo de inclinación del mismo, evitando de esta manera la manipulación de cargas que sobrepasen los límites establecidos para la grúa y que puedan poner en riesgo la vida del operador de la grúa o de las personas que se encuentran en el radio de acción de la misma; por un volcamiento de la grúa o precipitación de la carga.

El sistema de seguridad electrónico consiste principalmente en tres módulos individuales, donde el primero sensa el peso de la carga utilizando un transductor de tensión, que luego, a través de un microcontrolador y un par de radios (transmisor y receptor), se comunican para mostrar la información en la cabina de la grúa. El segundo módulo se encarga de medir la distancia de extensión del brazo de la grúa a través de un sistema mecánico y un transductor *encoder*. Y por último, un tercer módulo se encarga de medir el ángulo de inclinación con el uso de un acelerómetro. Luego, dichos módulos son integrados para mostrar la información de cada parámetro en la pantalla del sistema.

El presente trabajo consta de tres capítulos, en donde en el primero se describe el problema y objetivos de la investigación. En el segundo capítulo se presentan los aspectos teóricos que sustentan las bases de este proyecto, conceptos involucrados en el desarrollo del sistema y funciones de cada uno de los dispositivos que lo componen. Finalmente en el Capítulo III se describen los procesos metodológicos y diseños de cada uno de los módulos desarrollados.

CAPÍTULO I

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 El problema

Las grúas telescópicas sirven para levantar y trasladar carga muy pesada, que no puede ser cargada directamente por el hombre. El problema se manifiesta cuando el operador de la máquina intenta levantar una carga que sobrepasa los límites de la grúa, pudiendo ocurrir cualquier tipo de tragedia; desde un simple volcamiento de la grúa hasta pérdidas humanas.

Estos accidentes pueden ocurrir porque con sólo la vista, el operador no es capaz de advertir cual es el peso de la carga a levantar, por esta razón, es necesario hacerle llegar la información al operador del peso que se está levantando y además proporcionársela en un sitio donde pueda estar seguro y la pueda observar de manera clara, que en este caso sería dentro de la cabina. Esto se puede lograr enviando la información del peso de la carga vía enlace de radio, evitando, además de la manipulación directa, algún cable que pueda interrumpir los movimientos de la grúa.

Para evitar un accidente, como por ejemplo el volcamiento de la grúa, es necesario considerar, además del peso que se esta cargando, el torque que se ejerce sobre la base de la grúa. Este torque ejercido depende de otros parámetros variables como lo son, el ángulo de inclinación del brazo con respecto a la horizontal y la longitud de extensión del brazo. En la figura 1, se ilustra un diagrama de los torques ejercidos sobre la grúa a la hora de levantar una determinada carga, que luego, haciendo la sumatoria de de torques se puede observar en la ecuación (1) que el torque ejercido sobre la grúa varía con respecto a las variables de ángulo (θ) y longitud (l).

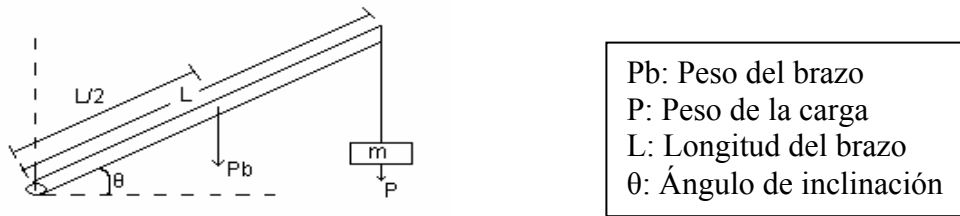


Figura 1. Diagrama de fuerzas de la grúa.

$$\text{Torque}_{\text{ejercido}} = Pb \cdot \frac{l}{2} \cdot \cos \theta + P \cdot l \cdot \cos \theta \quad (1)$$

Si se varía el ángulo θ desde 0 hasta 90° (el rango máximo de la grúa es aproximadamente desde 0° hasta 75° con respecto a la horizontal) dejando los parámetros “ P ”, “ Pb ” y “ l ” fijos, el torque aumenta de manera senoidal a medida que el ángulo θ se acerca a cero; ahora, dejando fijo el ángulo y variando la longitud “ l ”, el torque aumenta linealmente a medida que se extiende la longitud del brazo. En las figuras 2 y 3 se puede observar el comportamiento del torque en función del ángulo y longitud respectivamente.

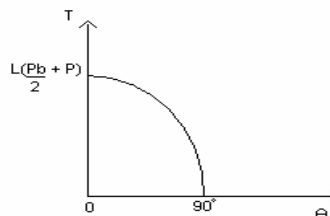


Figura 2. Torque en función del ángulo

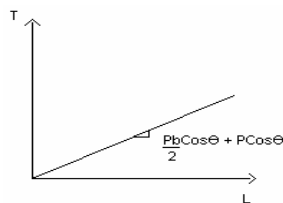


Figura 3. Torque en función de la longitud

1.2 Objetivos del proyecto

1.2.1 Objetivo general.

Diseñar e implementar un sistema de supervisión de carga para una grúa telescópica.

1.2.2 Objetivos específicos.

- Diseñar el módulo medidor de peso.
- Diseñar el módulo medidor de distancia.
- Diseñar el módulo medidor de ángulo.
- Integrar todos de los módulos.
- Implementar el sistema.

CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO

2.1 Grúa telescópica.

También conocidas con el nombre de grúa de pluma telescópica, grúa de autopropulsión, etc. Son maquinarias industriales que sirven para levantar y trasladar carga pesada suspendida, así como para moverlas por medio de modificaciones del radio de elevación de la carga y del giro y desplazamiento de toda la máquina.

Estas maquinarias se llaman telescópicas porque tienen la habilidad de extender y recoger un brazo (también llamado pluma) formado por varias secciones que permiten variar su longitud por un procedimiento telescópico, extendiendo el brazo a la distancia y altura necesaria, situando las cargas en lugares que de otra forma serían de difícil acceso.

Estas grúas son capaces de mover el brazo alrededor de un eje vertical, elevar el brazo hasta un ángulo aproximado de 70° respecto a la horizontal y extender y recoger el brazo de manera telescópica. Todos estos movimientos de la grúa son controlados desde la cabina por medio de palancas que accionan los motores y las bombas hidráulicas.^[1]

2.1.1 Descripción general de la grúa telescópica.

En el más amplio sentido, denominaremos grúa móvil a todo conjunto formado por un vehículo portante, sobre ruedas o sobre orugas, dotado de sistemas de propulsión y dirección propios sobre cuyo chasis se acopla un aparato de elevación tipo pluma.^[2]

Adoptada la anterior definición, se hace evidente que las numerosas posibilidades que se ofrecen para el acoplamiento de un vehículo y una grúa han de dar lugar a la existencia de una variada gama de modelos, que se extiende desde los destinados al remolque de otros vehículos hasta los que han sido concebidos exclusivamente para el movimiento de grandes cargas. Son a estos últimos a los que con la denominación concreta de grúa móvil nos referimos en el presente proyecto y que en síntesis están constituidas por los componentes o grupos de elementos ilustrados en la figura 4. [2]

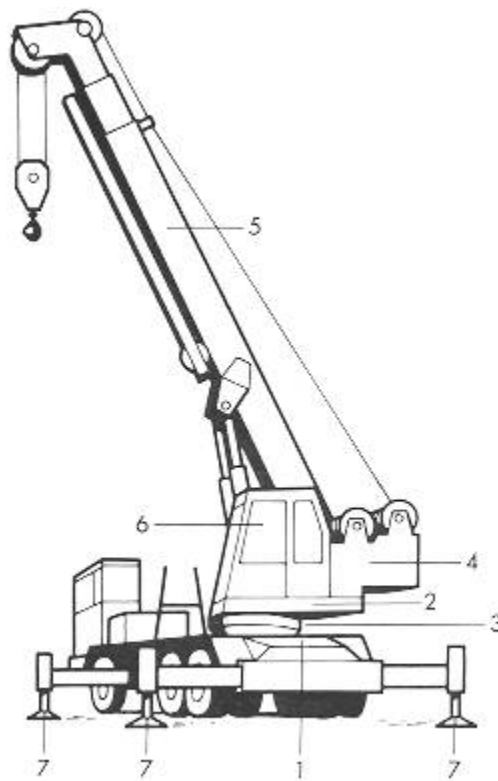


Figura 4. Descripción general de la grúa telescópica.

- 1) Chasis portante.
- 2) Plataforma base.
- 3) Corona de orientación.
- 4) Equipo de elevación.
- 5) Pluma telescópica.
- 6) Cabina de mando.
- 7) Estabilizadores.

2.1.1.1 Chasis portante.

Estructura metálica sobre la que, además de los sistemas de propulsión y dirección, se fijan los restantes componentes.

2.1.1.2 Superestructura.

Constituida por una plataforma base sobre corona de orientación que la une al chasis y permite el giro de 360°, la cual soporta la pluma telescópica, equipo de elevación, cabina de mando, y en algunos casos, contrapeso desplazable.

2.1.1.3 Elementos de apoyo.

A través de los que se transmiten los esfuerzos al terreno, orugas, ruedas y estabilizadores u apoyos auxiliares que disponen las grúas móviles sobre ruedas y están constituidos por gatos hidráulicos montados en brazos extensibles, sobre los que se hace descansar totalmente la máquina lo cual permite aumentar la superficie del polígono de sustentación y mejorar el reparto de cargas sobre el terreno.

2.1.2 Criterio de clasificación de la grúa telescópica.

Las grúas en general se clasifican según sea la base sobre la que va montada o según su estructura.^[3]

2.1.2.1 Clasificación de la grúa según sea la base sobre la que va montada:

- a. Montada sobre ruedas: aquella cuya base está equipada de ruedas para su desplazamiento, que puede ser de desplazamiento rápido, todo terreno o mixta (desplazamiento rápido-todo terreno).
- b. Montada sobre cadenas: aquella cuya base está equipada de cadenas para su desplazamiento.

- c. Montada sobre bases especiales: aquella cuya base está equipada para su desplazamiento de otros distintos de ruedas o cadenas.

2.1.2.2 Clasificación de la grúa según su estructura:

- a. De estructura giratoria: aquella cuya estructura superior completa, incluida pluma y equipo de mando, gira sobre su base.
- b. De pluma giratoria: aquella cuya estructura superior, incluida la pluma, sin equipo de mando, gira sobre su base.
- c. De pluma fija: aquella cuya estructura superior, incluida la pluma, es fija respecto a su base.
- d. Grúa articulada: aquella cuya estructura superior, incluida la pluma, es fija respecto a una base articulada.

2.2 Sistemas de medición.

Un sistema básico de medición consiste de los siguientes bloques:

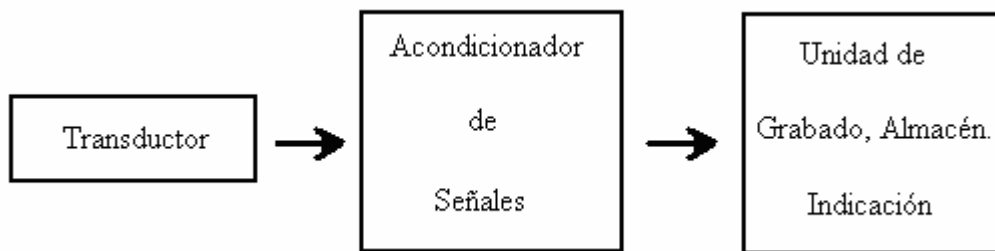


Figura 5. Sistema básico de medición.

El *transductor* o sensor, es el elemento que responde a la cantidad física a ser medida y utiliza energía de dicha cantidad para transformar su propio estado en tal forma que el resultado de dicha transformación pueda ser utilizado como información útil y representativa de dicha cantidad. Una célula fotovoltaica es un caso típico de transductor que toma la energía proveniente de la luz y produce a su salida una corriente proporcional a la intensidad de la luz incidente en un ancho de banda dado.

Otro ejemplo es el potenciómetro, el cual produce como salida un cambio en la resistencia vista desde un extremo hasta la toma central o cursor. Dicha salida o cambio de resistencia está relacionada con la posición angular del eje mediante una ley que puede o no ser lineal.

En ambos casos la información que se quiere medir ha sido transformada en una variable que puede ser manipulada. Sin embargo, antes de poder ser almacenada, indicada, transmitida o usada como acción de control, será necesaria una etapa intermedia con el objeto de producir niveles y formas de señal apropiada para dichas tareas. La célula fotovoltaica, por ejemplo, posee una alta impedancia de salida y niveles de tensión que no necesariamente son los apropiados por lo que es necesario que después de la misma se use un amplificador de alta impedancia de entrada, el cual evitará el efecto de carga sobre el sensor y al mismo tiempo amplificará la señal, introduciendo un factor de escala en el sistema.^[4]

2.3 Transductores.

El transductor es un sistema relativamente complejo que se encarga de responder a la propiedad física que es medida, utilizando energía de la misma. El elemento primario sobre el cual actúa directamente la variable de entrada es el sensor, y el transductor se vale de su operación para entregar una señal eléctrica al acondicionador de señal. Existen numerosos tipos de transductores, pero en este trabajo nos enfocaremos en solo tres tipos: la celda de carga, el acelerómetro y el *encoder* óptico.

2.3.1 La celda de carga.

El principio básico de una celda de carga está basado en el funcionamiento de cuatro *galgas extensiométricas*, dispuestos en una configuración especial que se explicará en los párrafos siguientes.^[5]

Mientras que hay varios métodos para medir deformación de un material, el más común es con la galga extensiométrica, la cual su resistencia eléctrica varía en proporción con su deformación. La galga más utilizada es la galga extensiométrica metálica.^[5]

La galga extensiométrica metálica consiste en un fino alambre dispuesto en un patrón de rejilla (ver figura 6). El patrón de rejilla maximiza la cantidad de alambre metálico conforme a la extensión en la dirección paralela. La rejilla se enlaza a un forro fino, llamado el portador, que se une directamente al artefacto de prueba. Por lo tanto, la deformación experimentada por el artefacto de prueba se transfiere directamente a la galga extensiométrica, que responde con un cambio lineal en resistencia eléctrica. Las galgas extensiométricas están disponibles comercialmente con valores nominales de resistencia desde 30 hasta 3000 Ω , siendo 120, 350, y 1000 Ω los valores más comunes en el mercado. En la figura 6 se ilustra una galga extensiométrica metálica con las partes que la constituyen.^[5]

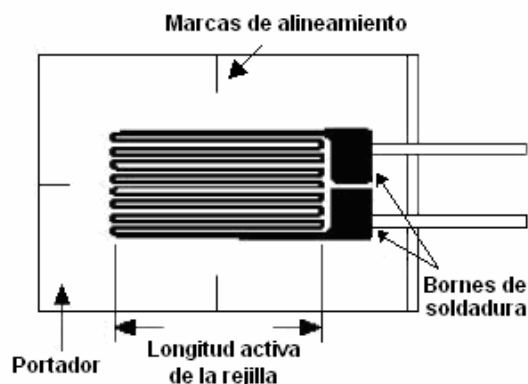


Figura 6. Galga extensiométrica metálica

Es muy importante que la galga esté montada correctamente sobre el artefacto de prueba. Un parámetro fundamental de la galga es su sensibilidad a la deformación, expresado cuantitativamente como el *factor de galga* (F_G). Se define el factor de galga como el cociente del cambio fraccionario en resistencia eléctrica al cambio fraccionario en la longitud:

$$F_G = \frac{\Delta R / R}{\Delta L / L} = \frac{\Delta R / R}{\varepsilon} \quad (2)$$

En la ecuación (2) se le llama ε al cambio fraccionario de longitud $\Delta L / L$.

El F_G para las galgas extensiométricas metálicas es típicamente cercano a 2.

Los cambios de resistencia son sumamente bajos para cantidades altas de tracción ejercida sobre el artefacto de prueba, haciendo muy difícil el tratamiento de la señal obtenida, es por eso que para medir tales cambios pequeños de resistencia, las galgas extensiométricas se utilizan casi siempre en una configuración puente con una fuente de excitación de tensión eléctrica. El puente general de *Wheatstone*, ilustrado en la figura 7, consiste en cuatro brazos de resistencias con una tensión de excitación V_{EX} , que se aplica a través del puente. [5]

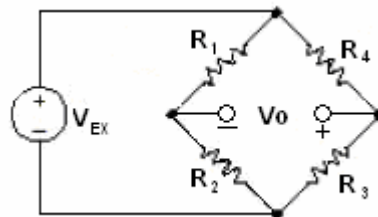


Figura 7. Puente de Wheatstone.

El voltaje de salida del puente, V_O , será igual a:

$$V_O = \left[\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \cdot V_{EX} \quad (3)$$

De esta ecuación (3), es evidente que cuando $R_1 / R_2 = R_4 / R_3$, el voltaje de salida V_0 será cero. Bajo estas condiciones, se dice que el puente está balanceado. Cualquier cambio en resistencia en cualquier brazo del puente dará lugar a un voltaje de salida distinto a cero.

Por lo tanto, si sustituimos R_4 por una galga extensiométrica activa como se muestra en la figura 8, cualquier cambio en la resistencia de la galga desequilibrará el puente y producirá una tensión distinta a cero en la salida. Si la resistencia nominal de la galga extensiométrica se señala como R_G , entonces, de la ecuación (2), el cambio de tensión inducido en la resistencia, ΔR , se puede expresar como $\Delta R = R_G \cdot F_G \cdot \varepsilon$. Asumiendo que $R_1 = R_2 = R_3 = R_G$, la ecuación (3) se puede reescribir para expresar V_0 / V_{EX} en función de la fuerza aplicada de la siguiente manera:

$$\frac{V_0}{V_{EX}} = \frac{R_G}{2 \cdot R_G + \Delta R} - \frac{R_G}{2 \cdot R_G} = \frac{1}{2 + F_G \cdot \varepsilon} - \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{V_0}{V_{EX}} = -\frac{F_G \cdot \varepsilon}{4} \cdot \left(\frac{1}{1 + F_G \cdot \frac{\varepsilon}{2}} \right) \quad (4)$$

Obsérvese que la presencia del $1/(1 + F_G \cdot \varepsilon / 2)$ en la ecuación (4), es el término que indica la no linealidad del cuarto-puente con respecto a la deformación.

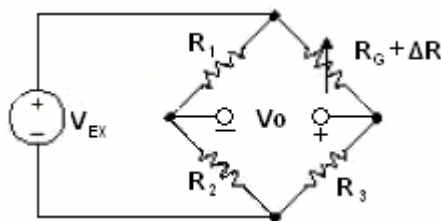


Figura 8. Circuito de cuarto-puente.

Idealmente, lo deseable es que el cambio en la resistencia de la galga extensiométrica se deba solamente a la respuesta de la tensión aplicada. Sin embargo, el material de la galga de tensión, así como el material del espécimen al cual se aplica la galga, responderán a los cambios de temperatura.

Los fabricantes de la galga de tensión procuran reducir al mínimo la sensibilidad a la temperatura procesando el material de la galga para compensar en el rango de temperatura del material del artefacto para el cual se va a utilizar la galga. Las galgas compensadas reducen la sensibilidad térmica, pero no la eliminan totalmente.

Usando dos galgas extensiométricas en el puente, el efecto de la temperatura puede ser reducido al mínimo. Por ejemplo, la figura 9 ilustra una configuración de la galga extensiométrica donde está activa una galga ($R_G + \Delta R$), y una segunda galga es transversalmente colocada a la tracción aplicada. Por lo tanto, la fuerza de tracción tiene poco efecto en la segunda galga, llamada la galga inactiva. Sin embargo, cualquier cambio en temperatura afectará ambas galgas de la misma manera. Como los cambios de temperatura son idénticos en las dos galgas, el cociente de su resistencia no cambia, la tensión V_0 tampoco cambia, y los efectos por cambio de temperatura se anulan.

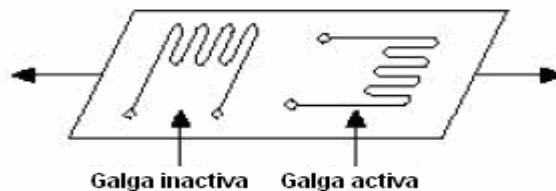


Figura 9. Configuración con galga inactiva.

La sensibilidad del puente puede ser doblada haciendo ambas galgas activas en una configuración de mitad-puente, que su esquema circuital se ilustra en la figura 10 y la salida en función de la fuerza aplicada (tracción o compresión) viene dada por la ecuación (5).

Esta configuración posee una tensión a la salida que es lineal y dobla aproximadamente la salida del circuito del cuarto-puente.

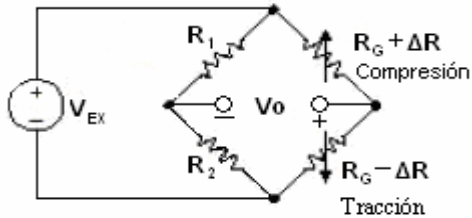


Figura 10. Circuito de medio Puente.

$$\frac{V_O}{V_{EX}} = -\frac{F_G \cdot \varepsilon}{2} \quad (5)$$

Finalmente, se puede aumentar la sensibilidad del circuito haciendo los cuatro brazos del puente con resistencias activas en una configuración de puente completo como el mostrado en la figura 11.

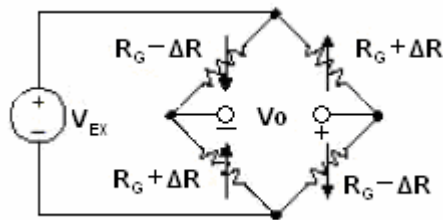


Figura 11. Circuito de puente completo.

$$\frac{V_O}{V_{EX}} = -F_G \cdot \varepsilon \quad (6)$$

Las ecuaciones dadas para los circuitos de puente de Wheatstone asumen un puente inicialmente balanceado que genere la salida cero cuando no se aplica ninguna fuerza sobre el aparato.

En la práctica sin embargo, las tolerancias de la resistencia y la tensión inducida por el uso de la galga generarán un cierto valor de tensión, llamado de *offset*. Esta tensión de *offset* inicial se maneja típicamente de dos maneras.

Primero, es posible utilizar un circuito denominado *offset-nulling* especial, o *balancing*, para ajustar la resistencia en el puente y así reequilibrar éste obteniendo una salida nula. Alternativamente, se puede medir la salida sin deformación del circuito y compensar en *software*.

Las ecuaciones dadas anteriormente para las configuraciones del cuarto, media, y de puente completo asumen que la resistencia del alambre de conexión entre el transductor y el resto del equipo es insignificante.

2.3.1.1 Acondicionamiento de la señal de la celda de carga.

La medida de la galga extensiométrica implica la detección de cambios extremadamente pequeños en resistencia. Por lo tanto, la selección y el uso apropiado del puente, del acondicionamiento de señal, y de los componentes de la adquisición de datos es necesario para obtener medidas confiables. Para asegurar medidas confiables de la fuerza ejercida, es importante considerar lo siguiente:^[6]

- a) Terminación del Puente.
- b) Fuente de alimentación.
- c) Sensado Remoto.
- d) Amplificación.
- e) Filtrado.
- f) *Offset*.
- g) Calibración *Shunt*.

a) Terminación del puente: a menos que se esté utilizando una celda de carga de puente completo con cuatro galgas activas, se necesitará terminar el puente con resistores de referencia. Por lo tanto, los acondicionadores de señal de la celda de carga proporcionan típicamente las redes de la terminación de mitad-puente que consisten en resistores de alta precisión (de referencia). En la figura 12 se muestra el diagrama del cableado de un circuito de galga extensiométrica de mitad-puente con un acondicionador que posee los resistores R_1 y R_2 de terminación.

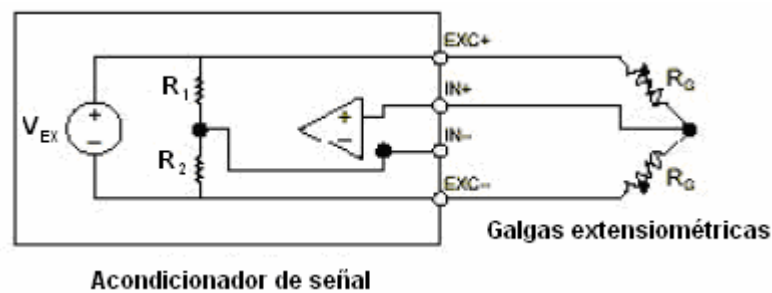


Figura 12. Circuito de conexión de medio puente.

b) Fuente de alimentación: Los acondicionadores de señal para galgas típicamente proveen una fuente de tensión constante para energizar el puente. Aunque no hay un nivel de tensión estándar reconocido en la industria, niveles de tensión de excitación de entre 3V y 10V son comunes. Mientras una tensión de excitación mayor genera proporcionalmente una tensión de salida mayor, la mayor tensión puede causar errores debido a sobrecalentamiento.

c) Sensado Remoto: Si el circuito de la celda de carga está ubicado lejos del acondicionador de señal y de la fuente de excitación, puede generarse un error debido a la caída de tensión causada por la resistencia en los cables que conectan la tensión de excitación al puente. Para estos casos, algunos acondicionadores de señal incluyen una función llamada sensor remoto la cual compensa este error. Los cables del sensor remoto son conectados en el punto donde se conectan los cables de la excitación con el circuito puente.

d) Amplificación: Las salidas de las celdas de carga y los puentes son relativamente pequeñas. En la práctica, la mayoría de los puentes de galgas y transductores de presión tienen salidas de menos de 10mV/V (10mV de salida por volt de voltaje de excitación). Con un voltaje de excitación de 10V, la señal de salida será de 100mV. Es por esto que los acondicionadores de señal para galgas incluyen amplificadores para aumentar el nivel de la señal, incrementando la resolución de la medida y mejorando la relación de señal a ruido.

e) Filtrado: Las celdas de carga están a menudo en lugares eléctricamente ruidosos, por lo tanto el sistema debe ser capaz de eliminar el ruido que pueda acoplarse a estos. Los filtros pasa-bajos usados en conjunto con las celdas de carga, pueden eliminar el ruido de alta frecuencia que prevalece en ambientes ruidosos.

f) Anulación del *offset*: Cuando se instala un puente es muy improbable que su salida sea exactamente cero cuando no tiene ninguna fuerza aplicada. Pequeñas variaciones entre las resistencias de las ramas del puente generaran una salida inicial distinta de cero.

La anulación del *offset* puede realizarse por *hardware* o *software*.

- Compensación por *software*: con este método se toma una medida inicial antes de que alguna fuerza sea aplicada, y se usa este *offset* para compensar medidas posteriores. Este método es simple, rápido, y no requiere ajuste manual. La desventaja de este método es que no elimina el *offset* del puente. Si el nivel del *offset* es demasiado grande, este limita la ganancia del amplificador que se aplica a la tensión de salida, limitando entonces el rango dinámico de la medida.
- Circuito de anulación de *offset*: El Segundo método usa una resistencia ajustable, o potenciómetro, que ajusta físicamente la salida del puente a cero. Variando la resistencia del potenciómetro se puede controlar el nivel de la salida del puente y llevar su salida inicial a cero volt.

g) *Shunt* Calibración: El procedimiento normal para verificar el sistema de medida relativo a una entrada mecánica, o fuerza predeterminada, es llamada calibración *shunt*. La calibración *shunt* implica simular una fuerza de entrada, cambiando la resistencia de una de las ramas del puente por un valor conocido. Esto se efectúa conectando una resistencia de alto valor, conocido, en una de las ramas del puente, produciendo así un ΔR conocido. La salida del puente puede entonces ser medida y comparada con el valor de tensión esperado. Los resultados son usados para corregir todos los errores a lo largo de la medición o para simplemente verificar la operación general del sistema.

2.3.2 Acelerómetro.

El acelerómetro es un transductor cuya salida eléctrica es directamente proporcional a la aceleración del mismo en un momento determinado, con él se pueden medir derivados de la aceleración, como vibraciones, impactos o inclinaciones. Existen varios sensores para medir dichos parámetros, como los de tipo potenciómetro o dispositivos hechos con líquido interno para medir la inclinación con respecto a la gravedad; pero aquí nos enfocaremos en los de tipo circuito integrado capacitivo, en específico el *ADXL202* de *Analog Devices*.^[7]

El *ADXL202* es un acelerómetro de 2 ejes con salida digital. Con el *ADXL202* se miden aceleraciones entre -2 y 2g ($g = 9.8 \text{ m/s}^2$, aceleración de la gravedad), y sirve para medir aceleraciones dinámicas como vibraciones y aceleraciones estáticas como la gravedad.^[7]

Estos circuitos integrados están compuestos de materiales elásticos, masas y componentes que sensan el movimiento. El corazón del sensor son dos estructuras (una para cada eje) de plástico suspendidas en la parte superior interna del dispositivo. Estas estructuras plásticas son elásticas, y de esta manera sostienen la masa y proveen una resistencia al movimiento causado por la aceleración.

La deflexión es medida usando un capacitor diferencial, que consiste en dos placas independiente más la placa central que va unida a la masa en movimiento. En la figura 13 se ilustra la mecánica interna del acelerómetro, en donde se puede observar que al moverse la masa hacia los lados, la capacitancia varía. [7]

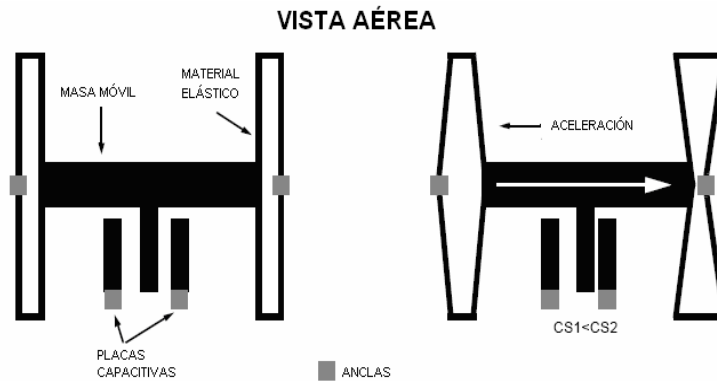


Figura 13. Vista interna del acelerómetro.

Luego, para cada eje, una salida del circuito mencionado, convierte la señal analógica en una señal digital con *Duty Cycle* Modulado (DCM). Esta señal modulada está disponible en un terminal del circuito integrado para cada eje a medir y puede ser decodificada por un contador o *Timer* de un microprocesador. El período de la señal de salida es variable desde 0.5ms hasta 10ms, y puede ser ajustada mediante una simple resistencia colocada en otro de los terminales del circuito. Según el fabricante a 0g, es decir, cuando no hay ningún tipo de aceleración, la señal de salida tiene un *Duty cycle* de 50%. La aceleración es posible obtenerla midiendo los tiempos de T_1 y T_2 (ver figura 14) y viene dada por la ecuación (7). Otro dato del fabricante es que por cada 1g de variación de aceleración el *duty cycle* de la señal de salida varía un 12.5%. [7]

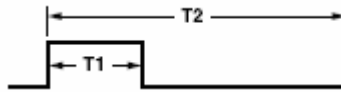


Figura 14. *Duty cycle*.

$$A(g) = (T_1 / T_2 - 0.5) / 12.5\% \quad (7)$$

$$0g = 50\% \text{ DUTY CYCLE}$$

$$T_2 = R_{SET}(\Omega) / 125M\Omega \quad (8)$$

Una de las aplicaciones más utilizadas para este tipo de sensores es la medición de inclinación. El acelerómetro usa la fuerza de gravedad como un vector de entrada para determinar la orientación de un objeto en el espacio.

El ángulo de inclinación es proporcional a la aceleración ejercida pero no de manera lineal, la aceleración (en gravedades) con respecto al ángulo de inclinación viene dado por: $A(g) = \text{sen}\theta$. Entonces se puede decir que el acelerómetro es más sensible a la inclinación cuando el eje se encuentra perpendicular a la gravedad, es decir, paralelo a la horizontal ($\theta = 0^\circ$); y cuando el eje del acelerómetro está paralelo a la gravedad ($\theta = 90^\circ$), ni siquiera se notan los cambios de inclinación.

2.3.3 *Encoder* óptico.

El *encoder* óptico es un sensor que permite detectar el movimiento de rotación de un eje, convirtiendo una magnitud (posición lineal y angular) en una señal digital. El *encoder* opera solidario al eje del elemento cuya posición se desea determinar utilizando luz para obtener la medida. Este sistema se basa en optoacopladores (un diodo fotoemisor y un transistor fotorreceptor), detectando la presencia o ausencia de luz a través de un disco solidario al eje (ver figura 15).^[8]

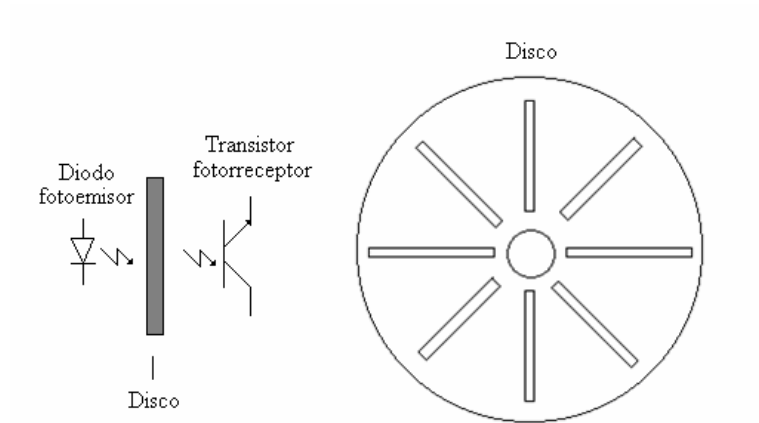


Figura 15. Sistema *Encoder* óptico.

2.3.3.1 Tipos de *encoder* ópticos.

a) *Encoder* incremental:

- Dan salidas serie de acuerdo con el ángulo del eje de rotación, mientras éste gira.
- No dan salida si el eje está parado.
- Es necesario un contador para conocer la posición del eje.
- La resolución se mide por el número de pulsos de la salida por cada revolución del eje.
- Cuantas más ranuras tenga el disco, mayor será la resolución del *encoder*.
- Las ranuras de la salida A (ver figura 16) están desplazadas $(1/4 + 1/8)$ de período T respecto de las de la salida B.

Atendiendo a su salida se clasifican en:

- i. Unidireccionales:
 - Dan una sola salida A.
 - No se puede determinar el sentido de giro.
- ii. Bidireccionales:
 - Dan dos salidas serie A y B.
 - Se distingue el sentido de giro por la diferencia de fase.

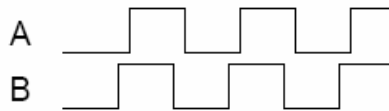


Figura 16. Señales emitidas por el *encoder* incremental.

b) *Encoder* absoluto:

- Dan una salida paralela (codificada), indicando la posición angular del eje.
- La salida paralela, puede estar codificada en:
 - BCD (Binario Codificado a Decimal)
 - Gray: El cambio de números sucesivos se realiza con la conmutación de un solo bit, minimizando la posibilidad de errores.

	BCD	GRAY
00-	0 0000	0000
01-	0 0001	0001
02-	0 0010	0011
03-	0 0011	0010
04-	0 0100	0110
05-	0 0101	0111
06-	0 0110	0101
07-	0 0111	0100

	BCD	GRAY
08-	0 1000	1100
09-	0 1001	1101
10-	1 0000	1111
11-	1 0001	1110
12-	1 0010	1010
13-	1 0011	1011
14-	1 0100	1001
15-	1010	11000

- Cada salida está conectada a un optoacoplador.
- Los discos codifican la salida mediante la anchura y la distribución de las ranuras, franjas o pistas.

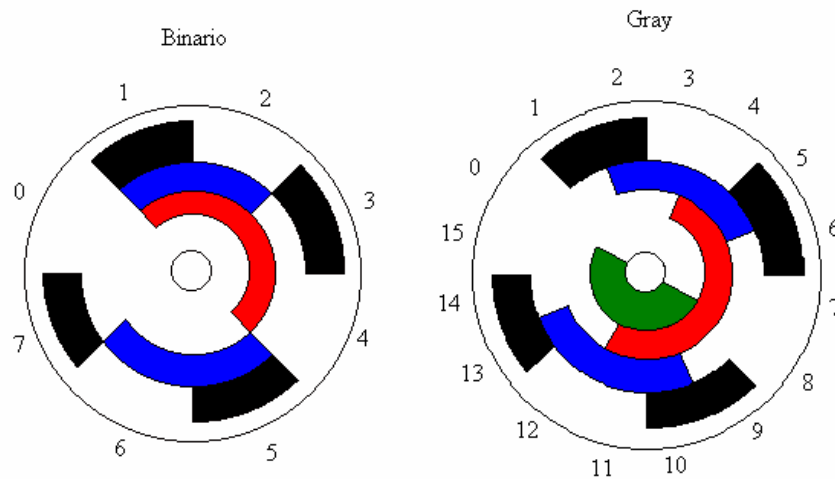


Figura 17. Tipos de *Encoder* absoluto.

2.4 Acondicionador y Procesamiento de la señal proveniente del transductor.

En muchos casos, la señal o información resultante proveniente de un transductor puede requerir un procesamiento que generalmente está a cargo de un microprocesador, microcomputador o minicomputador, dependiendo esto de muchos factores que van desde las consideraciones económicas a las puramente técnicas. Por otra parte, un multiprocesamiento de la información proveniente de más de una parte del proceso o de varios procesos puede ser necesario. El sistema básico de medición queda entonces como se muestra en la figura 18. ^[4]

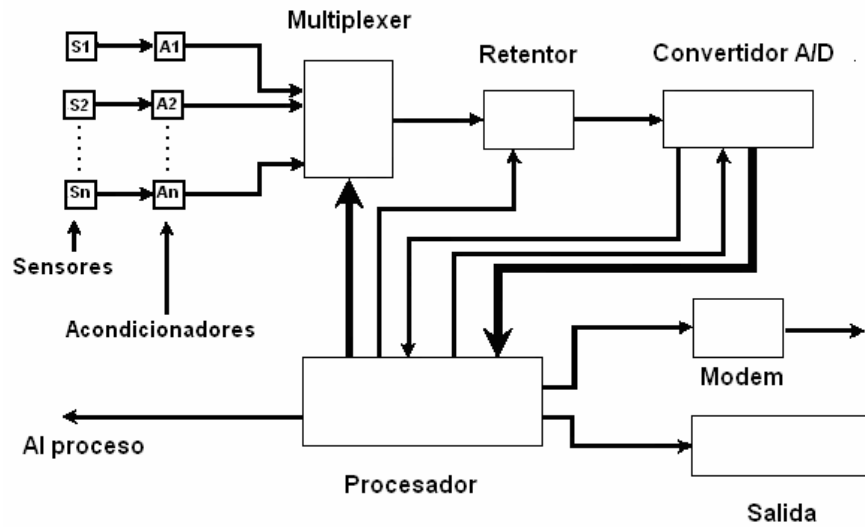


Figura 18. Diagrama de un sistema de adquisición de datos.

En un sistema de adquisición de datos, el procesador es el centro del sistema y es responsable no solamente del procesamiento propiamente dicho de la información, sino también, se encarga del control de los demás bloques del sistema con el objeto de que operen en forma coordinada.

Los transductores son elementos que obtienen energía de la cantidad física a ser medida y producen una señal eléctrica que puede ser tratada electrónicamente. La señal eléctrica proveniente de los sensores debe ser acondicionada con el objeto de que presente características adecuadas desde el punto de vista de ancho de banda, nivel, impedancia y ruido, para que pueda ser muestreada en el multiplexor. El multiplexor es responsable de la selección en el momento oportuno de una de las señales provenientes de los acondicionadores. Con el objeto de que la señal permanezca constante durante el tiempo de conversión, ésta es mantenida con el nivel que tenía al momento de su muestreo mediante el dispositivo de retención, el cual actúa con una memoria analógica.

El convertidor analógico/digital (A/D), se encarga de llevar las señales analógicas presentes en el retentor, a forma digital de manera que puedan ser procesadas por el procesador. La información obtenida por éste, podrá ser filtrada digitalmente, así como también, usada para controlar algún sistema, almacenada, mostrada o transmitida a lugares remotos. ^[4]

CAPÍTULO III

METODOLOGÍA

3.1 Diseño de la investigación

Para el diseño y desarrollo del siguiente proyecto fue necesario dividir el sistema en tres módulos generales, donde cada uno de ellos se encarga de medir una variable diferente; éstos son: módulo medidor de peso, módulo medidor de ángulo y módulo medidor de distancia. Una vez diseñado cada módulo, estos tres son integrados por un cuarto bloque ubicado en la cabina de la grúa telescópica, el cual se encarga de manipular las señales provenientes de cada módulo y desplegarlos en una pantalla LCD.

En las secciones posteriores se explicará el funcionamiento de cada módulo descrito en la figura 19.

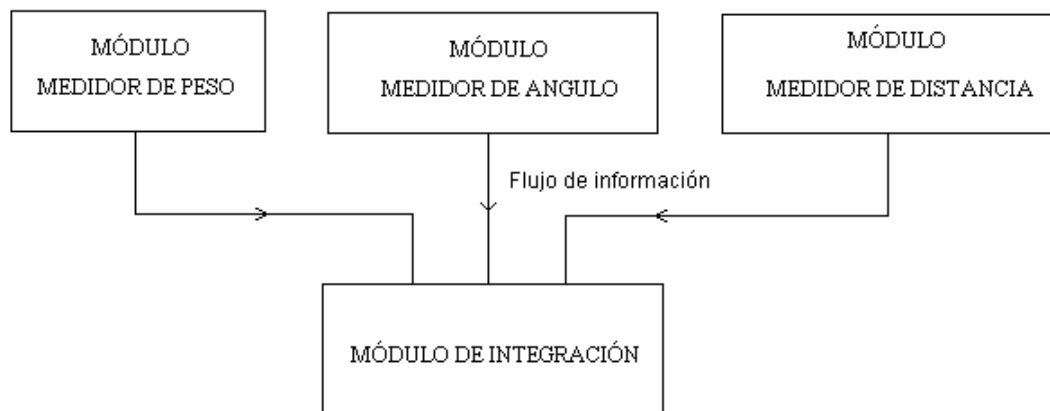


Figura 19. Diagrama de bloques general del sistema.

3.1.1 Módulo Medidor de Peso

El módulo medidor de peso consiste en un transductor de tensión tipo celda de carga, el cual emite una señal diferencial proporcional al peso de la carga que levanta la grúa, dicha señal de salida es acondicionada para la correcta lectura del convertidor analógico-digital (ADC). El acondicionador de señal consiste básicamente en un amplificador diferencial y un filtro pasa-bajo. Después de que la señal es acondicionada, el ADC convierte la señal analógica en un código binario que es interpretado por el microcontrolador y éste se encarga de manipular la información de manera que pueda ser enviada a través del transmisor RF.

En la figura 20, se muestra el diagrama de bloques del sistema medidor de peso.

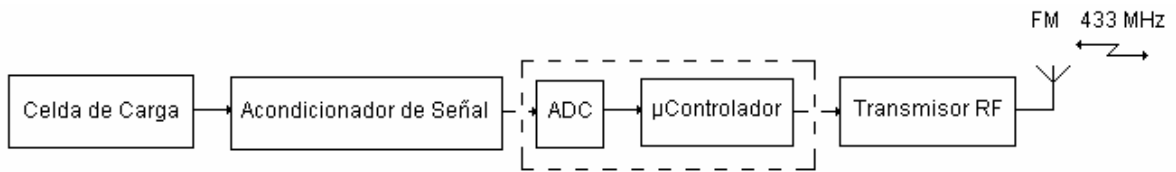


Figura 20. Diagrama de bloques del módulo medidor de peso.

El circuito está alimentado con dos pilas de carbón de 9V, que da una diferencia de potencial de 18V, dividida entre -9V y +9V.

En el circuito se implementaron unas etapas que sirven para indicar al operador que la batería se encuentra por debajo del 85% de su valor nominal (ver figura 21).

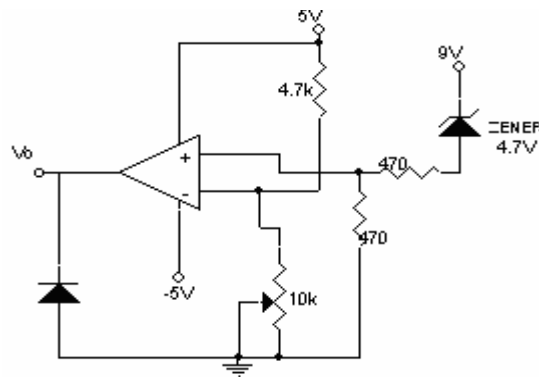


Figura 21. Circuito medidor de estado de carga de la batería.

La etapa indicadora de batería se basa en un amplificador operacional a lazo abierto alimentado entre -5 y $+5$ V, que hace la función de un comparador (sin histéresis), tal como se observa en la figura 22. En el terminal negativo se fija una tensión constante de 1.475 V a través de un divisor de voltaje alimentado con 5 V regulados, el voltaje del divisor es ajustado mediante el potenciómetro de 10 k Ω . En el terminal positivo, se hace un divisor de tensión alimentado directamente por la batería de 9 V y un zener de tensión nominal 4.7 V. Cuando la tensión de la batería está por encima de 7.65 V (85% del valor nominal de la batería), la tensión en el terminal positivo supera los 1.475 V que viene de restar 7.65 V menos la tensión nominal del zener (4.7 V) dividida entre 2 por el divisor de tensión, obteniendo como salida V_o un voltaje positivo de saturación cercano a $+5$ V; al caer la tensión de la batería, por debajo de 7.65 V, el amplificador se satura a -5 V. Luego, se coloca un diodo a la salida del amplificador para eliminar las tensiones negativas y obtener una salida que oscila entre 0 y 5 V, la cual puede ser manipulada directamente por el microcontrolador.

3.1.1.1 Celda de Carga

La celda de Carga utilizada para la medición del peso, utiliza la topología de un puente completo de *Wheatstone* (ver figura 22), en donde el valor de la resistencia R es de 350Ω .

Esta celda tiene una capacidad de 100 toneladas de peso y una máxima variación en la salida diferencial de $\pm 3\text{mV/V}$ de excitación según el fabricante.

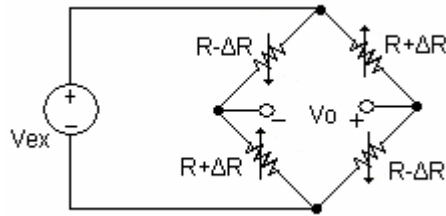


Figura 22. Configuración de Puente Completo.

La celda es alimentada con una tensión de referencia de 10V con una tolerancia de $\pm 30\text{mV}$. Es necesaria una tensión muy estable para la alimentación de la celda de carga, ya que cualquier pequeña variación en ella se vería reflejada en la salida diferencial que luego va a ser amplificada a más de 100 veces, lo que daría como resultado una salida imprecisa. Para lograr esta alimentación, se utilizó una referencia de tensión llamada *AD584*, y una fuente de corriente para surtir la corriente necesaria al puente, lograda con un amplificador operacional y un transistor, dispuestos como se muestra en la figura 23, obteniendo una diferencia de potencial de 10V con referencia en la tensión negativa de la batería de -9V.

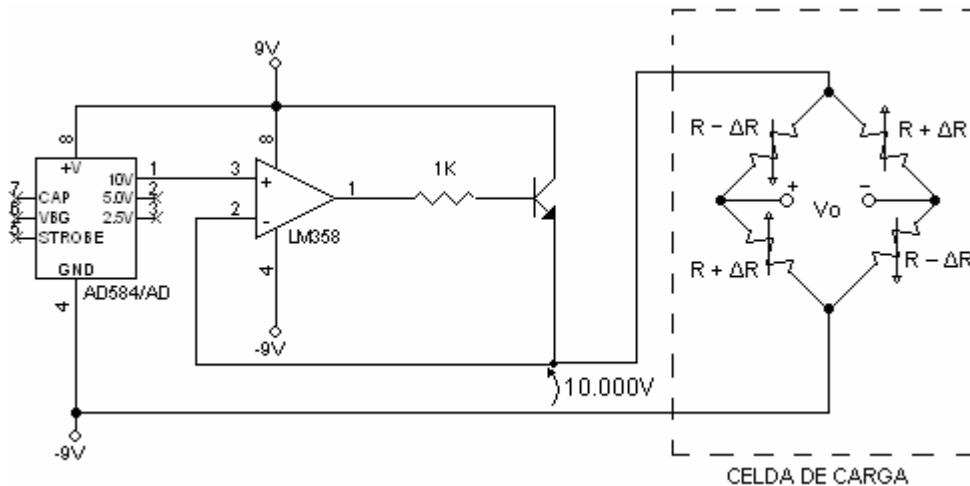


Figura 23. Alimentación de la celda de carga.

Una vez alimentada la celda de carga, fue necesario realizarle pruebas para observar el comportamiento en la salida diferencial con respecto al peso levantado. Lo primero que se observó fue que en la salida diferencial sin carga (peso 0) había una tensión de 0.2mV, por lo que fue necesario una corrección por *software*. Luego, aplicando carga hasta un máximo de 1000kg a pasos de a 20kg, se obtuvo como resultado una variación lineal de 0.1mV por cada 130 kilogramos de peso aproximadamente. Si se supone que el comportamiento de la celda de carga sigue siendo lineal hasta las 50 toneladas de peso, la tensión máxima de salida para este peso máximo viene dada por:

$$V_{o_{\max}} = \frac{50000kg}{130kg} \cdot 0.1mV + 0.2mV = 38.6mV \quad (9)$$

3.1.1.2 Acondicionador de señal.

El acondicionador de señal consiste en un amplificador instrumental con entrada diferencial y un filtro activo de segundo orden pasa-bajo. Este acondicionador fue configurado para pesos máximos de 50 toneladas, si se quiere aumentar esta capacidad es necesario reconfigurar el amplificador.

Para amplificar la tensión diferencial proveniente de la celda de carga, se utilizó un amplificador instrumental integrado llamado *AD620*, en el cual la ganancia se ajusta mediante una resistencia R_G colocada entre dos terminales del dispositivo (ver figura 24).

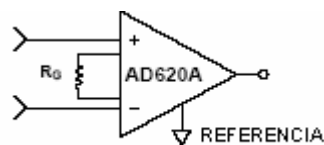


Figura 24. Amplificador instrumental AD620.

Dicha ganancia viene dada por:

$$G = 1 + \left(\frac{49.4k\Omega}{R_G} \right) \quad (10)$$

En este caso se utilizó una ganancia cercana a 130 para obtener una salida máxima del amplificador de 5V, ya que la máxima tensión de entrada proveniente de la celda de carga es de 38.6mV, obtenida de:

$$Ganancia = \frac{5V}{38.6mV} \approx 130 \quad (11)$$

Para obtener la ganancia de 130 se colocó en R_G una resistencia fija de $330\Omega \pm 5\%$ en serie con un potenciómetro de 15 vueltas de 100Ω , obteniendo un rango de ganancia aproximado entre 114 y 150 que luego es ajustada mediante el potenciómetro a 130. El amplificador instrumental es alimentado entre -9 y +9V con la referencia a 0V, tal como se muestra en la figura 25.

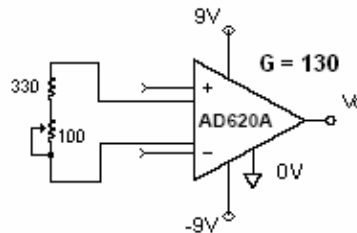


Figura 25. Amplificador de ganancia $G = 130$.

Después de amplificada la señal fue necesario incorporar un filtro pasa-bajo para evitar lecturas de ruidos provenientes de vibraciones en la guaya de carga o cambios de peso afectados por las medidas de la carga, ó también de ruidos de altas frecuencias que se puedan introducir en la fuente de alimentación.

El filtro utilizado, es un filtro activo pasa-bajo de segundo orden en donde la frecuencia de corte es un valor pequeño, ya que no van a existir cambios rápidos y continuos en el peso de la carga.

El filtro utiliza la configuración de la figura 26, logrado con un solo amplificador operacional, dos resistencias y dos condensadores.

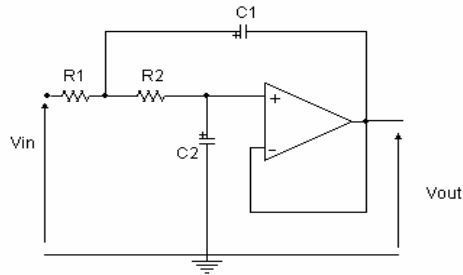


Figura 26. Filtro Activo de segundo orden Pasa-Bajo.

La frecuencia de corte de estos tipos de filtros viene dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2}} \quad (12)$$

Y la constante de amortiguamiento por:

$$\xi = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (13)$$

Para un amortiguamiento que se acerque a lo ideal es necesario obtener un $\xi=0.707$, ésto se logra si el valor de C_1 duplica al valor de C_2 , pero como por disponibilidad se utilizaron condensadores de la serie del 20%, no existen dos valores que se dupliquen exactamente entre ellos, una manera de lograrlo es colocando dos condensadores iguales en paralelo. De ésta manera se seleccionaron condensadores de $1\mu\text{F}$, donde $C_1 = 2\mu\text{F}$ y $C_2 = 1\mu\text{F}$, obteniendo un amortiguamiento de:

$$\xi = \sqrt{\frac{1\mu\text{F}}{2\mu\text{F}}} = 0.707$$

Después de fijados los condensadores, se fija el valor para la frecuencia de corte en 1.5Hz, luego igualando las resistencias $R1 = R2 = R$, y despejando el valor de R de la ecuación (12) se tiene que:

$$R = \sqrt{\frac{1}{(fc \cdot 2\pi)^2 \cdot (C1 \cdot C2)}} = 75.02k\Omega \quad (14)$$

Una resistencia comercial cercana a este valor es de 75k Ω .

3.1.1.3 El microcontrolador y Convertidor Analógico-Digital.

Después de que la señal es acondicionada, es necesario convertir la señal en un código digital y manipularla de manera tal, que pueda ser enviada a través del módulo transmisor RF; esto se logra con un microcontrolador *PIC16F876*.

El ADC utilizado está integrado en el microcontrolador, el cual codifica en 10 bits la señal proveniente del acondicionador de señal, que varía entre 26mV (tensión de *offset* amplificada por 130) y 5V. Con este ADC de 10 bits es posible obtener una resolución de peso de carga que viene dada por:

$$RES = \frac{PesoMaximo}{CodigosPosibles} \quad (15)$$

Donde, *PesoMáximo* es el peso máximo de carga de la grúa, en este caso 50.000kg y *CodigosPosibles* es la cantidad de pasos de medida que logra el ADC. Como el ADC es de 10 bits, entonces $CodigosPosibles = 2^{10} = 1024$, obteniendo una resolución de:

$$RES = \frac{50.000kg}{1024} \cong 50kg$$

El ADC codifica el valor hexadecimal “00” cuando en la salida del acondicionador es 0V y codifica “FF” cuando la salida es 5V.

Teniendo codificada la señal de entrada en 10 bits, el microcontrolador construye una trama que consiste en 6 bytes. La trama es enviada cíclicamente a través de una sola línea del microcontrolador con el uso del UART a 5200 Baudios de la siguiente manera:

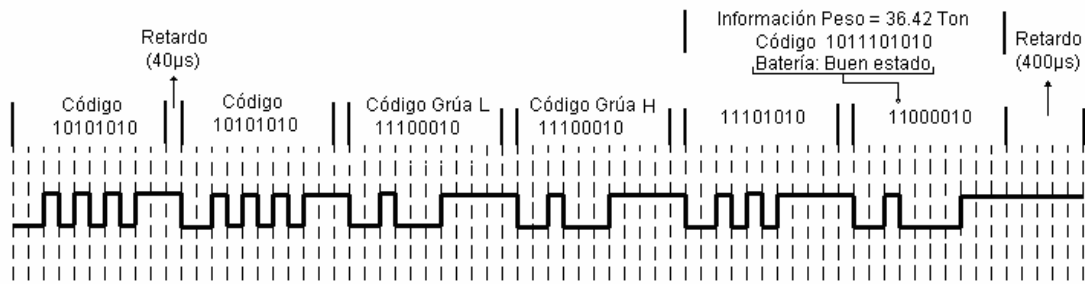


Figura 27. Trama completa de información de peso.

Los dos primeros bytes son de sincronismo, sirven para que el receptor conozca donde comienza la trama, ya que ésta es enviada cíclicamente. Cada byte de sincronismo contiene el código binario $(10101010)_2$, la cual se envía comenzando desde el bit menos significativo. Como se puede ver en la figura 28, entre cada byte hay un retardo que existe para darle tiempo al receptor de interpretar cada byte recibido.

Luego se envían dos bytes que contienen el código de grúa, para diferenciar los módulos transmisores de cada grúa, evitando así la recepción de información equivocada.

Por último se envía la información del peso levantado y del estado de la batería. La información del peso tiene un tamaño de 10 bits, por la cual se necesitan mínimo dos bytes para enviar esta información completa, y dos de los seis bits sobrantes, son aprovechados para enviar la información del estado de las baterías.

Como ejemplo, en la trama de la figura 28, se envía una información de peso 36.42 toneladas que es equivalente al código binario “1011101010” y con las baterías en buen estado, código “11”.

Después de enviar la trama completa, antes de volver a repetir el ciclo, es necesario esperar un tiempo, de manera tal que el receptor tenga tiempo suficiente para codificar la información y desplegarla en la pantalla LCD, para esto se colocó un retardo de 400 μ s.

El transmisor envía aproximadamente 150 tramas por segundo y el ADC toma una muestra nueva cada 200 envíos de trama completa, es decir, aproximadamente una muestra cada 1.5 segundos.

3.1.1.4 Etapa de transmisión RF.

El dispositivo utilizado para la transmisión y recepción de datos, es un par de radios que modulan en FM de la marca “*RF solution, Inc.*”, estos radios modulan a una frecuencia de 433 MHz, y se comunican a una distancia de hasta 250 metros.

El transmisor se alimenta con 3VDC, por lo que se reguló la tensión de 5V a 3V a través de un zener de esa tensión nominal. En su línea de entrada no permite tensiones mayores a los del voltaje de alimentación, por lo cual fue necesario implementar una interfase entre el radio y el microcontrolador, ya que la salida del microcontrolador provee pulsos de 5V. La figura 28, muestra el circuito para la alimentación del transmisor y la interfase entre el microcontrolador y el radio, donde el terminal de alimentación del radio se coloca directamente al ánodo del diodo zener, y la salida Vout, se conecta al terminal de entrada de datos.

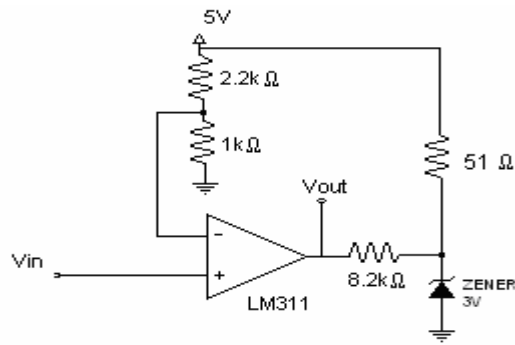


Figura 28. Diagrama esquemático. Interfase de 3V.

Una vez diseñadas todas las etapas del módulo medidor de peso por separado, se integran todas en un mismo circuito, obteniendo el circuito completo de módulo medidor de peso y que se muestra en la figura 29.

Listado de componentes:

- 1 AD584
- 1 AD620
- 2 LM358
- 1 2n3904
- 1 PIC16f876
- 1 LM7805
- 1 LM7905
- 1 LM311
- 2 1n4732
- 1 1n4728
- 1 Cristal 4MHz
- 1 FM-RRQ1
- 2 Condensador 47pF
- 5 Condensador 1μF
- 2 Potenciómetro 10kΩ
- 1 Potenciómetro 100Ω
- 4 Resistencia 470Ω
- 2 Resistencia 4.7kΩ
- 2 Resistencia 82kΩ
- 3 Resistencia 1kΩ
- 1 Resistencia 330Ω
- 2 Resistencia 2.2kΩ
- 1 Resistencia 8.2kΩ
- 1 Conector de 3 entradas
- 1 Conector de 4 entradas

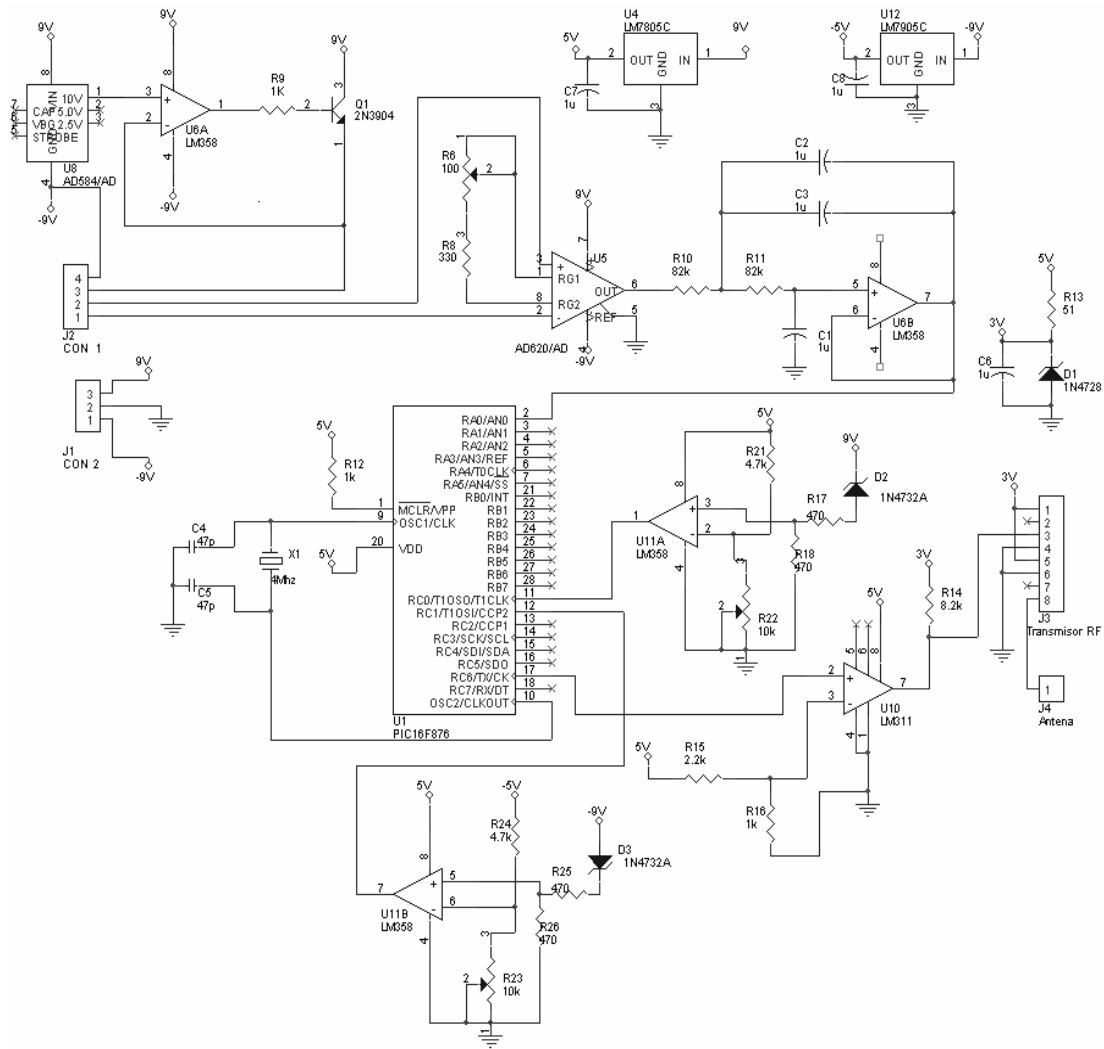


Figura 29. Circuito esquemático. Módulo medidor de peso.

El circuito se conecta a la celda de carga a través del conector “CON 1”, y se alimenta por medio del conector “CON 2”.

3.1.2 Módulo medidor de ángulo

El medidor del ángulo sensa la inclinación del brazo de la grúa con respecto a la horizontal, mediante un circuito muy simple (figura 30) fijado en el extremo inicial de brazo, lo más cerca posible de la cabina, es decir, en la parte no extensible del brazo. El circuito consta principalmente de un acelerómetro *ADXL202*, que hace la función de transductor de inclinación, comunicándose con el módulo de integración a través de un cable de tres líneas, de las cuales por dos de ellas se alimenta el circuito y por la otra envía la señal de salida del acelerómetro (X_{out}).

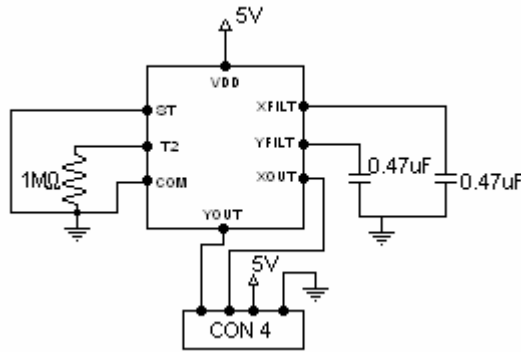


Figura 30. Esquema circuitual. Sensor de inclinación

El circuito es alimentado con 5VDC. Este valor de tensión lo provee el módulo de integración a través de un regulador de voltaje *LM7805*.

En el circuito de la figura 31, se dejó disponible en el conector, el terminal Y_{out} del acelerómetro, que representa la inclinación con respecto a la horizontal, alrededor de un eje perpendicular al de salida X_{out} .

3.1.2.1 Diseño del sistema medidor de ángulo.

Para poder configurar el *ADXL202*, la compañía *Analog Devices*, fabricante del dispositivo, provee un programa que facilita los cálculos para la configuración llamado “*Interactive Design Tools: Accelerometers : ADXL202 Calculator*”.

Para el diseño del sistema se tiene que tener en cuenta algunas especificaciones del instrumento, que en este caso son las siguientes: 5VDC para la alimentación, $\pm 1^\circ$ de inclinación de resolución, 25 muestras por seg. y que la frecuencia de operación del microcontrolador receptor de la señal sea igual a 4MHz.

Una vez fijado estos valores, el programa interactivo calcula los valores de los componentes externos a colocar en el circuito, haciéndolo de la siguiente manera:

Paso 1: El diseñador debe introducir el voltaje de alimentación, un valor entre 3V y 5.25V. En este caso se utilizara un valor de 5V.

Paso2: Se debe introducir el ancho de banda deseado para que opere el circuito, al introducirlo el programa calcula los valores de los condensadores que van a ir colocados en los pines X_{filt} y Y_{filt} . En este caso el ancho de banda deseado es de 10Hz.. Una vez introducido este valor de frecuencia se obtiene un resultado de $0.5\mu\text{F}$ para los condensadores. El valor comercial más cercano de la serie del 20% es de $0.47\mu\text{F}$ dando una frecuencia de $10.5\text{Hz} \pm 20\%$ que para los efectos es funcional.

Paso 3: El programa calcula el valor pico-pico del ruido del acelerómetro, con este valor es posible saber cual es la máxima resolución del instrumento. Si el ruido no es aceptable se tendría que bajar el ancho de banda, ya que estos dos son proporcionales. En este caso se colocó el valor de 4 X RMS, obteniendo un ruido pico-pico de 0.46 grados, un valor que no sobrepasa el valor deseado de 1 grado.

Paso 4: Se debe introducir la cantidad de muestras por segundo para la adquisición de los datos; en este caso se introducen 25 muestras por segundo por canal, obteniendo un resultado de que el máximo tiempo disponible para adquirir ambos canales es de 20ms.

De este tiempo, éste se toma 3ms para cálculos, quedando 17ms para la adquisición de la señal. Este tiempo equivale a 17.000 instrucciones del microcontrolador trabajando con un cristal de 4MHz, con lo cual no se va a tener ningún problema, ya que la cantidad de instrucciones es más que suficiente para realizar esta operación. En este paso el programa da un valor adecuado de resistencia para ser colocado en el terminal *Rset* del dispositivo, proporcionando un valor de aproximadamente $1M\Omega$, con lo cual si se aplica la ecuación que proporciona el fabricante para el calculo de $T2$ ($T2 = Rset/125M\Omega$), se obtiene un periodo $T2 = 8ms$.

Paso 5: Se introduce la velocidad del contador en *Hertz*, es decir, la frecuencia de variación del contador; esto para determinar el número de cuentas por cada gravedad de variación y así mismo determinar el numero mínimo de bits necesarios que debe tener el *timer*/contador. Si introducimos que la frecuencia del *timer* es de 1Mhz, ya que se esta utilizando un cristal de 4MHz, se obtendrá un resultado de 14 bits como mínimo, lo cual se puede lograr utilizando el *Timer0* del microcontrolador (8 bits) como el byte menos significativo, y otro byte que se va a incrementar cada vez que el *Timer* llegue a su cuenta máxima. De esta manera se tiene un contador de 16 bits.

Así mismo, se diseñó el circuito de una manera fácil, sin tener que realizar cálculos complicados, gracias al programa interactivo que proporciona el fabricante del acelerómetro *Analog Devices*.

3.1.2.2 Manipulación de la señal de salida del acelerómetro

La señal de salida del acelerómetro (X_{out}), es una señal cuadrada periódica que varía el *Duty Cycle* proporcional a la inclinación del dispositivo.

Para poder manipular esta señal de salida fue necesario implementar un modulador por ancho de pulso (*PWM*) mediante programación utilizando la técnica que se describe a continuación.

3.1.2.2.1 Técnica de medición del *Duty Cycle*

La aceleración experimentada viene dada por:

$$\text{Aceleración} = (\text{Duty Cycle} - \text{Duty Cycle en } 0g) / \text{Var Duty Cycle por } g \quad (16)$$

Donde:

- *Duty Cycle*: Porcentaje de *duty cycle* actual
- *Duty Cycle en 0g*: Porcentaje de *Duty Cycle* cuando el dispositivo se encuentra en 0 gravedades.
- *Var Duty Cycle por g*: Variación del *Duty Cycle* por cada gravedad.

Según el fabricante el *duty cycle* para 0g es de 50% y la variación en porcentaje del *duty cycle* por g es de 12.5%, entonces la ecuación para la aceleración queda:

$$\text{Aceleración} = ((T1/T2) - 50\%) / 12.5\% \quad (17)$$

El resultado de esta ecuación tendrá un valor entre -2 y 2g.

Luego, para medir las variables *T1* y *T2* se procede de la siguiente manera: Si se observa la figura 31, un contador empieza a contar al instante de subida de X_{out} ($T=0$), guarda el tiempo en el instante de cambio de nivel a bajo ($T=T1$), y por ultimo guarda el valor en la nueva subida de X_{out} ($T=T2$).

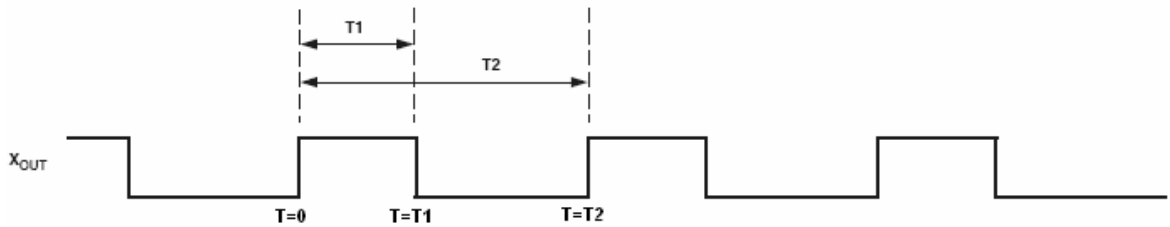


Figura 31. Diagrama de tiempo de X_{out} .

Una vez que este sistema es capaz de obtener estos valores de tiempo, es necesario calibrar el sistema. El microcontrolador va a tener una entrada en donde se le indicara que las medidas a continuación pertenecen a la calibración, en esta fase el acelerómetro debería estar en nivel 0g, la cual va a ser nuestro punto inicial de comparación. Estos valores de $T1$ y $T2$ medidos durante la calibración, van a ser guardados en la memoria EEPROM del microcontrolador. Este valor de periodo $T2$ puede cambiar entre una medida y otra por efectos de temperatura u otros agentes externos, por esta razón hay que ajustar el valor de $T2$ después de cada medida nueva, aplicando la siguiente ecuación:

$$Z_{actual} = Z_{cal} \times T_2_{actual} / T_2_{cal} \quad (18)$$

Donde “ Z_{cal} ” es el tiempo de $T1$ durante la calibración, “ T_2_{actual} ” es el valor medido de $T2$ en ese momento y “ T_2_{cal} ” el tiempo de $T2$ durante la calibración. Esta ecuación es una simple “regla de tres” que hace una relación entre los dos valores de $T2$ (el valor guardado en la EEPROM y el valor actual) y los dos valores de $T1$.

Luego para calcular el ángulo de inclinación se aplica la siguiente ecuación:

$$Inclinación (^{\circ}) = [K * (T_1 - Z_{actual})] / T_2_{actual} \quad (19)$$

Donde “ K ” es el factor de escala y viene dado por $K=4 * T_2_{cal} * bit_factor_escala / T_2_{cal}$. “ bit_factor_escala ” va a determinar el tamaño del la presentación del resultado.

Si se busca un resultado entre -90 y 90 (aproximadamente 1° por cuenta) entonces *bit_factor_escala* debe ser igual a 180, obteniendo un $K = 720$.

“*T1*” es el valor actual y “*Zactual*” el valor corregido del *T1* de calibración.

El programa implementado en el microcontrolador sigue la secuencia mostrada en el diagrama de flujo de la figura 32.

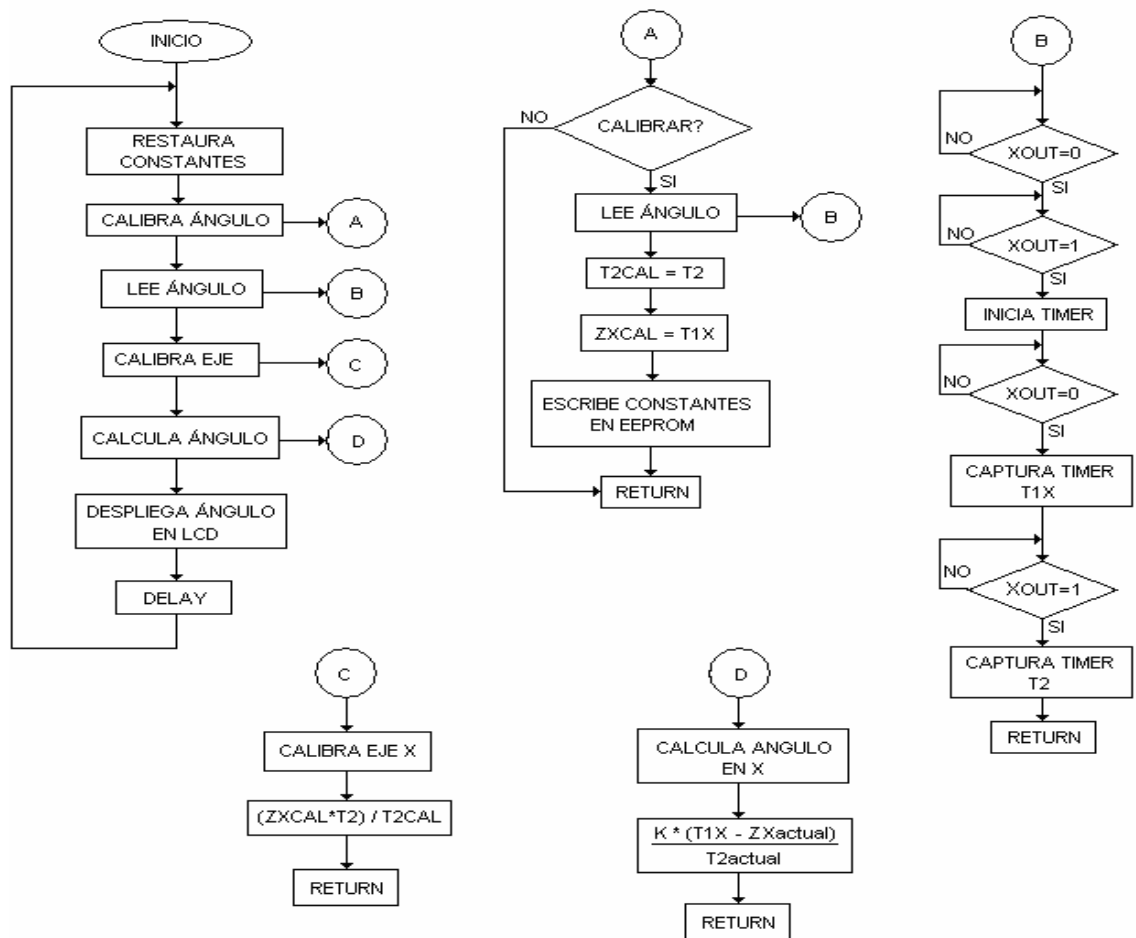


Figura 32. Diagrama de flujo del programa medidor del ángulo.

3.1.3 Módulo medidor de distancia.

Este módulo consiste en un transductor *encoder* incremental bidireccional el cual contiene dos líneas desfasadas 90° para diferenciar un sentido de giro de otro, tal como se muestra en la figura 33, y cuenta 36 unidades por cada revolución.

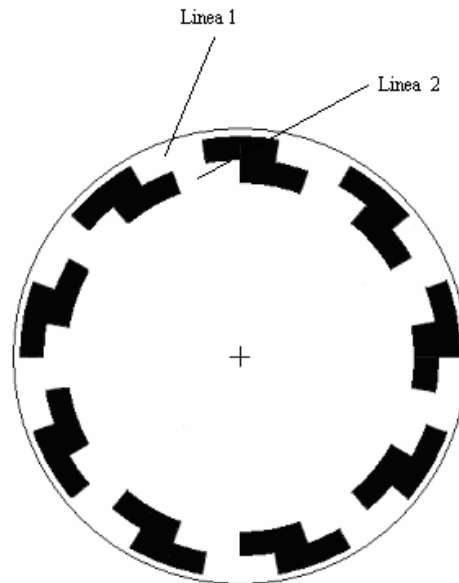


Figura 33. *Encoder* incremental bidireccional.

El eje del *encoder* va acoplado a un sistema mecánico de enrollado automático que se encuentra fijo en la base del brazo de la grúa y que mantiene tensa en todo momento a una cuerda la cual esta unida al extremo más distante del brazo sin interferir con el funcionamiento del mismo.

Para una grúa telescópica de tamaño estándar con un brazo de 30 metros de longitud para máxima extensión, la longitud comienza a ser variable desde los 15 metros hasta los 30 metros (ver figura 34).

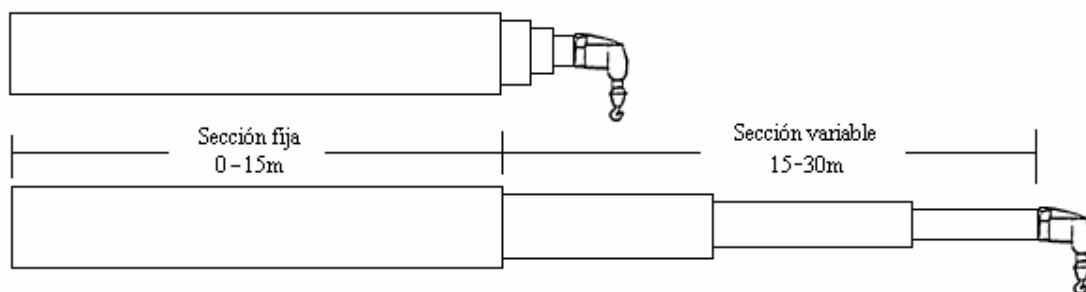


Figura 34. Extensión del brazo de la grúa telescópica.

Al extenderse el brazo telescópico hace girar el sistema automático de enrollado y por consiguiente también al *encoder*, convirtiendo longitud en revoluciones. De la misma manera cuando el brazo se recoge, el *encoder* girará en sentido contrario, tal como se muestra en la figura 35.

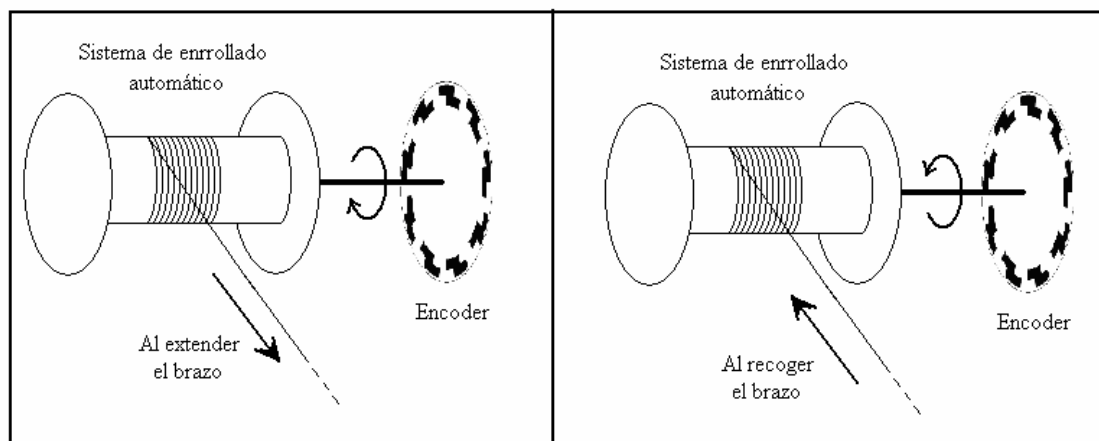


Figura 35. Sistema mecánico del *encoder*.

El *encoder* funciona con dos optoacopladores que consisten en dos fototransistores y sus respectivos LED's; uno para cada línea del *encoder*. Los LED's van a permanecer encendidos y los fototransistores recibirán solo la luz que pasa a través de las secciones transparentes del *encoder*.

La configuración utilizada para los fototransistores se muestra en la figura 36, en donde la tensión de salida V_o se incrementa aproximadamente en 2V cuando recibe completamente la luz del LED.

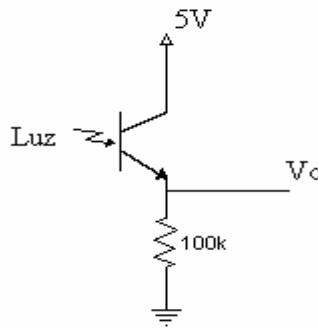


Figura 36. Circuito para el fototransistor.

El valor de salida V_o , oscila entre 1V y 3V aproximadamente, en forma analógica, incrementándose a medida que recibe mas luz, por lo que debe ser acondicionada para ser reconocida por el microcontrolador como un bit lógico,. Para lograr que el nivel de salida V_o varíe entre 0 y 5V se implementó un comparador con histéresis para cada fototransistor, utilizando el comparador *LM311* el cual es *open-collector*. (Ver figura 37)

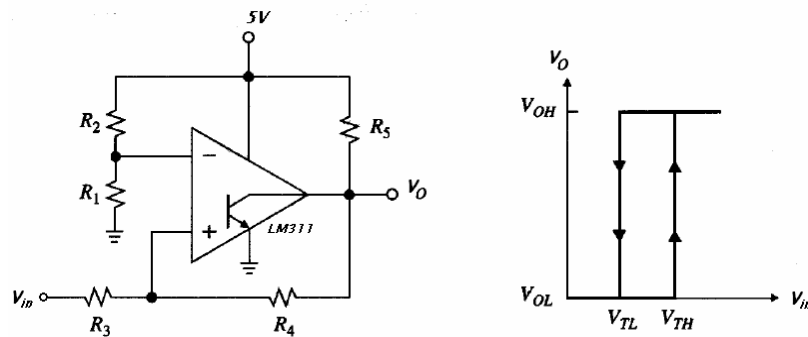


Figura 37. Circuito comparador para el fototransistor.

La figura 37 muestra el circuito comparador, y la ventana de histéresis donde los valores V_{TH} y V_{TL} se fijaron a 2.1V y 1.9V respectivamente, para filtrar ruidos no mayores a 200mV de amplitud.

Los valores de las resistencias del circuito comparador vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$Si : R_5 \ll R_3 + R_4$$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{5V} \quad (20)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{5V - V_{TH}}{V_{TH}} \quad (21)$$

De la ecuación (21) se tiene que la relación R_2/R_1 para un $V_{TH} = 2.1V$, es de 1.38, por lo que se escogieron valores de resistencias de 10k Ω para R_2 y 7.2k Ω para R_1 . Luego, de la ecuación (20), con $V_{TH} = 2.1V$ y $V_{TL} = 1.9V$, se obtiene que la relación $R_3/R_4 = 2/50$. Para la selección de estas resistencias, se tuvo en cuenta no cambiar significativamente la impedancia de salida en el emisor del fototransistor, para esto se seleccionaron 8.2k Ω para R_3 , 200k Ω para R_4 y 1k Ω para R_5 que es una resistencia bastante menor que la suma de $R_3 + R_4$; y además se cambió la resistencia de 100k Ω colocada anteriormente en el emisor del fototransistor por una de 200k Ω .

La calibración del sistema medidor de distancia va a depender de algunos parámetros del sistema de enrollado o carrete que va acoplado al eje del *encoder*. Un parámetro que hay que tener en cuenta, es el número máximo de vueltas que pueda dar dicho sistema, ya que por lo general, los sistemas de enrollado automático, están hechos con resortes que se limitan a un número de vueltas finito.

Por ejemplo, si se utiliza un sistema de enrollado que tenga un límite de 30 vueltas y se quiere utilizar para medir extensiones de hasta 15 metros, se debe calcular el radio mínimo que debe tener el carrete que enrolla la cuerda de la siguiente manera:

$$r = \frac{15m}{30vueltas \cdot 2 \cdot \pi} \approx 8cm \quad (22)$$

Teniendo un sistema con esas características, se puede decir que por cada vuelta que gire el sistema, el brazo ha variado una longitud de $2 \cdot \pi \cdot 0.08m \approx 0.5m$.

Si se quiere utilizar este mismo sistema para una grúa con mayor extensión del brazo, se debería aumentar el radio del carrete para evitar daños en el mecanismo de enrollado.

3.1.3.1 Manipulación de las señales de salida del *encoder*.

Un microcontrolador *PIC16F84A* es el encargado de manipular las señales digitales que provee el *encoder*. El microcontrolador debe reconocer la dirección del sentido del disco siguiendo una secuencia lógica de 2 bits que se explica a continuación:

A la salida lógica encargada de leer la línea 1 del *encoder* se le llamará *Vo1*, y la lectura de la línea 2, *Vo2*.

	ESTADO1	ESTADO2	ESTADO3	ESTADO4
Vo1	0	0	1	1
Vo2	0	1	1	0

El sistema comienza en el ESTADO1, que significa que se encuentra con $V_{o1} = 0$ y $V_{o2} = 0$. Estando en este primer estado solo es posible que el sistema cambie al ESTADO2 ó al ESTADO4, no pasará al ESTADO3 sin primero haber pasado por uno de esos dos estados (ver figura 39).

Un cambio del ESTADO1 al ESTADO2, significaría que el *encoder* se está moviendo en una dirección creciente, por lo que se incrementa un contador; si se mueve en dirección contraria el sistema pasaría del ESTADO1 al ESTADO4 decrementando el contador, y así sucesivamente para cada uno de los estados.

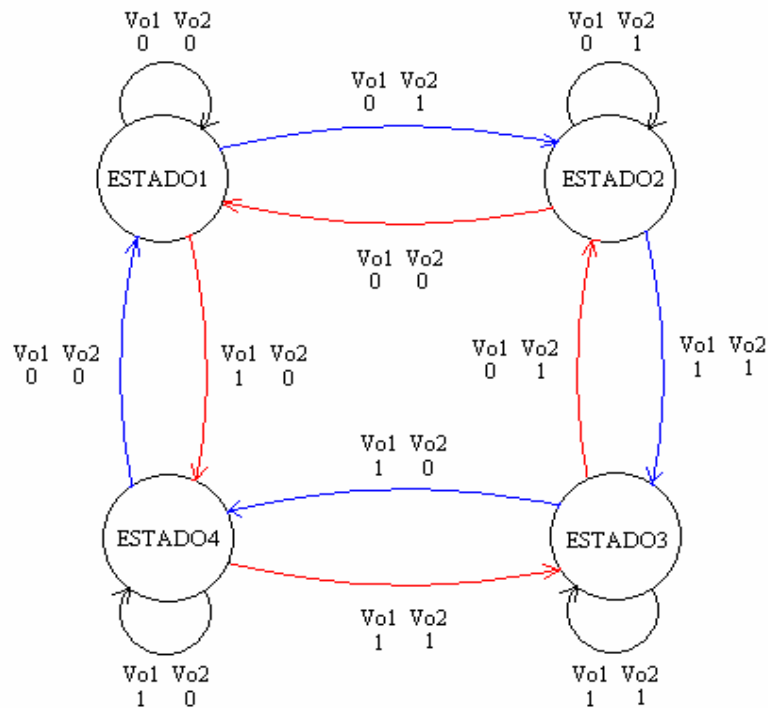


Figura 38. Diagrama de flujo. Lógica del contador.

En el diagrama de flujo de la figura 38, las flechas azules indican un incremento en el contador, mientras que las rojas indican un decremento.

El valor del contador será enviado repetidamente en forma serial a otro microcontrolador ubicado en el módulo integrador, que es el encargado de procesar la información de la cuenta y desplegarla en pantalla. Para transmitir la información del contador, se envía una trama que consiste en cuatro bytes, siendo los dos primeros bytes de sincronismo, advirtiendo que los próximos dos bytes a leer contienen la información del contador.

Los bytes de sincronismo son necesario ya que la trama es enviada cíclicamente, así el receptor puede diferenciar el byte menos significativo del contador, del byte más significativo.

Estos bytes de sincronismo contienen el valor hexadecimal “FF”, o lo que es lo mismo, el valor binario “11111111”, este código fue seleccionado ya que la información del contador, que consiste en dos bytes, nunca alcanzará el valor máximo “FF” para el byte más significativo, siendo este el ultimo byte de la trama. La cuenta máxima para un contador de 2 bytes es de $2^{16} = 65535$ cuentas, que equivale al valor hexadecimal “FFFF”, pero si se utiliza el sistema descrito anteriormente la cuenta máxima que indicará el contador viene dada por:

$$CuentaMax = N^{\circ}Vueltas \cdot 36_{\frac{cuentas}{vuelta}} = 30 \cdot 36 \Rightarrow CuentaMax = 1080cuentas \quad (23)$$

Por lo tanto, cuando el receptor recibe dos bytes seguidos con el código “FF”, reconoce que se trata de los bytes de sincronismo.

La trama es enviada a través del terminal *RB2* del microcontrolador utilizando el UART a una tasa de transferencia de 4800 Baudios. En la figura 39, se muestra la trama enviada donde, a modo de ejemplo, se puede observar la secuencia de bytes para enviar la información de la cuenta con el contador igual a tres.

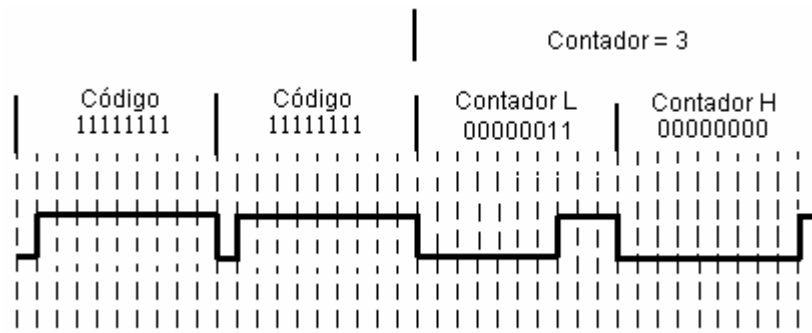


Figura 39. Trama UART con información del contador.

El microcontrolador que recibe dicha trama debe procesarla adecuadamente dependiendo cualquiera que sea la resolución, por ejemplo, si se quiere mostrar en pantalla un cambio cada cincuenta centímetros, debe dividir la información del contador entre 36 (cuentas por vuelta).

El valor del contador puede ponerse a cero por medio de un pulsador ubicado en el módulo de integración, que envía dicha señal a través de un cable y es recibido por el microcontrolador del presente módulo por el terminal *RB5*. En la figura 40 se puede observar el circuito completo del módulo medidor de distancia.

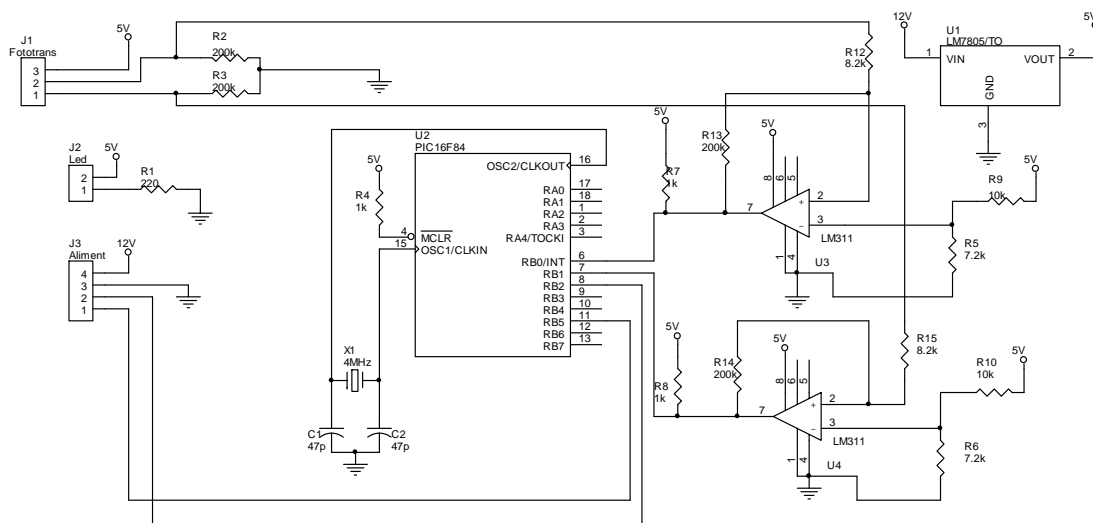


Figura 40. Circuito esquemático del módulo medidor de distancia.

Listado de componentes:

- 2 LM311
- 1 LM7805
- 1 PIC16F84A
- 1 Cristal 4MHz
- 2 Condensador 47pF
- 4 Resistencia 200k Ω
- 2 Resistencia 8.2k Ω
- 2 Resistencia 10k Ω
- 2 Resistencia 7.2k Ω
- 3 Resistencia 1k Ω
- 1 Resistencia 220 Ω
- 1 Conector 3 terminales
- 1 Conector 4 terminales
- 1 Conector 2 terminales

El circuito es alimentado con los 12V de la batería de la grúa, a través del conector “J3”, que luego es regulado a 5V por el LM7805. Los dos fototransistores se conectan al conector “J1” con el terminal 3 de dicho conector en común para ambos colectores; y los dos LED’s son conectados en paralelo al conector “J2”.

3.1.4 Módulo de integración.

Este módulo de integración es el encargado de recibir las señales provenientes de los demás módulos, procesarlas y desplegarlas en una pantalla LCD a través de un microcontrolador *PIC16F876*. Este módulo es el único al que el operador de la grúa puede tener acceso directo.

El módulo también contiene un receptor RF con el fin de recibir la señal proveniente del módulo medidor de peso, el cual envía la información a través del par transmisor.

Las señales provenientes de cada módulo, ya vienen acondicionadas y listas para ser manipuladas por el microcontrolador del presente módulo. Cada una de ellas es una trama diferente que contiene la información de las variables respectivas de cada módulo.

En el caso de la señal proveniente del acelerómetro no es una trama, si no que es una señal cuadrada periódica, con variaciones de *Duty Cycle*, que oscila entre 0 y 5V, por la cual el microcontrolador no necesita ninguna interfase para la manipulación de esta señal. El diagrama esquemático del presente módulo se puede observar en la figura 41.

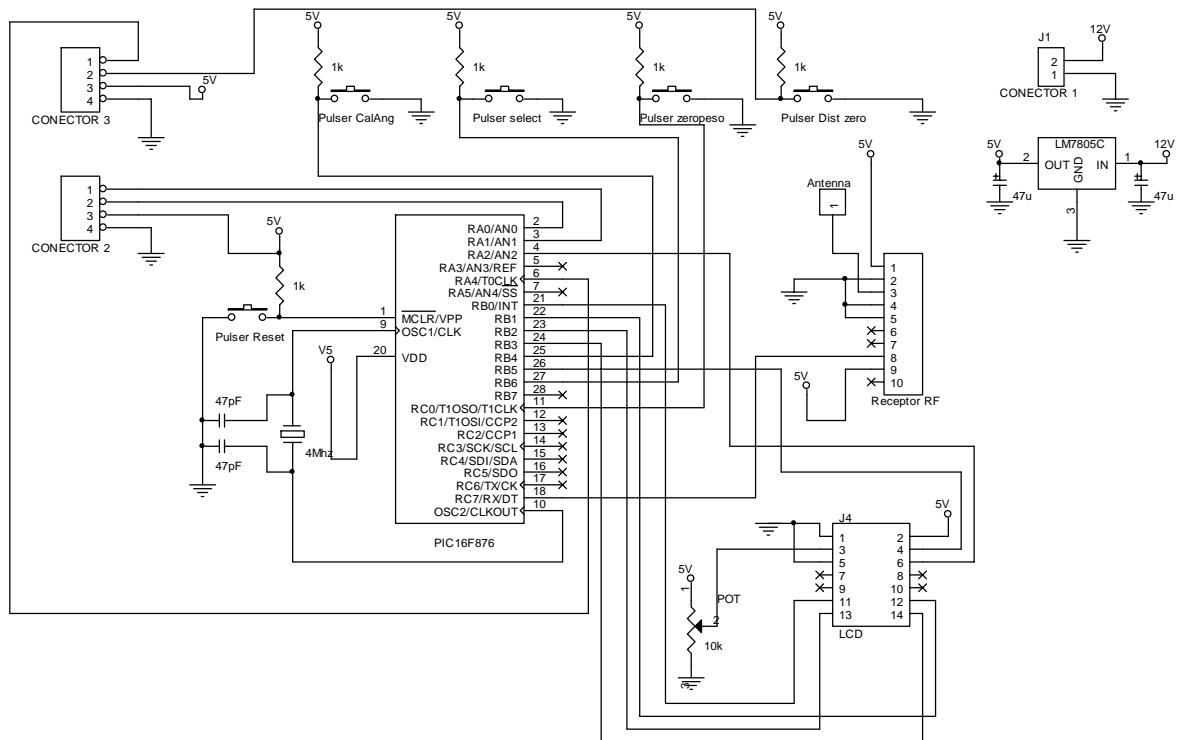


Figura 41. Diagrama esquemático. Módulo integrador.

Listado de componentes:

- 1 PIC16F876
- 1 FM-RRFQ1
- 1 LM7805
- 1 Potenciómetro 10k Ω
- 2 Condensador 47pF
- 1 Cristal 4MHz
- 5 Pulsador
- 2 Conector 4 terminales
- 1 Conector 2 terminales
- 1 Pantalla LCD

El circuito se alimenta con los 12V de la batería de la grúa, a través del “conector 1”, este voltaje es regulado a 5V por el *LM7805*. El circuito tiene cinco pulsadores a los que tiene acceso el operador. El primer pulsador sirve para resetear el microcontrolador a través del terminal *MCLR*, el segundo para seleccionar cual variable se desea observar en pantalla (peso, distancia ó inclinación) a través de *RB6*. Por *RC0* entra la señal proveniente del tercer pulsador que sirve para calibrar a cero el peso de la carga, el cuarto calibra a cero el ángulo de inclinación por medio del terminal *RB4* y el último sirve para poner en cero el contador que mide la extensión del brazo. Por el conector 2 del circuito, el módulo recibe la señal proveniente del módulo medidor de ángulo, la cual es leída por el terminal *RA0* del microcontrolador, y a su vez le provee la alimentación de 5V. Por el conector 3 recibe por una línea la información proveniente del modulo de distancia que es leída por el terminal *RA4* y envía una señal por el mismo conector, que indica la puesta a cero del contador de distancia.

3.1.4.1 Recepción de la información de peso

La trama enviada por el módulo medidor de peso (figura 28) será recibida por el terminal de recepción UART del microcontrolador a 5200 baudios utilizando el siguiente protocolo:

Inicialmente el microcontrolador recibe el primer byte esperando que este contenga el valor hexadecimal “AA”, de lo contrario recibe un nuevo byte, empezando de nuevo la secuencia. Una vez que recibe un byte con este código, el segundo byte a continuación debe contener el mismo valor, es decir, los dos primeros bytes recibidos deben ser dos códigos “AA” consecutivos; de lo contrario comenzaría de nuevo la secuencia. Luego de recibir dos bytes consecutivos con el código “AA”, el microcontrolador espera un código asignado para diferenciar cada grúa de las demás, si este código no coincide con el esperado, la secuencia debe comenzar desde el primer byte.

Si el código de grúa es válido, los dos bytes que reciba el microcontrolador a continuación contienen la información del peso que la grúa esta levantando. Este protocolo se puede observar en el diagrama de flujo de la figura 42. Antes de ser desplegada la información en pantalla, se multiplica el valor recibido de peso por un factor de 49; obteniendo valores que oscilan desde 0 hasta 50176, que viene dado por los 1024 valores posibles provenientes del convertidor A/D de 10 bits, multiplicado por el factor de 49. De esta manera se obtiene un máximo valor de 50,176 toneladas de peso, con una resolución de ± 50 kilogramos. Luego, el valor resultante es desplegado en la pantalla LCD, en toneladas, con dos decimales.

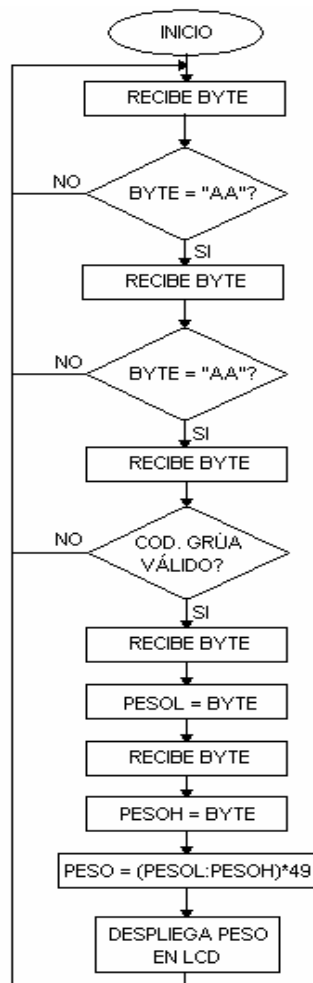


Figura 42. Diagrama de flujo del protocolo de recepción de la información de peso

3.1.4.2 Recepción de la información de distancia

De la misma manera que para la recepción de la señal del peso, pero alámbricamente, el microcontrolador recibe una trama con la información de la distancia. Esta vez, implementando un nuevo UART por medio de programación, ya que el terminal *Rx* del microcontrolador se encuentra ocupado para la recepción de la señal de peso.

La lógica de recepción de la trama es bastante similar a la anterior, con la diferencia de que no se envía ningún código de grúa, ya que la comunicación no es inalámbrica por lo tanto no debe haber confusión.

3.1.4.3 Recepción de la información de ángulo

Para la recepción de las dos señales provenientes del modulo medidor de ángulo se implementó un PWM (modulación por ancho de pulso), que en la sección correspondiente se dió una explicación detallada de la técnica utilizada (ver sección 3.1.2.2).

3.2 Análisis y presentación de resultados.

Todos los módulos que componen el sistema fueron implementados en tarjetas de circuito impreso y cada uno fue probado individualmente como se describe a continuación.

Para el análisis del modulo medidor de peso, se le hicieron pruebas al amplificador diferencial introduciendo valores de tensión entre 0 y 38.6mV a través de una fuente de voltaje marca Harrison 6102, simulando la tensión diferencial que provee la celda de carga. La tensión de salida del amplificador se midió con un voltímetro digital HP 3455A.

Primero se realizó un ajuste de la ganancia del amplificador, aplicando una entrada diferencial de 38.6mV, y mediante el potenciómetro de 15 vueltas de 100Ω (ver figura 25), se ajustó hasta obtener una salida de 5.000V observada mediante el voltímetro. Luego para observar la linealidad del amplificador, se midió la salida para entradas diferenciales entre 0 y 38.6mV a pasos de a 5mV. En la tabla 1 se muestran los valores obtenidos.

Tabla 1. Ganancia de tensión

Vout	Vin
0,0010	0,0000
0,6470	0,0050
1,2980	0,0100
1,9500	0,0150
2,5920	0,0200
3,2400	0,0250
3,8900	0,0300
4,5300	0,0350
5,0010	0,0386

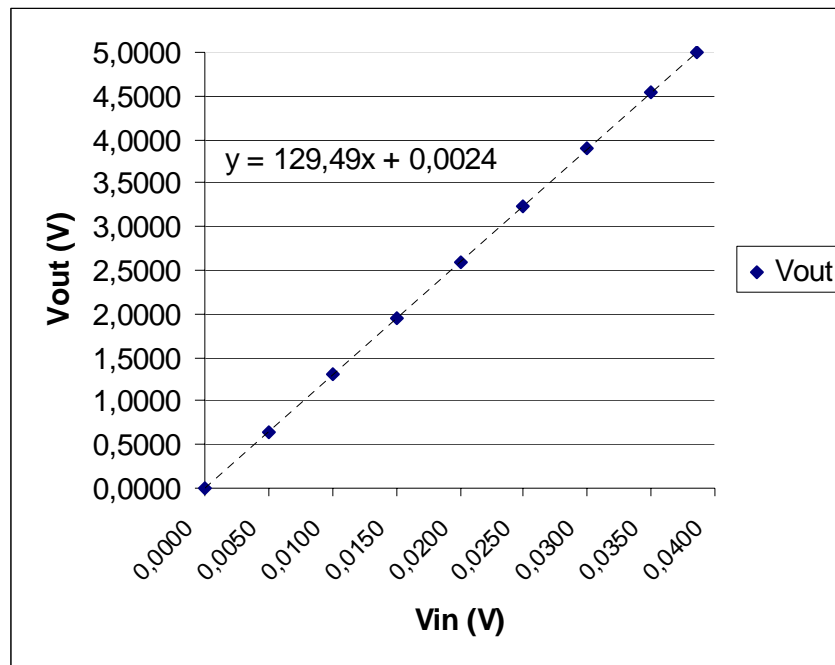


Figura 43. Curva de ganancia de tensión del amplificador.

La pendiente de la curva teórica viene dada por $G = 5/0.0386 = 129.53$, resultando en la práctica un valor de 129.49. Por lo tanto el error porcentual de la pendiente viene dado por:

$$Error\% = \frac{129.53 - 129.49}{129.53} \cdot 100 = 0.03\% \quad (24)$$

En el cálculo de este error, no se consideraron los efectos por temperatura.

Para observar el error del módulo medidor de ángulo, se compararon las medidas realizadas por el circuito medidor de ángulo con las medidas obtenidas por un transportador desde 0 hasta 90° con respecto a la horizontal, a pasos de 4°.

Tabla 2. Mediciones de ángulo.

TRANSPORTADOR (°)	INCLINÓMETRO (°)	ERROR (°)
0	0	0
4	5	1
8	9	1
12	12	0
16	16	0
20	20	0
24	24	0
28	28	0
32	32	0
36	35	1
40	38	2
44	42	2
48	46	2
52	49	3
56	51	5
60	53	7
64	55	9
68	57	11
72	58	14
76	59	17
80	59	21
84	60	24
88	60	28
90	61	29

Como se puede ver en la tabla 2, el error comienza a incrementarse después de los 40° de inclinación con respecto a la horizontal. Este comportamiento es idéntico para inclinaciones negativas de 0 a -90°. Por lo que se puede aprovechar el rango de menor error entre -35° y 35°.

Por lo tanto, si lo que se quiere es medir ángulos no mayores a los 70° de inclinación, que representa la máxima inclinación del brazo de la grúa, una solución a este problema de error, fue calibrar a cero el inclinómetro cuando se encuentra a -35° con respecto a la horizontal, obteniendo así lecturas bastante precisas entre 0° y 70° de inclinación.

Para el módulo medidor de distancia no fue posible la implementación del sistema mecánico de enrollado automático, ya que esa área no corresponde con este trabajo de grado, pero se realizaron pruebas del circuito electrónico acoplando un carrete de nylon al sistema encoder. Primero se midió el radio del carrete, para conocer cual debe ser la conversión del contador del encoder a metros. El radio del carrete tiene un valor aproximado de 6.75 cm, lo que equivale a que por cada metro de nylon extendido, el carrete dará 2.35 vueltas. Si se quiere una resolución de ±10cm, entonces es necesario multiplicar el número de cuentas por vuelta del *encoder* (36 cuentas/vuelta), por el número de vueltas que da el sistema para medir 1 metro de distancia, y luego dividirlo entre 10:

$$Conversión = 2.35 \frac{vueltas}{m} \cdot 36 \frac{cuentas}{vuelta} \cdot 0.1 \frac{m}{cuenta} = 8.4$$

Este resultado es el número por el cual se debe dividir el contador del sistema medidor de distancia. Si se acopla otro sistema de carrete con un radio distinto al utilizado para esta prueba, será necesario recalculer el valor de conversión. Luego, se realizaron diferentes medidas para comparar las mediciones tomadas por el sistema electrónico con las mediciones realizadas a través de una cinta métrica.

Se efectuaron medidas hasta 15 metros tomando nota de los valores obtenidos por cada metro de longitud. Los resultados se muestran en la tabla 3.

Tabla 3. Mediciones de longitud.

Cinta métrica (m)	Encoder (m)
1,0	1,0
2,0	2,0
3,0	3,0
4,0	4,0
5,0	5,1
6,0	6,1
7,0	7,1
8,0	8,2
9,0	9,2
10,0	10,2
11,0	11,3
12,0	12,3
13,0	13,4
14,0	14,4
15,0	15,5

En la gráfica de la figura 45, la curva azul representa las mediciones realizadas con la cinta métrica y la roja las medidas del sistema electrónico, esta última se observa bastante lineal, pero con un error, el cual puede deberse a dos razones. La primera razón es que el número de conversión a metros, no es un número exacto, ya que con un microcontrolador de 8 bits no es posible obtener valores con varios decimales de exactitud. La segunda razón del error es que el radio de enrollado varía dependiendo de cómo se enrolle el nylon.

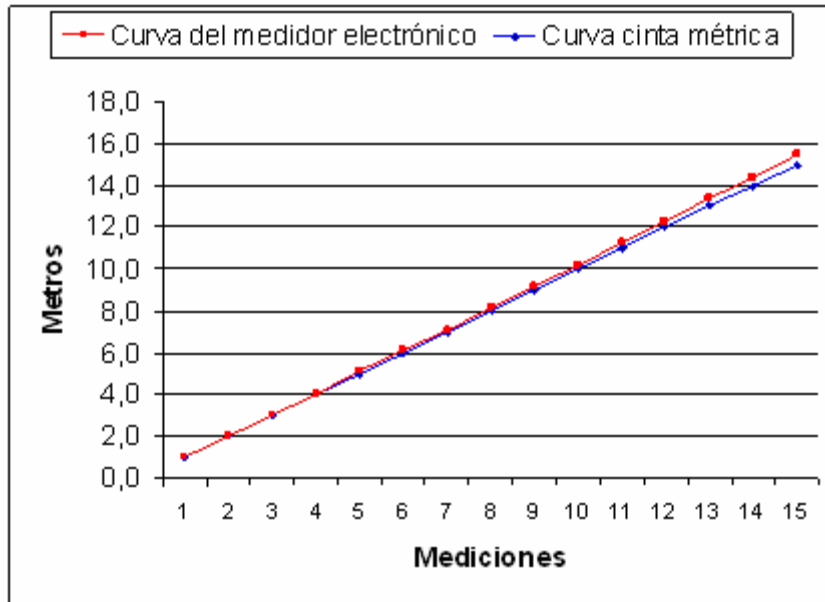


Figura 44. Comparación en la medición de distancia.

La presentación en pantalla de los distintos parámetros que mide el sistema se realiza como se muestra en la figura 45.

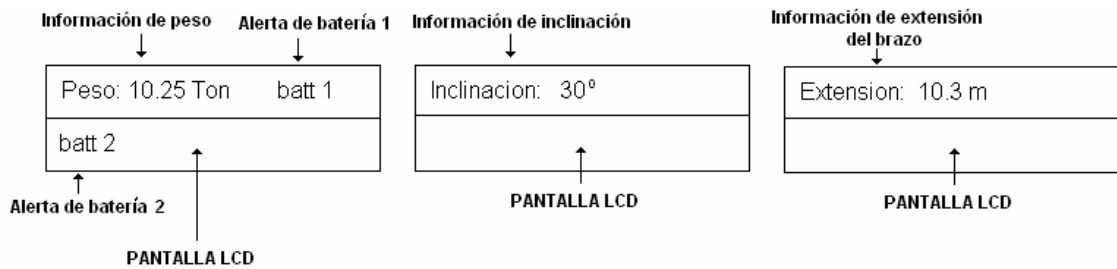


Figura 45. Presentación de parámetros en pantalla.

CONCLUSIONES

Con el sistema de supervisión electrónico, desarrollado en este proyecto, el personal que opere la grúa podrá supervisar de forma remota, desde la cabina, el peso de la carga, el ángulo de inclinación y extensión del brazo de la grúa en cualquier momento que se requiera, evitando así, accidentes debido a desconocimientos del operador en dichos parámetros; cumpliendo con los objetivos planteados por la empresa.

El sistema se implementó con dispositivos de bajo costo haciéndolo más accesible económicamente que los disponibles en el mercado. Además también puede ser utilizado en otras aplicaciones donde se requiera la medición de ángulo, peso y/o longitud.

El proyecto de grado permitió estar en contacto con los distintos métodos de medición para las distintas variables a medir, obteniendo experiencia en cuanto a la selección de dispositivos para los distintos usos que se le puedan dar. Además de los métodos utilizados e ilustrados en este trabajo, se investigaron y se hicieron pruebas con otros tipos de instrumentos con los cuales no se obtuvieron buenos resultados para aplicaciones en grúas, sin embargo se adquirieron conocimientos sobre estos para poder utilizarlos en otras aplicaciones.

RECOMENDACIONES

Aumentar la resolución de la variable de peso, utilizando un convertidor analógico-digital, externo al microcontrolador, de mayor número de bits.

Linealizar, mediante *software*, la señal proveniente del acelerómetro, con el fin de obtener un rango más amplio de la inclinación. Si es necesario, utilizar un microcontrolador más avanzado.

Implementar un mecanismo de enrollado automático que sea compatible con el circuito electrónico que mide distancia.

Implementar módulos externos a la cabina de la grúa, con la finalidad de que el supervisor de obras también tenga acceso a las variables manejadas por cada grúa.

Desplegar la información en una pantalla con caracteres más grandes para una mejor visualización.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Galion. Miles ahead. *Manual: Galion 150 series A, hydraulic mobile crane*. Folder 517 (Replace N° 508).
- [2] SILOS MILLAN, Isidro. *NTP 208: Grúa móvil*. [en línea]. Dirección URL: http://www.mtas.es/insht/ntp/ntp_208.htm.
- [3] Colegio Oficial Ingenieros Técnicos Industriales de Albacete. *REAL DECRETO 837/2003*. (B.O.E. núm. 170, 17 julio 2003). [en línea]. Dirección URL: http://www.coitiab.es/reglamentos/elevadores/i_elevadores.htm
- [4] NAVARRO, Héctor A. *Instrumentación Electrónica Moderna*. Editorial Innovación Tecnológica, Primera Edición, Facultad de Ingeniería, UCV, Caracas, 1995.
- [5] *Load Cell (Celdas de Carga), Principios Básicos*. Última edición por Li-ion el 07/07/2005. Editado una vez. [en línea]. Dirección URL: <http://www.forosdeelectronica.com/about35.html>
- [6] National Instruments. *Acondicionamiento para Señales de galgas extensiométricas*. [en línea]. Dirección URL: <http://digital.ni.com/worldwide/latam.nsf/web/all/D0C6F7423F646D1B86256F34007C71A2>
- [7] Analog Devices, Inc. *Low-Cost ±2g Dual-Axis Accelerometer with Duty Cycle Output ADLX202E*. 2000. [en línea]. Dirección URL: <http://analog.com>
- [8] Universidad Politécnica de Cartagena. Escuela Superior de Ingenieros Industriales. Departamento de tecnología electrónica. Sensores y Tratamiento de señales. Curso 2003/2004. [en línea]. Dirección URL: <http://www.dte.upct.es/personal/jsuardiaz/docencia/Sensores/Downloads/Transparencias/Tema%206.pdf>

BIBLIOGRAFÍA

- “PIC16F87X Data Sheet”. Microchip Technology Inc. 2001.
- “PIC16F8X Data Sheet”. Microchip Technology Inc. 2001.
- “FM-RTFQ1 Data Sheet”. RF Solutions Ltd. 2004.
- ANGULO, José M., ANGULO, Ignacio. *Microcontroladores PIC, Diseño Práctico de Aplicaciones*. Primera parte. Editorial McGraw-Hill. Segunda Edición. España, 1999.
- ANGULO, José M., Yesa, Susana R., ANGULO, Ignacio. *Microcontroladores PIC, Diseño Práctico de Aplicaciones*. Segunda parte. Editorial McGraw-Hill. Segunda Edición. España, 2000.
- GRAEME, TOBEY y HUELSMAN. *Operational Amplifiers. Design and Applications*. McGraw-Hill.USA. 1971.
- SEDRA, Adel S., SMITH, Kenneth C. *Circuitos Microelectrónicos*. Editado por Oxford University Press, S.A. de C.V. Cuarta Edición. México, 2000.
- SPHAR, Chuck. *Aprenda Microsoft Visual C++ 6.0 Ya*. McGraw-Hill. 1999.



Low-Cost $\pm 2 g$ Dual-Axis Accelerometer with Duty Cycle Output

ADXL202E*

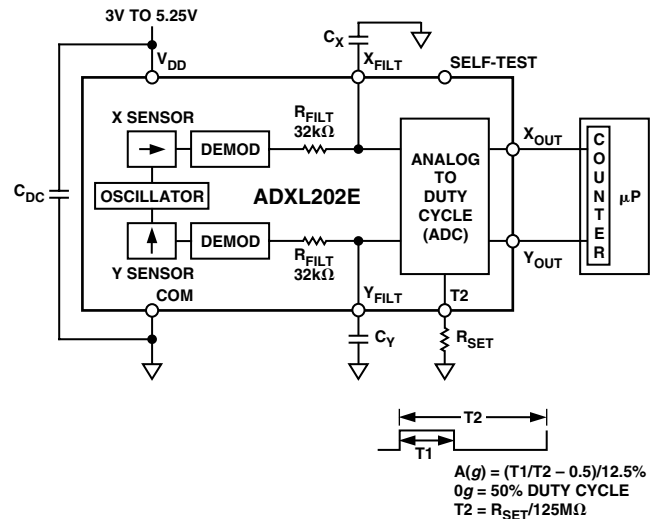
FEATURES

- 2-Axis Acceleration Sensor on a Single IC Chip
- 5 mm \times 5 mm \times 2 mm Ultrasmall Chip Scale Package
- 2 mg Resolution at 60 Hz
- Low-Power < 0.6 mA
- Direct Interface to Low-Cost Microcontrollers via Duty Cycle Output
- BW Adjustment with a Single Capacitor
- 3 V to 5.25 V Single Supply Operation
- 1000 g Shock Survival

APPLICATIONS

- 2-Axis Tilt Sensing with Faster Response than Electrolytic, Mercury, or Thermal Sensors
- Computer Peripherals
- Information Appliances
- Alarms and Motion Detectors
- Disk Drives
- Vehicle Security

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



GENERAL DESCRIPTION

The ADXL202E is a low-cost, low-power, complete 2-axis accelerometer with a digital output, all on a single monolithic IC. It is an improved version of the ADXL202AQC/JQC. The ADXL202E will measure accelerations with a full-scale range of $\pm 2 g$. The ADXL202E can measure both dynamic acceleration (e.g., vibration) and static acceleration (e.g., gravity).

The outputs are analog voltage or digital signals whose duty cycles (ratio of pulsewidth to period) are proportional to acceleration. The duty cycle outputs can be directly measured by a microprocessor counter, without an A/D converter or glue logic. The duty cycle period is adjustable from 0.5 ms to 10 ms via a single resistor (R_{SET}).

The typical noise floor is $200 \mu g \sqrt{Hz}$, allowing signals below 2 mg (at 60 Hz bandwidth) to be resolved.

The bandwidth of the accelerometer is set with capacitors C_X and C_Y at the X_{FILT} and Y_{FILT} pins. An analog output can be reconstructed by filtering the duty cycle output.

The ADXL202E is available in 5 mm \times 5 mm \times 2 mm 8-lead hermetic LCC package.

*Patents Pending

REV. A

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

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2000

ADXL202E—SPECIFICATIONS ($T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , $T_A = 25^\circ\text{C}$ for J Grade only, $V_{DD} = 5\text{ V}$, $R_{SET} = 125\text{ k}\Omega$, Acceleration = 0 g , unless otherwise noted.)

Parameter	Conditions	TPC ¹ Graph	ADXL202JE			ADXL202AE			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SENSOR INPUT									
Measurement Range ²	Each Axis		± 2			± 2			g
Nonlinearity	Best Fit Straight Line			0.2			0.2		% of FS
Alignment Error ³		X		± 1			± 1		Degrees
Alignment Error	X Sensor to Y Sensor			0.01			0.01		Degrees
Cross-Axis Sensitivity ⁴		X		± 2			± 2		%
SENSITIVITY									
Duty Cycle per g	Each Axis								
	T1/T2, $V_{DD} = 5\text{ V}$	X	10.5	12.5	14.5	10	12.5	15	%/g
	T1/T2, $V_{DD} = 3\text{ V}$	X	9.0	11	13.0	8.5	11	13.5	%/g
Sensitivity X_{FILT} , Y_{FILT}	$V_{DD} = 5\text{ V}$	X	265	312	360	250	312	375	mV/g
Sensitivity X_{FILT} , Y_{FILT}	$V_{DD} = 3\text{ V}$	X	140	167	195	140	167	200	mV/g
Temperature Drift ⁵	Delta from 25°C	X		± 0.5			± 0.5		%
ZERO g BIAS LEVEL									
0 g Duty Cycle	Each Axis								
	T1/T2, $V_{DD} = 5\text{ V}$	X	34	50	66	30	50	70	%
0 g Duty Cycle	T1/T2, $V_{DD} = 3\text{ V}$	X	31	50	69	31	50	69	%
0 g Voltage X_{FILT} , Y_{FILT}	$V_{DD} = 5\text{ V}$	X	2.1	2.5	2.9	2.0	2.5	3.0	V
0 g Voltage X_{FILT} , Y_{FILT}	$V_{DD} = 3\text{ V}$	X	1.2	1.5	1.8	1.2	1.5	1.8	V
0 g Duty Cycle vs. Supply		X		1.0	4.0		1.0	4.0	%/V
0 g Offset vs. Temperature ⁵	Delta from 25°C	X		2.0			2.0		mg/ $^\circ\text{C}$
NOISE PERFORMANCE									
Noise Density	@ 25°C	X		200			200	1000	$\mu\text{g}\sqrt{\text{Hz}}$ rms
FREQUENCY RESPONSE									
3 dB Bandwidth	At Pins X_{FILT} , Y_{FILT}			6			6		kHz
Sensor Resonant Frequency				10			10		kHz
FILTER									
R_{FILT} Tolerance	32 k Ω Nominal			± 15			± 15		%
Minimum Capacitance	At Pins X_{FILT} , Y_{FILT}		1000			1000			pF
SELF-TEST									
Duty Cycle Change	Self-Test "0" to "1"			10			10		%
DUTY CYCLE OUTPUT STAGE									
F_{SET}	$R_{SET} = 125\text{ k}\Omega$		0.7		1.3	0.7		1.3	kHz
Output High Voltage	$I = 25\text{ }\mu\text{A}$		$V_S - 200\text{ mV}$			$V_S - 200\text{ mV}$			V
Output Low Voltage	$I = 25\text{ }\mu\text{A}$				200			200	mV
T2 Drift vs. Temperature				50			50		ppm/ $^\circ\text{C}$
Rise/Fall Time				200			200		ns
POWER SUPPLY									
Operating Voltage Range			3		5.25	3.0		5.25	V
Quiescent Supply Current				0.6	1.0		0.6	1.0	mA
Turn-On Time	C_{FILT} in μF		$160 \times C_{FILT} + 0.3$			$160 \times C_{FILT} + 0.3$			ms
TEMPERATURE RANGE									
Specified Performance AE						-40		+85	$^\circ\text{C}$
Operating Range			0		70	-40		+85	$^\circ\text{C}$

NOTES

¹Typical Performance Characteristics.

²Guaranteed by measurement of initial offset and sensitivity.

³Alignment error is specified as the angle between the true and indicated axis of sensitivity (see TPC 15).

⁴Cross-axis sensitivity is the algebraic sum of the alignment and the inherent sensitivity errors.

⁵Defined as the output change from ambient to maximum temperature or ambient to minimum temperature.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Acceleration (Any Axis, Unpowered for 0.5 ms) 1000 *g*
 Acceleration (Any Axis, Powered for 0.5 ms) 500 *g*
 +V_S -0.3 V to +6.0 V
 Output Short Circuit Duration, (Any Pin to Common)
 Indefinite
 Operating Temperature -55°C to +125°C
 Storage Temperature -65°C to +150°C

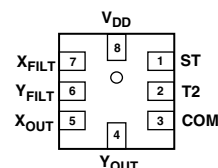
*Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicate in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute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

Drops onto hard surfaces can cause shocks of greater than 1000 *g* and exceed the absolute maximum rating of the device. Care should be exercised in handling to avoid damage.

Package Characteristics

Package Weight	θ_{JA}	θ_{JC}	Device
8-Lead LCC	120°C/W	tbd°C/W	<1.0 grams

PIN CONFIGURATION



BOTTOM VIEW

PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin No.	Mnemonic	Description
1	ST	Self-Test
2	T2	Connect R _{SET} to Set T2 Period
3	COM	Common
4	Y _{OUT}	Y-Channel Duty Cycle Output
5	X _{OUT}	X-Channel Duty Cycle Output
6	Y _{FILT}	Y-Channel Filter Pin
7	X _{FILT}	X-Channel Filter Pin
8	V _{DD}	3 V to 5.25 V

ORDERING GUIDE

Model	No. of Axes	Specified Voltage	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADXL202JE	2	3 V to 5 V	0 to 70°C	8-Lead LCC	E-8
ADXL202AE	2	3 V to 5 V	-40°C to +85°C	8-Lead LCC	E-8

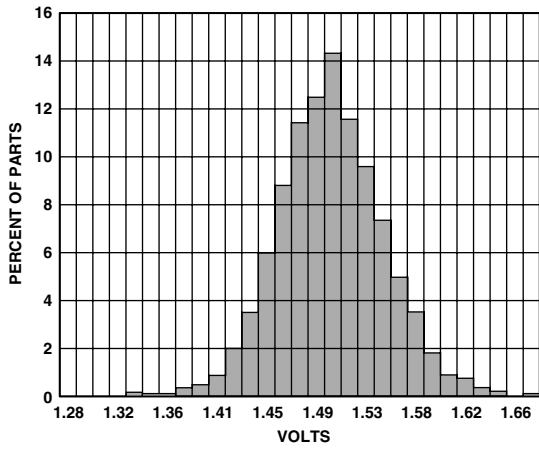
CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the ADXL202E features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high-energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



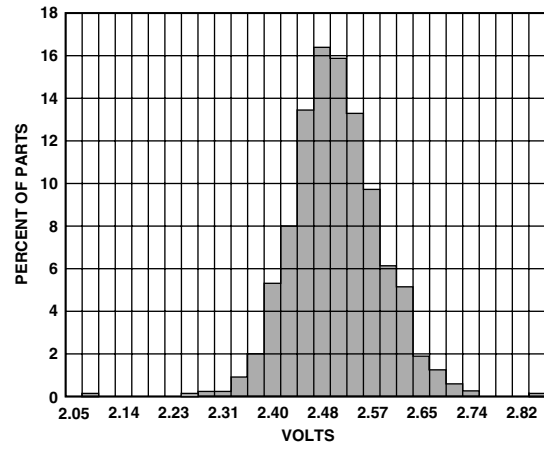
ADXL202E—Typical Performance Characteristics*

$V_{DD} = 3\text{ V}$

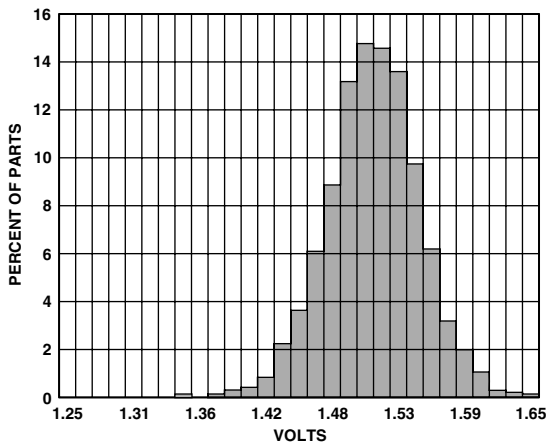


TPC 1. X-Axis Zero g Bias Distribution at X_{FILTER} , $V_{DD} = 3\text{ V}$

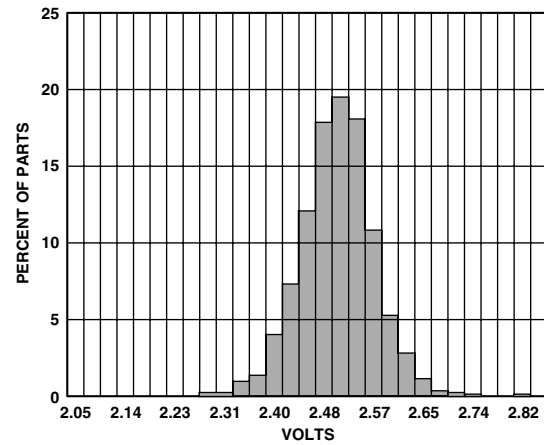
$V_{DD} = 5\text{ V}$



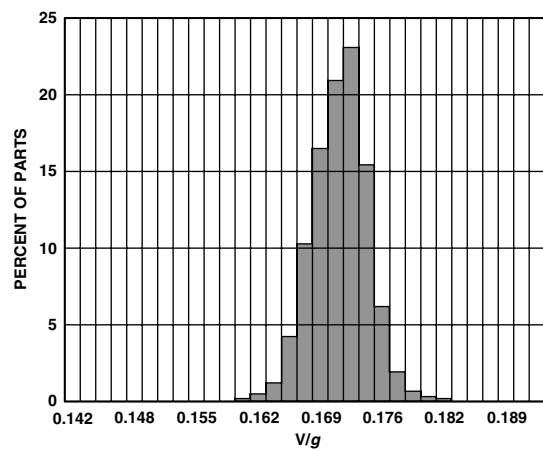
TPC 4. X-Axis Zero g Bias Distribution at X_{FILTER} , $V_{DD} = 5\text{ V}$



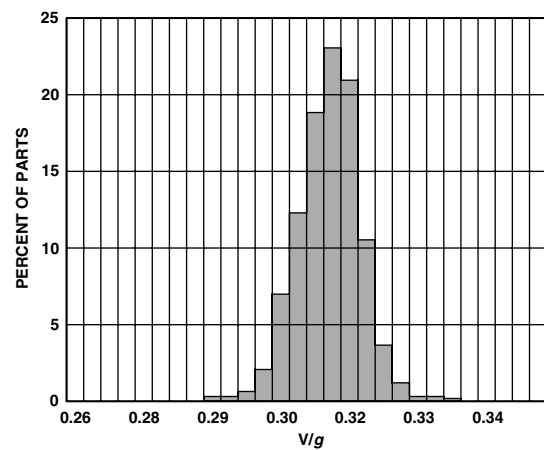
TPC 2. Y-Axis Zero g Bias Distribution at Y_{FILTER} , $V_{DD} = 3\text{ V}$



TPC 5. Y-Axis Zero g Bias Distribution at Y_{FILTER} , $V_{DD} = 5\text{ V}$



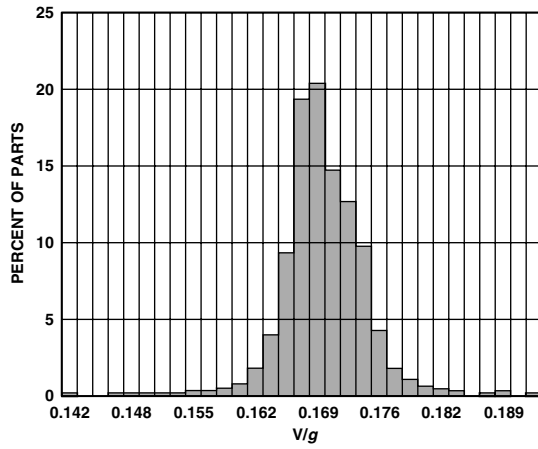
TPC 3. X-Axis Sensitivity Distribution at X_{FILTER} , $V_{DD} = 3\text{ V}$



TPC 6. X-Axis Sensitivity Distribution at X_{FILTER} , $V_{DD} = 5\text{ V}$

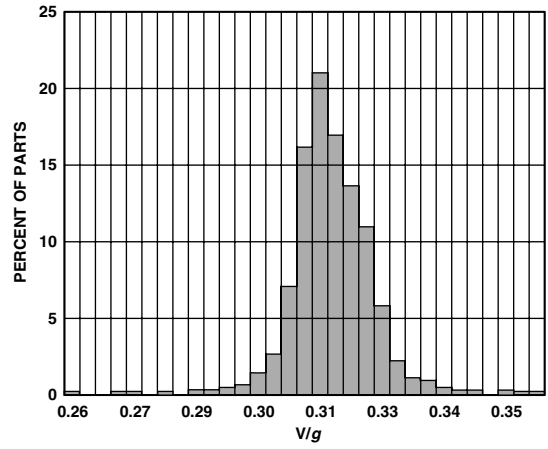
*Data taken from 4500 parts over 3 lots minimum.

$V_{DD} = 3\text{ V}$

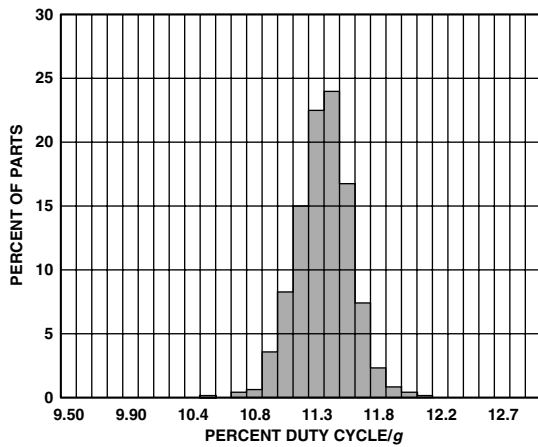


TPC 7. Y-Axis Sensitivity Distribution at Y_{FILT} , $V_{DD} = 3\text{ V}$

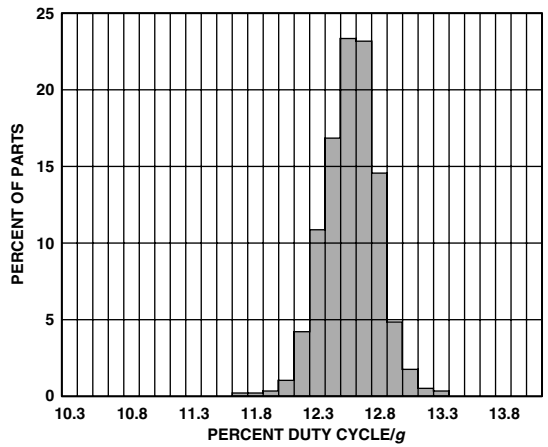
$V_{DD} = 5\text{ V}$



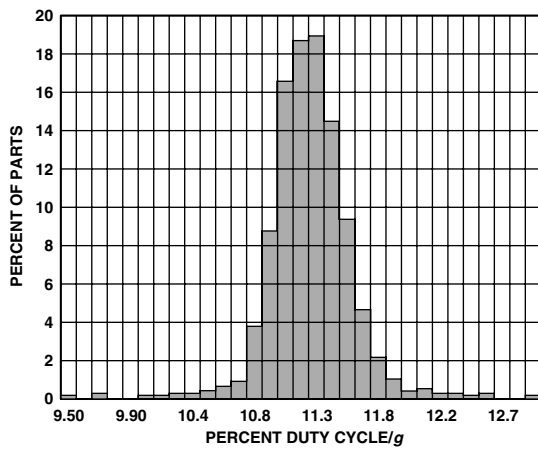
TPC 10. Y-Axis Sensitivity Distribution at Y_{FILT} , $V_{DD} = 5\text{ V}$



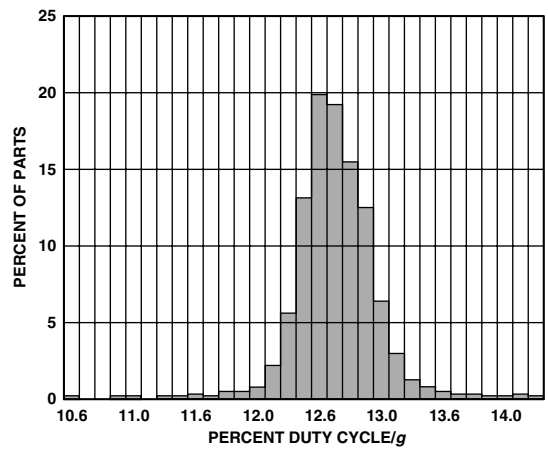
TPC 8. X-Axis Sensitivity at X_{OUT} , $V_{DD} = 3\text{ V}$



TPC 11. X-Axis Sensitivity at X_{OUT} , $V_{DD} = 5\text{ V}$

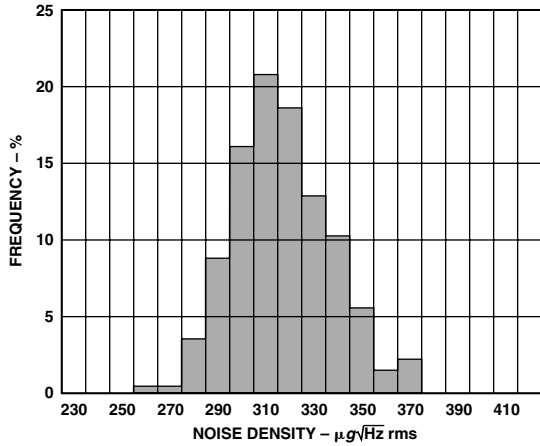


TPC 9. Y-Axis Sensitivity at Y_{OUT} , $V_{DD} = 3\text{ V}$

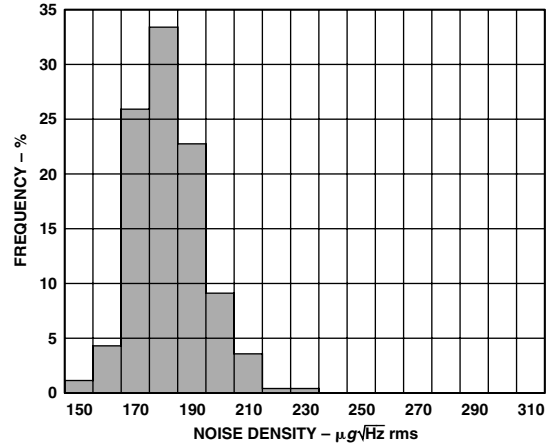


TPC 12. Y-Axis Sensitivity at Y_{OUT} , $V_{DD} = 5\text{ V}$

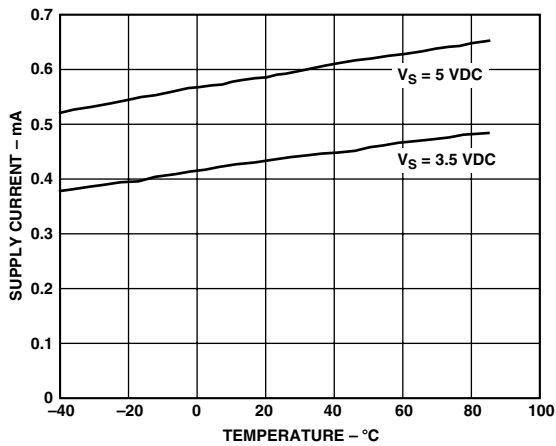
ADXL202E



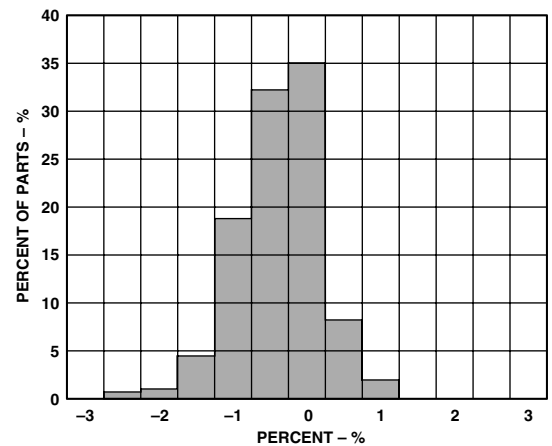
TPC 13. Noise Density Distribution, $V_{DD} = 3V$



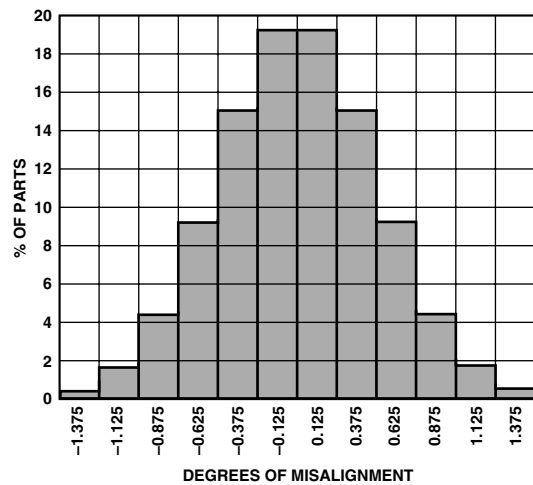
TPC 16. Noise Density Distribution, $V_{DD} = 5V$



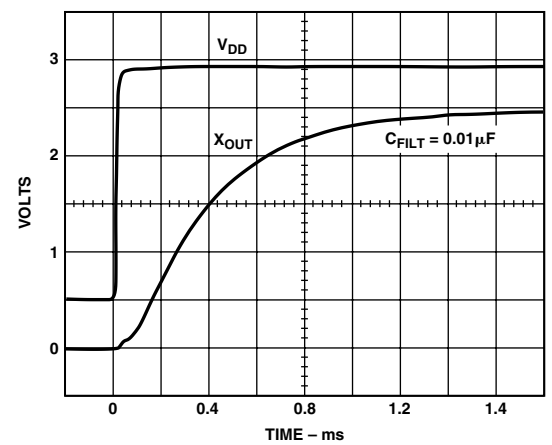
TPC 14. Typical Supply Current vs. Temperature



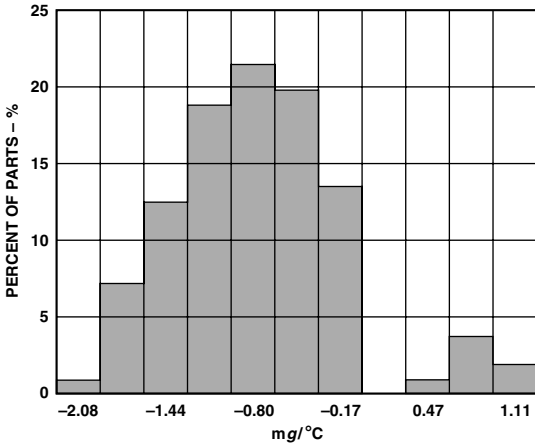
TPC 17. Cross-Axis Sensitivity Distribution



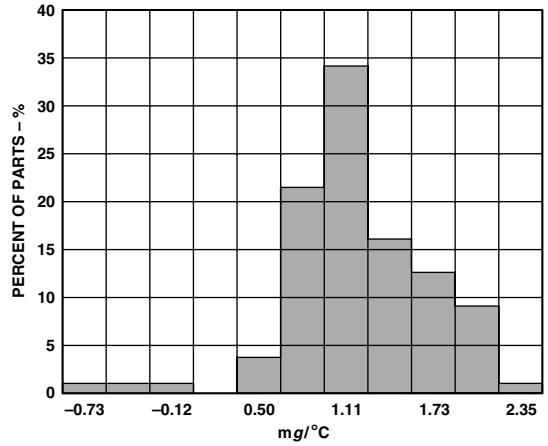
TPC 15. Rotational Die Alignment



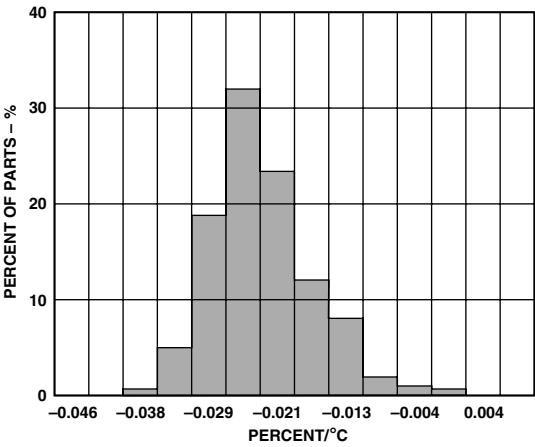
TPC 18. Typical Turn-On Time



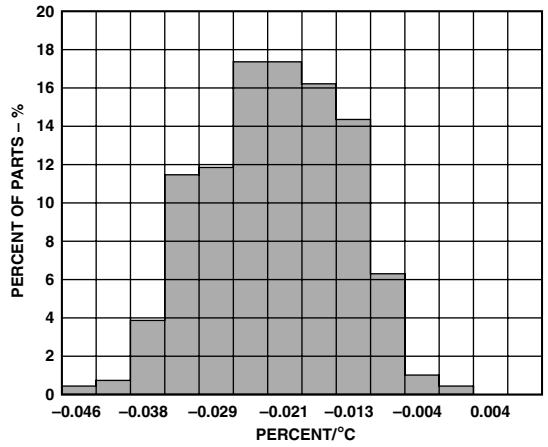
TPC 19. X-Axis Zero g Drift Due to Temperature Distribution, -40°C to +85°C



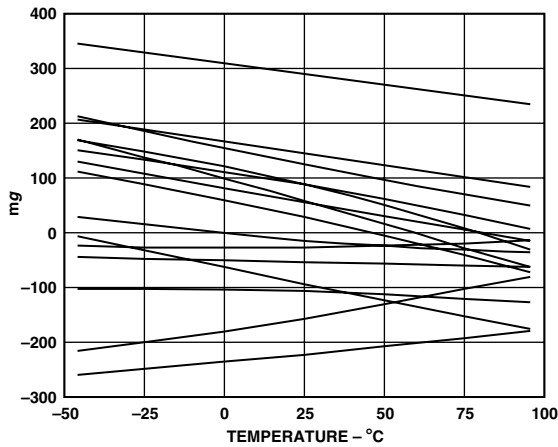
TPC 22. Y-Axis Zero g Drift Due to Temperature Distribution, -40°C to +85°C



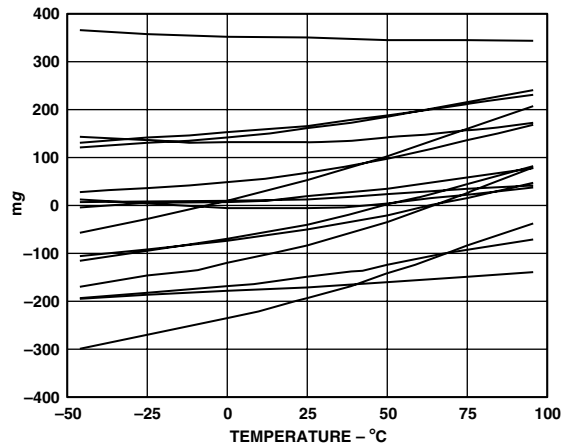
TPC 20. X-Axis Sensitivity Drift at X_{FILT} Due to Temperature Distribution, -40°C to +85°C



TPC 23. Y-Axis Sensitivity Drift at Y_{FILT} Due to Temperature Distribution, -40°C to +85°C

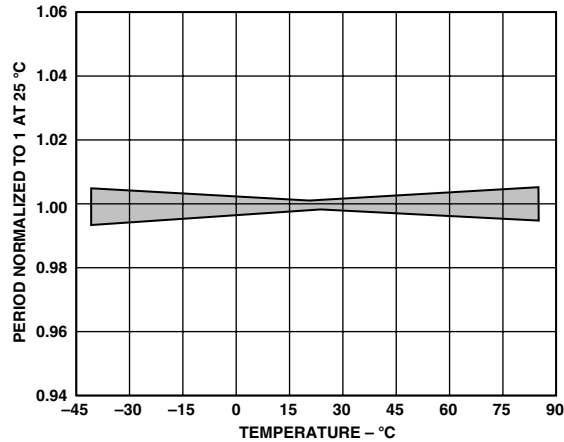


TPC 21. Typical X-Axis Zero g vs. Output for 16 Parts



TPC 24. Typical Y-Axis Zero g vs. Output for 16 Parts

ADXL202E



TPC 25. Normalized DCM Period (T2) vs. Temperature

DEFINITIONS

- T1 Length of the “on” portion of the cycle.
- T2 Length of the total cycle.
- Duty Cycle Ratio of the “on” time (T1) of the cycle to the total cycle (T2). Defined as T1/T2 for the ADXL202E/ADXL210.
- Pulsewidth Time period of the “on” pulse. Defined as T1 for the ADXL202E/ADXL210.

THEORY OF OPERATION

The ADXL202E is a complete, dual-axis acceleration measurement system on a single monolithic IC. It contains a polysilicon surface-micromachined sensor and signal conditioning circuitry to implement an open loop acceleration measurement architecture. For each axis, an output circuit converts the analog signal to a duty cycle modulated (DCM) digital signal that can be decoded with a counter/timer port on a microprocessor. The ADXL202E is capable of measuring both positive and negative accelerations to at least $\pm 2 g$. The accelerometer can measure static acceleration forces such as gravity, allowing it to be used as a tilt sensor.

The sensor is a surface micromachined polysilicon structure built on top of the silicon wafer. Polysilicon springs suspend the structure over the surface of the wafer and provide a resistance against acceleration forces. Deflection of the structure is measured using a differential capacitor that consists of independent fixed plates and central plates attached to the moving mass. The fixed plates are driven by 180° out of phase square waves. An acceleration will deflect the beam and unbalance the differential capacitor, resulting in an output square wave whose amplitude is proportional to acceleration. Phase sensitive demodulation techniques are then used to rectify the signal and determine the direction of the acceleration.

The output of the demodulator drives a duty cycle modulator (DCM) stage through a $32 k\Omega$ resistor. At this point a pin is available on each channel to allow the user to set the signal bandwidth of the device by adding a capacitor. This filtering improves measurement resolution and helps prevent aliasing.

After being low-pass filtered, the analog signal is converted to a duty cycle modulated signal by the DCM stage. A single resistor sets the period for a complete cycle (T2), which can be set between 0.5 ms and 10 ms (see Figure 12). A $0 g$ acceleration produces a

nominally 50% duty cycle. The acceleration signal can be determined by measuring the length of the T1 and T2 pulses with a counter/timer or with a polling loop using a low cost microcontroller.

An analog output voltage can be obtained either by buffering the signal from the X_{FILT} and Y_{FILT} pin, or by passing the duty cycle signal through an RC filter to reconstruct the dc value.

The ADXL202E will operate with supply voltages as low as 3.0 V or as high as 5.25 V.

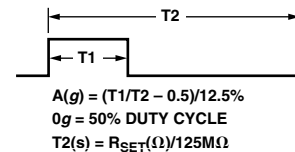


Figure 1. Typical Output Duty Cycle

APPLICATIONS

POWER SUPPLY DECOUPLING

For most applications a single $0.1 \mu F$ capacitor, C_{DC}, will adequately decouple the accelerometer from signal and noise on the power supply. However, in some cases, especially where digital devices such as microcontrollers share the same power supply, digital noise on the supply may cause interference on the ADXL202E output. This may be observed as a slowly undulating fluctuation of voltage at X_{FILT} and Y_{FILT}. If additional decoupling is needed, a 100Ω (or smaller) resistor or ferrite beads, may be inserted in the supply line of the ADXL202E.

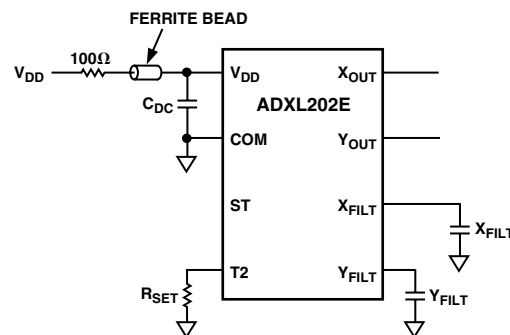


Figure 2.

DESIGN PROCEDURE FOR THE ADXL202E

The design procedure for using the ADXL202E with a duty cycle output involves selecting a duty cycle period and a filter capacitor. A proper design will take into account the application requirements for bandwidth, signal resolution and acquisition time, as discussed in the following sections.

Decoupling Capacitor C_{DC}

A 0.1 μF capacitor is recommended from V_{DD} to COM for power supply decoupling.

ST

The ST pin controls the self-test feature. When this pin is set to V_{DD} , an electrostatic force is exerted on the beam of the accelerometer. The resulting movement of the beam allows the user to test if the accelerometer is functional. The typical change in output will be 10% at the duty cycle outputs (corresponding to 800 mg). This pin may be left open circuit or connected to common in normal use.

Duty Cycle Decoding

The ADXL202E's digital output is a duty cycle modulator. Acceleration is proportional to the ratio $T1/T2$. The nominal output of the ADXL202E is:

$$0\text{ g} = 50\% \text{ Duty Cycle}$$

Scale factor is 12.5% Duty Cycle Change per g

These nominal values are affected by the initial tolerance of the device including zero g offset error and sensitivity error.

$T2$ does not have to be measured for every measurement cycle. It need only be updated to account for changes due to temperature, (a relatively slow process). Since the $T2$ time period is shared by both X and Y channels, it is necessary only to measure it on one channel of the ADXL202E. Decoding algorithms for various microcontrollers have been developed. Consult the appropriate Application Note.

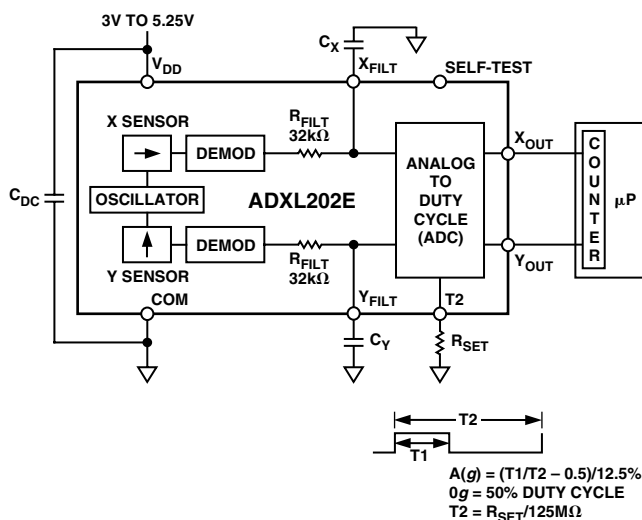


Figure 3. Block Diagram

Setting the Bandwidth Using C_X and C_Y

The ADXL202E has provisions for bandlimiting the X_{FILT} and Y_{FILT} pins. Capacitors must be added at these pins to implement low-pass filtering for antialiasing and noise reduction. The equation for the 3 dB bandwidth is:

$$F_{-3dB} = \frac{1}{(2\pi(32\text{ k}\Omega) \times C_{(x,y)})}$$

or, more simply, $F_{-3dB} = \frac{5\mu\text{F}}{C_{(X,Y)}}$

The tolerance of the internal resistor (R_{FILT}), can vary typically as much as $\pm 15\%$ of its nominal value of 32 k Ω ; so the bandwidth will vary accordingly. A minimum capacitance of 1000 pF for $C_{(X,Y)}$ is required in all cases.

Table I. Filter Capacitor Selection, C_X and C_Y

Bandwidth	Capacitor Value
10 Hz	0.47 μF
50 Hz	0.10 μF
100 Hz	0.05 μF
200 Hz	0.027 μF
500 Hz	0.01 μF
5 kHz	0.001 μF

Setting the DCM Period with R_{SET}

The period of the DCM output is set for both channels by a single resistor from R_{SET} to ground. The equation for the period is:

$$T2 = \frac{R_{SET} (\Omega)}{125\text{ M}\Omega}$$

A 125 k Ω resistor will set the duty cycle repetition rate to approximately 1 kHz, or 1 ms. The device is designed to operate at duty cycle periods between 0.5 ms and 10 ms.

Table II. Resistor Values to Set $T2$

$T2$	R_{SET}
1 ms	125 k Ω
2 ms	250 k Ω
5 ms	625 k Ω
10 ms	1.25 M Ω

Note that the R_{SET} should always be included, even if only an analog output is desired. Use an R_{SET} value between 500 k Ω and 2 M Ω when taking the output from X_{FILT} or Y_{FILT} . The R_{SET} resistor should be placed close to the $T2$ Pin to minimize parasitic capacitance at this node.

Selecting the Right Accelerometer

For most tilt sensing applications the ADXL202E is the most appropriate accelerometer. Its higher sensitivity (12.5%/g) allows the user to use a lower speed counter for PWM decoding while maintaining high resolution. The ADXL210 should be used in applications where accelerations of greater than $\pm 2\text{ g}$ are expected.

ADXL202E

MICROCOMPUTER INTERFACES

The ADXL202E is specifically designed to work with low-cost microcontrollers. Specific code sets, reference designs, and application notes are available from the factory. This section will outline a general design procedure and discuss the various trade-offs that need to be considered.

The designer should have some idea of the required performance of the system in terms of:

Resolution: the smallest signal change that needs to be detected.

Bandwidth: the highest frequency that needs to be detected.

Acquisition Time: the time that will be available to acquire the signal on each axis.

These requirements will help to determine the accelerometer bandwidth, the speed of the microcontroller clock and the length of the T2 period.

When selecting a microcontroller it is helpful to have a counter timer port available. The microcontroller should have provisions for software calibration. While the ADXL202E is a highly accurate accelerometer, it has a wide tolerance for initial offset. The easiest way to null this offset is with a calibration factor saved on the microcontroller or by a user calibration for zero *g*. In the case where the offset is calibrated during manufacture, there are several options, including external EEPROM and microcontrollers with “one-time programmable” features.

DESIGN TRADE-OFFS FOR SELECTING FILTER CHARACTERISTICS: THE NOISE/BW TRADE-OFF

The accelerometer bandwidth selected will determine the measurement resolution (smallest detectable acceleration). Filtering can be used to lower the noise floor and improve the resolution of the accelerometer. Resolution is dependent on both the analog filter bandwidth at X_{FILT} and Y_{FILT} and on the speed of the microcontroller counter.

The analog output of the ADXL202E has a typical bandwidth of 5 kHz, while the duty cycle modulators’ bandwidth is 500 Hz. The user must filter the signal at this point to limit aliasing errors. To minimize DCM errors the analog bandwidth should be less than 1/10 the DCM frequency. Analog bandwidth may be increased to up to 1/2 the DCM frequency in many applications. This will result in greater dynamic error generated at the DCM.

The analog bandwidth may be further decreased to reduce noise and improve resolution. The ADXL202E noise has the characteristics of white Gaussian noise that contributes equally at all frequencies and is described in terms of μg per root Hz; i.e., the noise is proportional to the square root of the bandwidth of the accelerometer. It is recommended that the user limit bandwidth to the lowest frequency needed by the application, to maximize the resolution and dynamic range of the accelerometer.

With the single pole roll-off characteristic, the typical noise of the ADXL202E is determined by the following equation:

$$\text{Noise (rms)} = \left(200 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}\right) \times \left(\sqrt{\text{BW} \times 1.6}\right)$$

At 100 Hz the noise will be:

$$\text{Noise (rms)} = \left(200 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}\right) \times \left(\sqrt{100 \times (1.6)}\right) = 2.53 \text{ mg}$$

Often the peak value of the noise is desired. Peak-to-peak noise can only be estimated by statistical methods. Table III is useful for estimating the probabilities of exceeding various peak values, given the rms value.

Table III. Estimation of Peak-to-Peak Noise

Nominal Peak-to-Peak Value	% of Time that Noise Will Exceed Nominal Peak-to-Peak Value
2.0 × rms	32%
4.0 × rms	4.6%
6.0 × rms	0.27%
8.0 × rms	0.006%

The peak-to-peak noise value will give the best estimate of the uncertainty in a single measurement.

Table IV gives typical noise output of the ADXL202E for various C_X and C_Y values.

Table IV. Filter Capacitor Selection, C_X and C_Y

Bandwidth	C _X , C _Y	rms Noise	Peak-to-Peak Noise Estimate 95% Probability (rms × 4)
10 Hz	0.47 μF	0.8 mg	3.2 mg
50 Hz	0.10 μF	1.8 mg	7.2 mg
100 Hz	0.05 μF	2.5 mg	10.1 mg
200 Hz	0.027 μF	3.6 mg	14.3 mg
500 Hz	0.01 μF	5.7 mg	22.6 mg

CHOOSING T2 AND COUNTER FREQUENCY: DESIGN TRADE-OFFS

The noise level is one determinant of accelerometer resolution. The second relates to the measurement resolution of the counter when decoding the duty cycle output.

The ADXL202E’s duty cycle converter has a resolution of approximately 14 bits; better resolution than the accelerometer itself. The actual resolution of the acceleration signal is, however, limited by the time resolution of the counting devices used to decode the duty cycle. The faster the counter clock, the higher the resolution of the duty cycle and the shorter the T2 period can be for a given resolution. The following table shows some of the trade-offs. It is important to note that this is the resolution due to the microprocessors’ counter. It is probable that the accelerometer’s noise floor may set the lower limit on the resolution, as discussed in the previous section.

Table V. Trade-Offs Between Microcontroller Counter Rate, T2 Period, and Resolution of Duty Cycle Modulator

T2 (ms)	R _{SET} (kΩ)	ADXL202E Sample Rate	Counter-Clock Rate (MHz)	Counts per T2 Cycle	Counts per g	Resolution (mg)
1.0	124	1000	2.0	2000	250	4.0
1.0	124	1000	1.0	1000	125	8.0
1.0	124	1000	0.5	500	62.5	16.0
5.0	625	200	2.0	10000	1250	0.8
5.0	625	200	1.0	5000	625	1.6
5.0	625	200	0.5	2500	312.5	3.2
10.0	1250	100	2.0	20000	2500	0.4
10.0	1250	100	1.0	10000	1250	0.8
10.0	1250	100	0.5	5000	625	1.6

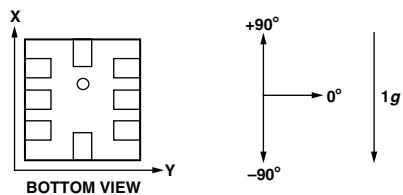
STRATEGIES FOR USING THE DUTY CYCLE OUTPUT WITH MICROCONTROLLERS

Application notes outlining various strategies for using the duty cycle output with low cost microcontrollers are available from the factory.

USING THE ADXL202E AS A DUAL-AXIS TILT SENSOR

One of the most popular applications of the ADXL202E is tilt measurement. An accelerometer uses the force of gravity as an input vector to determine orientation of an object in space.

An accelerometer is most sensitive to tilt when its sensitive axis is perpendicular to the force of gravity, i.e., parallel to the earth's surface. At this orientation its sensitivity to changes in tilt is highest. When the accelerometer is oriented on axis to gravity, i.e., near its +1 g or -1 g reading, the change in output acceleration per degree of tilt is negligible. When the accelerometer is perpendicular to gravity, its output will change nearly 17.5 mg per degree of tilt, but at 45° degrees it is changing only at 12.2 mg per degree and resolution declines. The following table illustrates the changes in the X and Y axes as the device is tilted ±90° through gravity.



X Axis Orientation to Horizon (°)	X Output		Y Output (g)	
	X Output (g)	Δ per Degree of Tilt (mg)	Y Output (g)	Δ per Degree of Tilt (mg)
-90	-1.000	-0.2	0.000	17.5
-75	-0.966	4.4	0.259	16.9
-60	-0.866	8.6	0.500	15.2
-45	-0.707	12.2	0.707	12.4
-30	-0.500	15.0	0.866	8.9
-15	-0.259	16.8	0.966	4.7
0	0.000	17.5	1.000	0.2
15	0.259	16.9	0.966	-4.4
30	0.500	15.2	0.866	-8.6
45	0.707	12.4	0.707	-12.2
60	0.866	8.9	0.500	-15.0
75	0.966	4.7	0.259	-16.8
90	1.000	0.2	0.000	-17.5

Figure 4. How the X and Y Axes Respond to Changes in Tilt

A DUAL AXIS TILT SENSOR: CONVERTING ACCELERATION TO TILT

When the accelerometer is oriented so both its X and Y axes are parallel to the earth's surface it can be used as a two axis tilt sensor with a roll and a pitch axis. Once the output signal from the accelerometer has been converted to an acceleration that varies between -1 g and +1 g, the output tilt in degrees is calculated as follows:

$$\begin{aligned} \text{Pitch} &= \text{ASIN}(Ax/1g) \\ \text{Roll} &= \text{ASIN}(Ay/1g) \end{aligned}$$

Be sure to account for overranges. It is possible for the accelerometers to output a signal greater than ±1 g due to vibration, shock or other accelerations.

MEASURING 360° OF TILT

It is possible to measure a full 360° of orientation through gravity by using two accelerometers oriented perpendicular to one another (see Figure 5). When one sensor is reading a maximum change in output per degree, the other is at its minimum.

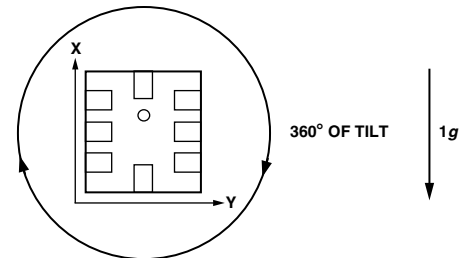


Figure 5. Using a Two-Axis Accelerometer to Measure 360° of Tilt

USING THE ANALOG OUTPUT

The ADXL202E was specifically designed for use with its digital outputs, but has provisions to provide analog outputs as well.

Duty Cycle Filtering

An analog output can be reconstructed by filtering the duty cycle output. This technique requires only passive components. The duty cycle period (T2) should be set to <1 ms. An RC filter with a 3 dB point at least a factor of >10 less than the duty cycle frequency is connected to the duty cycle output. The filter resistor should be no less than 100 kΩ to prevent loading of the output stage. The analog output signal will be ratiometric to the supply voltage. The advantage of this method is an output scale factor of approximately double the analog output. Its disadvantage is that the frequency response will be lower than when using the X_{FILT}, Y_{FILT} output.

X_{FILT}, Y_{FILT} Output

The second method is to use the analog output present at the X_{FILT} and Y_{FILT} pin. Unfortunately, these pins have a 32 kΩ output impedance and are not designed to drive a load directly. An op amp follower may be required to buffer this pin. The advantage of this method is that the full 5 kHz bandwidth of the accelerometer is available to the user. A capacitor still must be added at this point for filtering. The duty cycle converter should be kept running by using R_{SET} <10 MΩ. Note that the accelerometer offset and sensitivity are ratiometric to the supply voltage. The offset and sensitivity are nominally:

$$0g \text{ Offset} = V_{DD}/2$$

$$\text{ADXL202E Sensitivity} = (60 \text{ mV} \times V_S)/g$$

ADXL202E

USING THE ADXL202E IN VERY LOW POWER APPLICATIONS

An application note outlining low power strategies for the ADXL202E is available. Some key points are presented here. It is possible to reduce the ADXL202E's average current from 0.6 mA to less than 20 μ A by using the following techniques:

1. Power Cycle the accelerometer.
2. Run the accelerometer at a Lower Voltage, (Down to 3 V).

Power Cycling with an External A/D

Depending on the value of the X_{FILT} capacitor, the ADXL202E is capable of turning on and giving a good reading in 1.6 ms. Most microcontroller based A/Ds can acquire a reading in another 25 μ s. Thus it is possible to turn on the ADXL202E and take a reading in <2 ms. If we assume that a 20 Hz sample rate is sufficient, the total current required to take 20 samples is $2 \text{ ms} \times 20 \text{ samples/s} \times 0.6 \text{ mA} = 24 \mu\text{A}$ average current. Running the part at 3 V will reduce the supply current from 0.6 mA to 0.4 mA, bringing the average current down to 16 μ A.

The A/D should read the analog output of the ADXL202E at the X_{FILT} and Y_{FILT} pins. A buffer amplifier is recommended, and may be required in any case to amplify the analog output to give enough resolution with an 8-bit to 10-bit converter.

Power Cycling When Using the Digital Output

An alternative is to run the microcontroller at a higher clock rate and put it into shutdown between readings, allowing the use of the digital output. In this approach the ADXL202E should be set at its fastest sample rate ($T_2 = 0.5 \text{ ms}$), with a 500 Hz filter at X_{FILT} and Y_{FILT} . The concept is to acquire a reading as quickly as possible and then shut down the ADXL202E and the microcontroller until the next sample is needed.

In either of the above approaches, the ADXL202E can be turned on and off directly using a digital port pin on the microcontroller to power the accelerometer without additional components.

CALIBRATING THE ADXL202E/ADXL210

The initial value of the offset and scale factor for the ADXL202E will require calibration for applications such as tilt measurement. The ADXL202E architecture has been designed so that these calibrations take place in the software of the microcontroller used to decode the duty cycle signal. Calibration factors can be stored in EEPROM or determined at turn-on and saved in dynamic memory.

For low g applications, the force of gravity is the most stable, accurate and convenient acceleration reference available. A reading of the 0 g point can be determined by orientating the device parallel to the earth's surface and then reading the output.

A more accurate calibration method is to make measurements at +1 g and -1 g . The sensitivity can be determined by the two measurements.

To calibrate, the accelerometer's measurement axis is pointed directly at the earth. The 1 g reading is saved and the sensor is turned 180° to measure -1 g . Using the two readings, the sensitivity is:

$$\begin{aligned} \text{Let } A &= \text{Accelerometer output with axis oriented to } +1 \text{ } g \\ \text{Let } B &= \text{Accelerometer output with axis oriented to } -1 \text{ } g \text{ then:} \\ \text{Sensitivity} &= [A - B]/2 \text{ } g \end{aligned}$$

For example, if the +1 g reading (A) is 55% duty cycle and the -1 g reading (B) is 32% duty cycle, then:

$$\text{Sensitivity} = [55\% - 32\%]/2 \text{ } g = 11.5\%/g$$

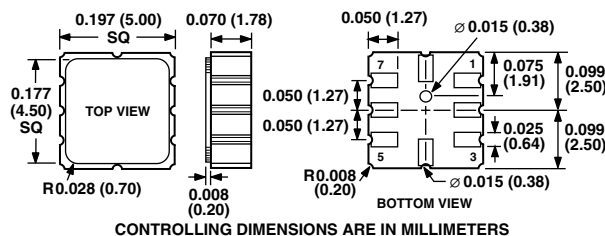
These equations apply whether the output is analog or duty cycle.

Application notes outlining algorithms for calculating acceleration from duty cycle and automated calibration routines are available from the factory.

OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

8-Terminal Ceramic Leadless Chip Carrier (E-8)



FEATURES

Four Programmable Output Voltages:

10.000 V, 7.500 V, 5.000 V, 2.500 V

Laser-Trimmed to High Accuracies

No External Components Required

Trimmed Temperature Coefficient:

5 ppm/°C Max, 0°C to 70°C (AD584L)

15 ppm/°C Max, -55°C to +125°C (AD584T)

Zero Output Strobe Terminal Provided

Two Terminal Negative Reference

Capability (5 V and above)

Output Sources or Sinks Current

Low Quiescent Current: 1.0 mA Max

10 mA Current Output Capability

MIL-STD-883 Compliant Versions Available

GENERAL DESCRIPTION

The AD584 is an eight-terminal precision voltage reference offering pin-programmable selection of four popular output voltages: 10.000 V, 7.500 V, 5.000 V and 2.500 V. Other output voltages, above, below or between the four standard outputs, are available by the addition of external resistors. Input voltage may vary between 4.5 V and 30 V.

Laser Wafer Trimming (LWT) is used to adjust the pin-programmable output levels and temperature coefficients, resulting in the most flexible high precision voltage reference available in monolithic form.

In addition to the programmable output voltages, the AD584 offers a unique strobe terminal which permits the device to be turned on or off. When the AD584 is used as a power supply reference, the supply can be switched off with a single, low-power signal. In the "off" state the current drain by the AD584 is reduced to about 100 μ A. In the "on" state the total supply current is typically 750 μ A including the output buffer amplifier.

The AD584 is recommended for use as a reference for 8-, 10-, or 12-bit D/A converters which require an external precision reference. The device is also ideal for all types of A/D converters of up to 14-bit accuracy, either successive approximation or integrating designs, and in general can offer better performance than that provided by standard self-contained references.

The AD584J, K, and L are specified for operation from 0°C to 70°C; the AD584S and T are specified for the -55°C to +125°C range. All grades are packaged in a hermetically sealed eight-terminal TO-99 metal can; the AD584 J and K are also available in an 8-lead plastic DIP.

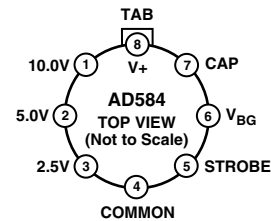
*Protected by U.S. Patent No. 3,887,863; RE 30,586.

REV. B

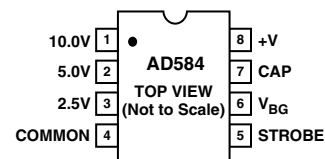
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under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

PIN CONFIGURATIONS

8-Lead TO-99



8-Lead DIP



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The flexibility of the AD584 eliminates the need to design-in and inventory several different voltage references. Further more one AD584 can serve as several references simultaneously when buffered properly.
2. Laser trimming of both initial accuracy and temperature coefficient results in very low errors over temperature without the use of external components. The AD584LH has a maximum deviation from 10.000 V of ± 7.25 mV from 0°C to 70°C.
3. The AD584 can be operated in a two-terminal "Zener" mode at 5 V output and above. By connecting the input and the output, the AD584 can be used in this "Zener" configuration as a negative reference.
4. The output of the AD584 is configured to sink or source currents. This means that small reverse currents can be tolerated in circuits using the AD584 without damage to the reference and without disturbing the output voltage (10 V, 7.5 V, and 5 V outputs).
5. The AD584 is available in versions compliant with MIL-STD-883. Refer to the Analog Devices Military Products Databook or current AD584/883B data sheet for detailed specifications.

AD584—SPECIFICATIONS (@ $V_{IN} = 15\text{ V}$ and 25°C unless otherwise noted.)

Model	AD584J			AD584K			AD584L			Unit	
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE Maximum Error ¹ for Nominal Outputs of:											
10.000 V			±30			±10			±5	mV	
7.500 V			±20			±8			±4	mV	
5.000 V			±15			±6			±3	mV	
2.500 V			±7.5			±3.5			±2.5	mV	
OUTPUT VOLTAGE CHANGE Maximum Deviation from 25°C Value, T_{MIN} to T_{MAX} ²											
10.000 V, 7.500 V, 5.000 V Outputs			30			15			5	ppm/ $^\circ\text{C}$	
2.500 V Output			30			15			10	ppm/ $^\circ\text{C}$	
Differential Temperature Coefficients Between Outputs											
			5			3			3	ppm/ $^\circ\text{C}$	
QUIESCENT CURRENT Temperature Variation											
			0.75	1.0		0.75	1.0		0.75	1.0	mA
			1.5			1.5			1.5		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
TURN-ON SETTLING TIME TO 0.1%											
			200			200			200		μs
NOISE (0.1 Hz to 10 Hz)											
			50			50			50		$\mu\text{V p-p}$
LONG-TERM STABILITY											
			25			25			25		ppm/1000 Hrs
SHORT-CIRCUIT CURRENT											
			30			30			30		mA
LINE REGULATION (No Load) $15\text{ V} \leq V_{IN} \leq 30\text{ V}$ $(V_{OUT} 2.5\text{ V}) \leq V_{IN} \leq 15\text{ V}$											
						0.002			0.002		%/V
						0.005			0.005		%/V
LOAD REGULATION $0 \leq I_{OUT} \leq 5\text{ mA}$, All Outputs											
			20	50		20	50		20	50	ppm/mA
OUTPUT CURRENT $V_{IN} \geq V_{OUT} 2.5\text{ V}$ Source @ 25°C Source T_{MIN} to T_{MAX} Sink T_{MIN} to T_{MAX}											
			10			10			10		mA
			5			5			5		mA
			5			5			5		mA
TEMPERATURE RANGE Operating Storage											
			0	70		0	70		0	70	$^\circ\text{C}$
			-65	+175		-65	+175		-65	+175	$^\circ\text{C}$
PACKAGE OPTION ³ TO-99 (H-08A) Plastic (N-8)											
			AD584JH AD584JN			AD584KH AD584KN			AD584LH		

NOTES

¹At Pin 1.

²Calculated as average over the operating temperature range.

³H = Hermetic Metal Can; N = Plastic DIP.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

Model	AD584S			AD584T			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT VOLTAGE TOLERANCE Maximum Error ¹ for Nominal Outputs of:							
10.000 V			±30			±10	mV
7.500 V			±20			±8	mV
5.000 V			±15			±6	mV
2.500 V			±7.5			±3.5	mV
OUTPUT VOLTAGE CHANGE Maximum Deviation from 25°C Value, T _{MIN} to T _{MAX} ²							
10.000 V, 7.500 V, 5.000 V Outputs			30			15	ppm/°C
2.500 V Output			30			20	ppm/°C
Differential Temperature Coefficients Between Outputs		5			3		ppm/°C
QUIESCENT CURRENT Temperature Variation	0.75	1.0		0.75	1.0		mA μA/°C
TURN-ON SETTLING TIME TO 0.1%	200			200			μs
NOISE (0.1 Hz to 10 Hz)	50			50			μV p-p
LONG-TERM STABILITY	25			25			ppm/1000 Hrs
SHORT-CIRCUIT CURRENT	30			30			mA
LINE REGULATION (No Load) 15 V ≤ V _{IN} ≤ 30 V (V _{OUT} 2.5 V) ≤ V _{IN} ≤ 15 V			0.002 0.005			0.002 0.005	%/V %/V
LOAD REGULATION 0 ≤ I _{OUT} ≤ 5 mA, All Outputs		20	50		20	50	ppm/mA
OUTPUT CURRENT V _{IN} ≥ V _{OUT} 2.5 V Source @ 25°C Source T _{MIN} to T _{MAX} Sink T _{MIN} to T _{MAX}	10 5 5			10 5 5			mA mA mA
TEMPERATURE RANGE Operating Storage	-55 -65		+125 +175	-55 -65		+125 +175	°C °C
PACKAGE OPTION TO-99 (H-08A)		AD584SH			AD584TH		

NOTES

¹At Pin 1.²Calculated as average over the operating temperature range.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

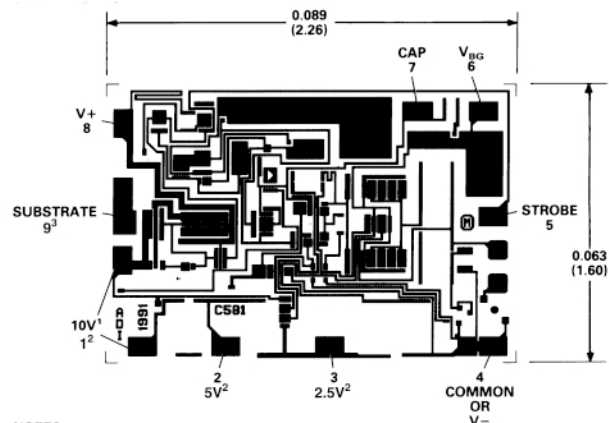
AD584

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage V_{IN} to Ground	40 V
Power Dissipation @ 25°C	600 mW
Operating Junction Temperature Range	-55°C to +125°C
Lead Temperature (Soldering 10 sec)	300°C
Thermal Resistance	
Junction-to-Ambient (H-08A)	150°C/W

METALIZATION PHOTOGRAPH

Dimensions shown in inches and (mm).



NOTES
¹ BOTH 10V PADS MUST BE CONNECTED TO THE OUTPUT.
² INTERCONNECTIONS REQUIRED; SEE PIN DESIGNATIONS FOR INFORMATION.
³ NOT BROUGHT OUT IN PACKAGE DEVICE.
 PAD NUMBERS CORRESPOND TO PIN NUMBERS FOR THE TO-99, 8-PIN METAL PACKAGE.

ORDERING GUIDE

Model	Ouput Voltage V_O	Initial Accuracy		Temperature Coefficient ppm/°C	Package Description	Package Option	No. of Parts per Package	Temperature Range °C
		mV	%					
AD584L	2.5	±2.5	0.10	10	TO-99	H-8	100	0 to 70
AD584K	2.5	±3.5	0.14	15	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584T	2.5	±3.5	0.14	20	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584S	2.5	±7.5	0.30	30	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584J	2.5	±7.5	0.30	30	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584L	5	±3	0.06	5	TO-99	H-8	100	0 to 70
AD584K	5	±6	0.12	15	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584T	5	±6	0.12	15	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584S	5	±15	0.30	30	TO-99	H-8	48	-55 to +125
AD584J	5	±15	0.30	30	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584L	7.50	±4	0.05	5	TO-99	H-8	100	0 to 70
AD584K	7.50	±8	0.11	15	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584T	7.50	±8	0.11	15	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584S	7.50	±20	0.27	30	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584J	7.50	±20	0.27	30	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584L	10.00	±5	0.05	5	TO-99	H-8	100	0 to 70
AD584K	10.00	±10	0.10	15	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70
AD584T	10.00	±10	0.10	15	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584S	10.00	±30	0.30	30	TO-99	H-8	100	-55 to +125
AD584J	10.00	±30	0.30	30	TO-99, Plastic	H-8, N-8	100, 48	0 to 70

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD584 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high-energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



APPLYING THE AD584

With power applied to Pins 8 and 4 and all other pins open, the AD584 will produce a buffered nominal 10.0 V output between Pins 1 and 4 (see Figure 1). The stabilized output voltage may be reduced to 7.5 V, 5.0 V, or 2.5 V by connecting the programming pins as follows:

Output Voltage	Pin Programming
7.5 V	Join the 2.5 V and 5.0 V pins (2) and (3).
5.0 V	Connect the 5.0 V pin (2) to the output pin (1).
2.5 V	Connect the 2.5 V pin (3) to the output pin (1).

The options shown above are available without the use of any additional components. Multiple outputs using only one AD584, are also possible by simply buffering each voltage programming pin with a unity-gain noninverting op amp.

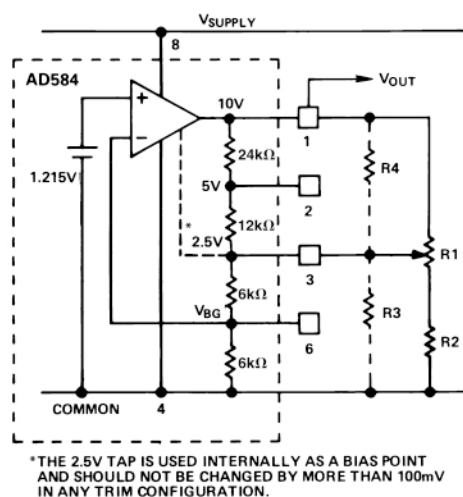


Figure 1. Variable Output Options

The AD584 can also be programmed over a wide range of output voltages, including voltages greater than 10 V, by the addition of one or more external resistors. Figure 1 illustrates the general adjustment procedure, with approximate values given for the internal resistors of the AD584. The AD584 may be modeled as an op amp with a noninverting feedback connection, driven by a high stability 1.215 V bandgap reference (see Figure 3 for schematic).

When the feedback ratio is adjusted with external resistors, the output amplifier can be made to multiply the reference voltage by almost any convenient amount, making popular outputs of 10.24 V, 5.12 V, 2.56 V, or 6.3 V easy to obtain. The most general adjustment (which gives the greatest range and poorest resolution) uses R1 and R2 alone (see Figure 1). As R1 is adjusted to its upper limit the 2.5 V Pin 3 will be connected to the output, which will reduce to 2.5 V. As R1 is adjusted to its lower limit, the output voltage will rise to a value limited by R2. For example, if R2 is about 6 kΩ,

the upper limit of the output range will be about 20 V even for large values of R1. R2 should not be omitted; its value should be chosen to limit the output to a value which can be tolerated by the load circuits. If R2 is zero, adjusting R1 to its lower limit will result in a loss of control over the output voltage. If precision voltages are required to be set at levels other than the standard outputs, the 20% absolute tolerance in the internal resistor ladder must be accounted for.

Alternatively, the output voltage can be raised by loading the 2.5 V tap with R3 alone. The output voltage can be lowered by connecting R4 alone. Either of these resistors can be a fixed resistor selected by test or an adjustable resistor. In all cases the resistors should have a low temperature coefficient to match the AD584 internal resistors, which have a negative TC less than 60 ppm/°C. If both R3 and R4 are used, these resistors should have matched temperature coefficients.

When only small adjustments or trims are required, the circuit of Figure 2 offers better resolution over a limited trim range. The circuit can be programmed to 5.0 V, 7.5 V, or 10 V and adjusted by means of R1 over a range of about ± 200 mV. To trim the 2.5 V output option, R2 (Figure 2) can be reconnected to the bandgap reference (Pin 6). In this configuration, the adjustment should be limited to ± 100 mV in order to avoid affecting the performance of the AD584.

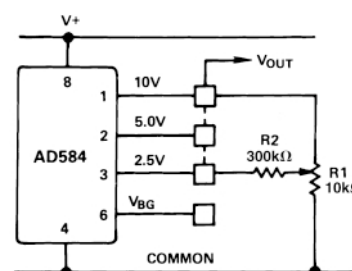


Figure 2. Output Trimming

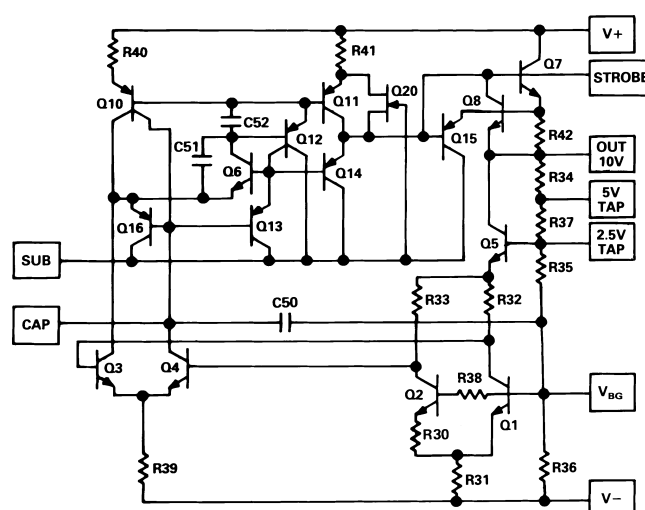


Figure 3. Schematic Diagram

AD584

PERFORMANCE OVER TEMPERATURE

Each AD584 is tested at three temperatures over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ range to ensure that each device falls within the Maximum Error Band (see Figure 4) specified for a particular grade (i.e., S and T grades); three-point measurement guarantees performance within the error band from 0°C to 70°C (i.e., J, K, or L grades). The error band guaranteed for the AD584 is the maximum deviation from the initial value at 25°C . Thus, given the grade of the AD584, the designer can easily determine the maximum total error from initial tolerance plus temperature variation. For example, for the AD584T, the initial tolerance is $\pm 10\text{ mV}$ and the error band is $\pm 15\text{ mV}$. Hence, the unit is guaranteed to be $10.000\text{ V} \pm 25\text{ mV}$ from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

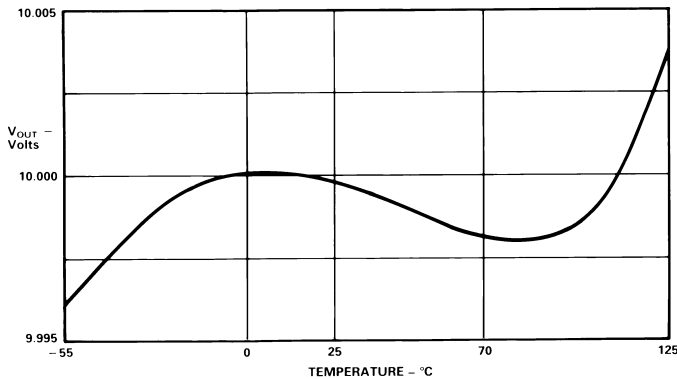


Figure 4. Typical Temperature Characteristic

OUTPUT CURRENT CHARACTERISTICS

The AD584 has the capability to either source or sink current and provide good load regulation in either direction, although it has better characteristics in the source mode (positive current into the load). The circuit is protected for shorts to either positive supply or ground. The output voltage versus output current characteristics of the device is shown in Figure 5. Source current is displayed as negative current in the figure; sink current is positive. Note that the short circuit current (i.e., zero volts output) is about 28 mA; when shorted to 15 V, the sink current goes to about 20 mA.

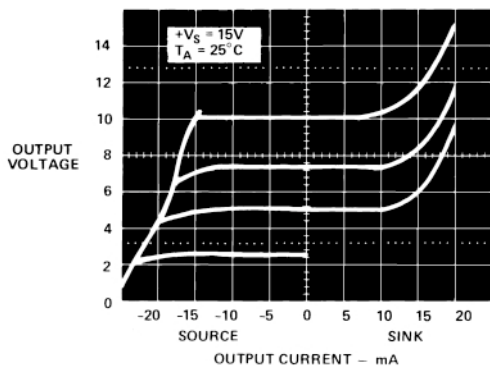


Figure 5. AD584 Output Voltage vs. Sink and Source Current

DYNAMIC PERFORMANCE

Many low power instrument manufacturers are becoming increasingly concerned with the turn-on characteristics of the components being used in their systems. Fast turn-on components often enable

the end user to keep power off when not needed, and yet respond quickly when the power is turned on for operation. Figure 6 displays the turn-on characteristic of the AD584. Figure 6a is generated from cold-start operation and represents the true turn-on waveform after an extended period with the supplies off. The figure shows both the coarse and fine transient characteristics of the device; the total settling time to within $\pm 10\text{ mV}$ is about $180\text{ }\mu\text{s}$, and there is no long thermal tail appearing after the point.

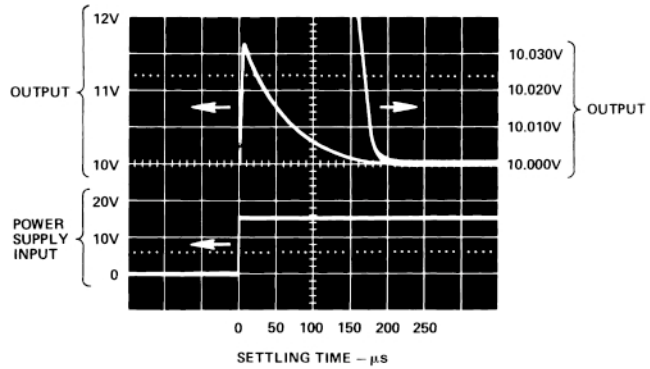


Figure 6. Output Settling Characteristic

NOISE FILTERING

The bandwidth of the output amplifier in the AD584 can be reduced to filter the output noise. A capacitor ranging between $0.01\text{ }\mu\text{F}$ and $0.1\text{ }\mu\text{F}$ connected between the Cap and V_{BG} terminals will further reduce the wideband and feedthrough noise in the output of the AD584, as shown in Figure 8. However, this will tend to increase the turn-on settling time of the device so ample warm-up time should be allowed.

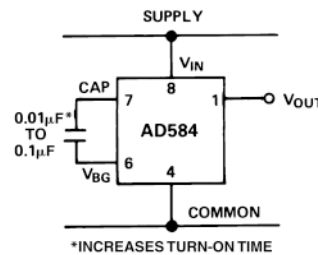


Figure 7. Additional Noise Filtering with an External Capacitor

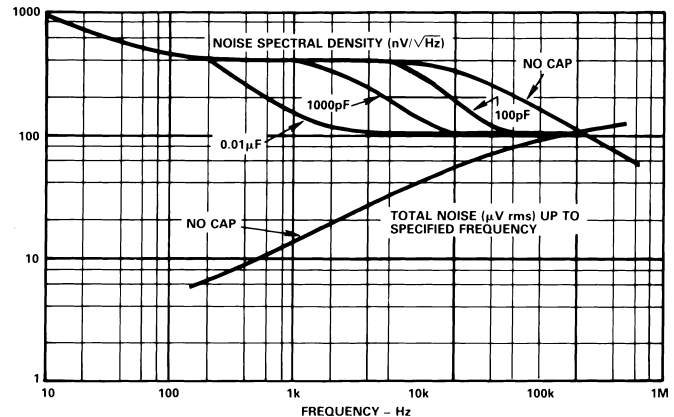


Figure 8. Spectral Noise Density and Total rms Noise vs. Frequency

USING THE STROBE TERMINAL

The AD584 has a strobe input which can be used to zero the output. This unique feature permits a variety of new applications in signal and power conditioning circuits.

Figure 9 illustrates the strobe connection. A simple NPN switch can be used to translate a TTL logic signal into a strobe of the output. The AD584 operates normally when there is no current drawn from Pin 5. Bringing this terminal low, to less than 200 mV, will allow the output voltage to go to zero. In this mode the AD584 should not be required to source or sink current (unless a 0.7 V residual output is permissible). If the AD584 is required to sink a transient current while strobed off, the strobe terminal input current should be limited by a 100 Ω resistor as shown in Figure 9.

The strobe terminal will tolerate up to 5 μA leakage and its driver should be capable of sinking 500 μA continuous. A low leakage open collector gate can be used to drive the strobe terminal directly, provided the gate can withstand the AD584 output voltage plus 1 V.

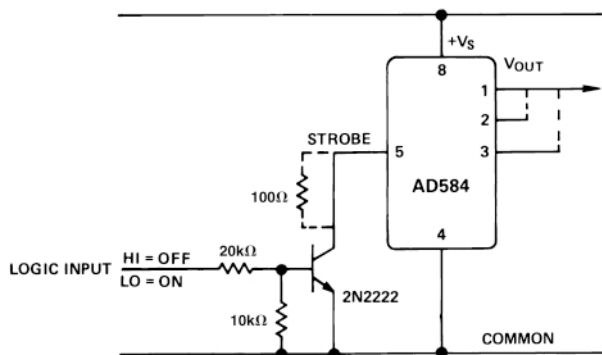


Figure 9. Use of the Strobe Terminal

PRECISION HIGH CURRENT SUPPLY

The AD584 can be easily connected to a power PNP or power Darlington PNP device to provide much greater output current capability. The circuit shown in Figure 10 delivers a precision 10 V output with up to 4 amperes supplied to the load. The 0.1 μF capacitor is required only if the load has a significant capacitive component. If the load is purely resistive, improved high frequency supply rejection results from removing the capacitor.

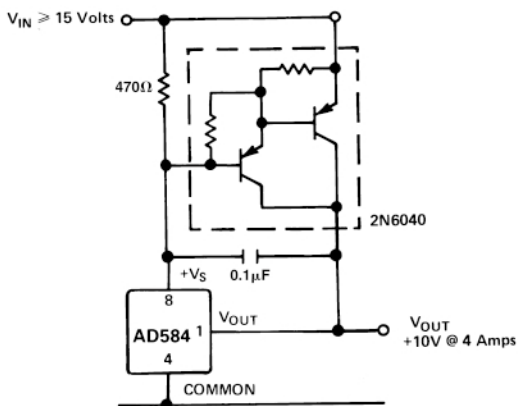


Figure 10. High Current Precision Supply

The AD584 can also use an NPN or Darlington NPN transistor to boost its output current. Simply connect the 10 V output terminal of the AD584 to the base of the NPN booster and take the output from the booster emitter as shown in Figure 11. The 5.0 V or 2.5 V pin must connect to the actual output in this configuration. Variable or adjustable outputs (as shown in Figures 1 and 2) may be combined with 5.0 V connection to obtain outputs above 5.0 V.

THE AD584 AS A CURRENT LIMITER

The AD584 represents an alternative to current limiter diodes which require factory selection to achieve a desired current. Use of current limiting diodes often results in temperature coefficients of 1%/°C. Use of the AD584 in this mode is not limited to a set current limit; it can be programmed from 0.75 mA to 5 mA with the insertion of a single external resistor (see Figure 12). Of course, the minimum voltage required to drive the connection is 5 V.

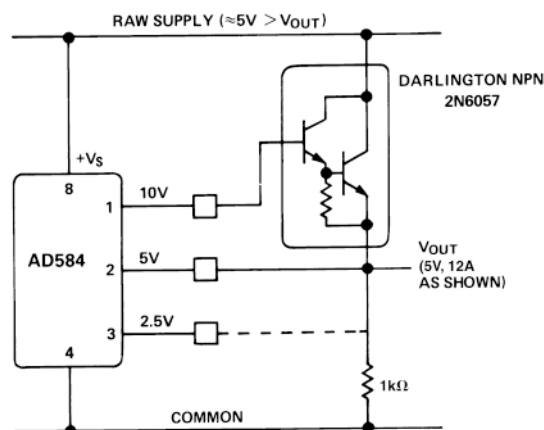


Figure 11. NPN Output Current Booster

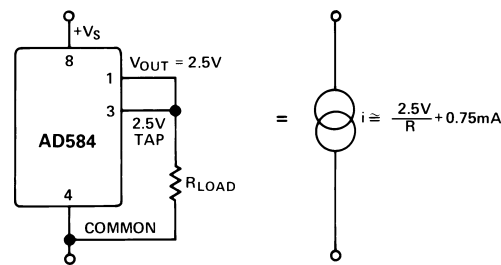


Figure 12. A Two-Component Precision Current Limiter

NEGATIVE REFERENCE VOLTAGES FROM AN AD584

The AD584 can also be used in a two-terminal "Zener" mode to provide a precision -10 V, -7.5 V, or -5.0 V reference. As shown in Figure 13, the V_{IN} and V_{OUT} terminals are connected together to the positive supply (in this case, ground). The AD584 common pin is connected through a resistor to the negative supply. The output is now taken from the common pin instead of V_{OUT} . With 1 mA flowing through the AD584 in this mode, a typical unit will show a 2 mV increase in output level over that produced in the three-terminal mode. Note also that the effective output impedance in this connection increases from 0.2 Ω typical to 2 Ω. It is essential to arrange the output load and the supply resistor, R_S , so that the net current through the AD584 is always between 1 mA and 5 mA (between 2 mA and 5 mA for operation beyond 85°C). The temperature characteristics and long-term stability of the device will be essentially the same as that of a unit used in the standard three-terminal mode.

AD584

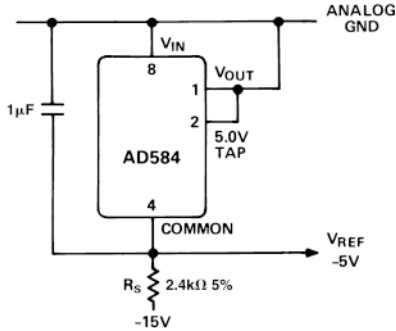


Figure 13. Two-Terminal -5 V Reference

The AD584 can also be used in a two-terminal mode to develop a positive reference. V_{IN} and V_{OUT} are tied together and to the positive supply through an appropriate supply resistor. The performance characteristics will be similar to those of the negative two-terminal connection. The only advantage of this connection over the standard three-terminal connection is that a lower primary supply can be used, as low as 0.5 V above the desired output voltage. This type of operation will require considerable attention to load and primary supply regulation to be sure the AD584 always remains within its regulating range of 1 mA to 5 mA (2 mA to 5 mA for operation beyond 85°C).

10 V REFERENCE WITH MULTIPLYING CMOS D/A OR A/D CONVERTERS

The AD584 is ideal for application with the entire AD7520 series of 10- and 12-bit multiplying CMOS D/A converters, especially for low power applications. It is equally suitable for the AD7574 8-bit A/D converter. In the standard hook-up as shown in Figure 14, the standard output voltages are inverted by the amplifier/DAC configuration to produce converted voltage ranges. For example, a +10 V reference produces a 0 V to -10 V range. If an AD308 amplifier is used, total quiescent supply current will typically be 2 mA.

The AD584 will normally be used in the -10 V mode with the AD7574 to give a 0 V to +10 V ADC range. This is shown in Figure 16. Bipolar output applications and other operating details can be found in the data sheets for the CMOS products.

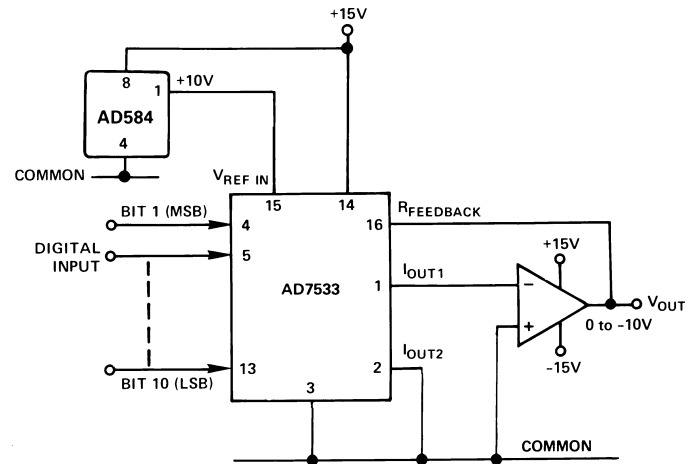


Figure 14. Low Power 10-Bit CMOS DAC Application

PRECISION D/A CONVERTER REFERENCE

The AD562, like many D/A converters, is designed to operate with a 10 V reference element (Figure 15). In the AD562, this 10 V reference voltage is converted into a reference current of approximately 0.5 mA via the internal 19.95 kΩ resistor (in series with the external 100 Ω trimmer). The gain temperature coefficient of the AD562 is primarily governed by the temperature tracking of the 19.95 kΩ resistor and the 5 kΩ/10 kΩ span resistors; this gain TC is guaranteed to 3 ppm/°C. Thus, using the AD584L (at 5 ppm/°C) as the 10 V reference guarantees a maximum full-scale temperature coefficient of 8 ppm/°C over the commercial range. The 10 V reference also supplies the normal 1 mA

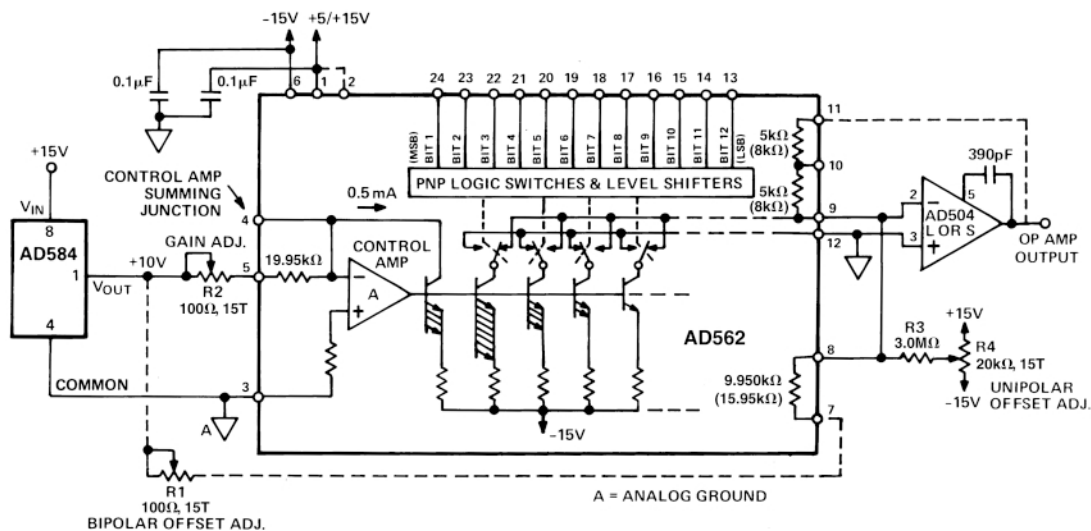


Figure 15. Precision 12-Bit D/A Converter

bipolar offset current through the 9.95 kΩ bipolar offset resistor. The bipolar offset TC thus depends only on the TC matching of the bipolar offset resistor to the input reference resistor and is guaranteed to 3 ppm/°C. Figure 17 demonstrates the flexibility of the AD584 applied to another popular D/A configuration.

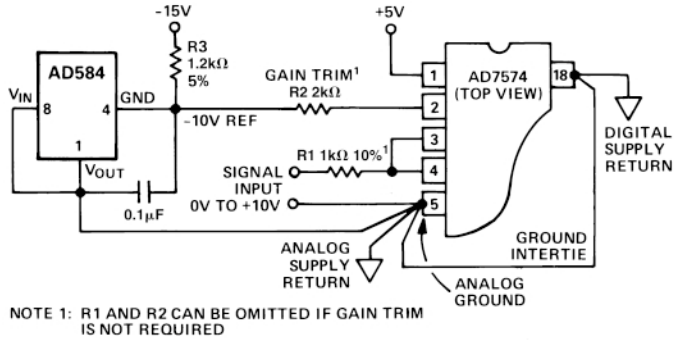


Figure 16. AD584 as Negative 10 V Reference for CMOS ADC

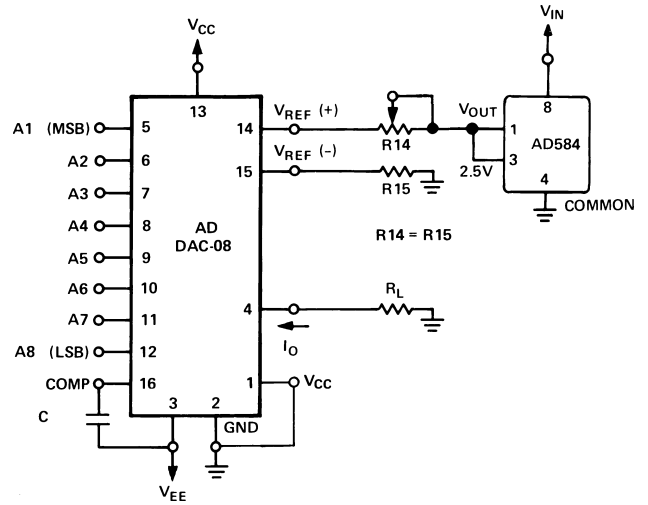
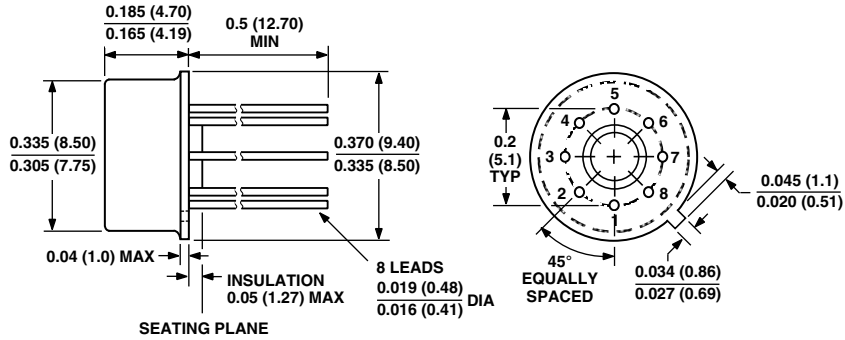


Figure 17. Current Output 8-Bit D/A

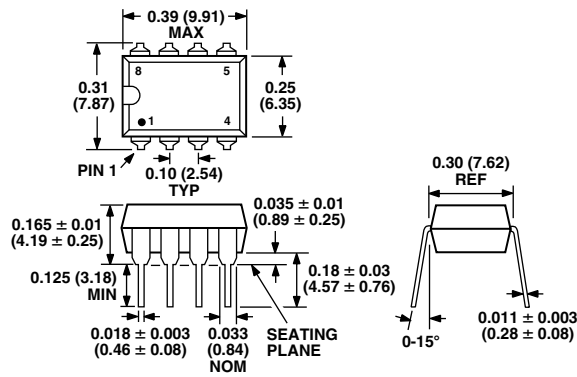
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

**TO-99 Package
(H-8)**



**Plastic DIP Package
(N-8)**



FEATURES

Easy to use

Gain set with one external resistor
(Gain range 1 to 10,000)

Wide power supply range (± 2.3 V to ± 18 V)

Higher performance than 3 op amp IA designs

Available in 8-lead DIP and SOIC packaging

Low power, 1.3 mA max supply current

Excellent dc performance (B grade)

50 μ V max, input offset voltage

0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, input offset drift

1.0 nA max, input bias current

100 dB min common-mode rejection ratio (G = 10)

Low noise

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1 kHz, input voltage noise

0.28 μ V p-p noise (0.1 Hz to 10 Hz)

Excellent ac specifications

120 kHz bandwidth (G = 100)

15 μ s settling time to 0.01%

APPLICATIONS

Weigh scales

ECG and medical instrumentation

Transducer interface

Data acquisition systems

Industrial process controls

Battery-powered and portable equipment

CONNECTION DIAGRAM

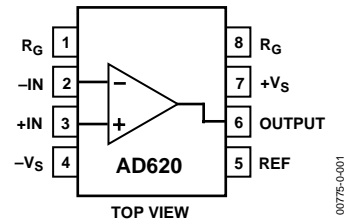


Figure 1. 8-Lead PDIP (N), CERDIP (Q), and SOIC (R) Packages

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to 10,000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery-powered, portable (or remote) applications.

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

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

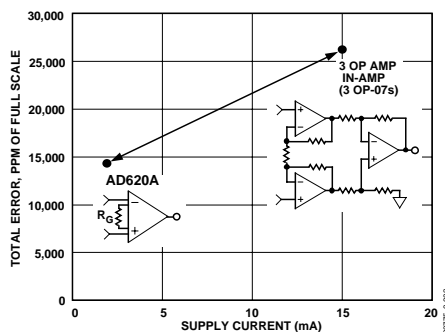


Figure 2. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

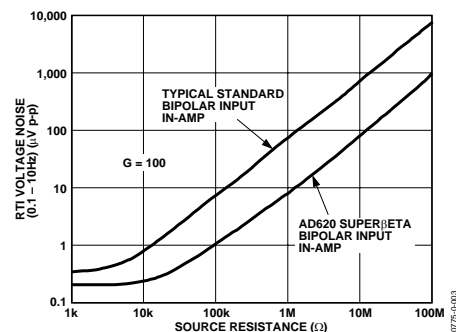


Figure 3. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

Rev. G

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

Specifications	3	Input Protection	16
Absolute Maximum Ratings	5	RF Interference	16
ESD Caution	5	Common-Mode Rejection.....	17
Typical Performance Characteristics	7	Grounding.....	17
Theory of Operation	13	Ground Returns for Input Bias Currents.....	18
Gain Selection.....	16	Outline Dimensions.....	19
Input and Output Offset Voltage	16	Ordering Guide	20
Reference Terminal.....	16		

REVISION HISTORY

12/04—Rev. F to Rev. G

Updated Format.....	Universal
Change to Features.....	1
Change to Product Description.....	1
Changes to Specifications.....	3
Added Metallization Photograph.....	4
Replaced Figure 4-Figure 6	6
Replaced Figure 15	7
Replaced Figure 33	10
Replaced Figure 34 and Figure 35	10
Replaced Figure 37	10
Changes to Table 3	13
Changes to Figure 41 and Figure 42	14
Changes to Figure 43	15
Change to Figure 44.....	17
Changes to Input Protection section	15
Deleted Figure 9.....	15
Changes to RF Interference section	15
Edit to Ground Returns for Input Bias Currents section.....	17
Added AD620CHIPS to Ordering Guide	19

7/03—Data Sheet changed from REV. E to REV. F

Edit to FEATURES.....	1
Changes to SPECIFICATIONS	2
Removed AD620CHIPS from ORDERING GUIDE	4
Removed METALLIZATION PHOTOGRAPH.....	4
Replaced TPCs 1–3	5
Replaced TPC 12	6
Replaced TPC 30	9
Replaced TPCs 31 and 32.....	10
Replaced Figure 4.....	10
Changes to Table I.....	11
Changes to Figures 6 and 7	12
Changes to Figure 8	13
Edited INPUT PROTECTION section.....	13
Added new Figure 9.....	13
Changes to RF INTERFACE section	14
Edit to GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS section.....	15
Updated OUTLINE DIMENSIONS.....	16

SPECIFICATIONS

Typical @ 25°C, $V_S = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (49.4 \text{ k}\Omega/R_G)$										
Gain Range		1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²	$V_{OUT} = \pm 10$ V										
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity	$V_{OUT} = -10$ V to $+10$ V										
G = 1–1000	$R_L = 10$ k Ω		10	40		10	40		10	40	ppm
G = 1–100	$R_L = 2$ k Ω		10	95		10	95		10	95	ppm
Gain vs. Temperature											
G = 1				10			10			10	ppm/°C
Gain > 1 ²				–50			–50			–50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$)										
Input Offset, V_{OSI}	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		30	125		15	50		30	125	μ V
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			185			85			225	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	μ V/°C
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15$ V		400	1000		200	500		400	1000	μ V
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			1500			750			1500	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	μ V/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 18 V										
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		95	120		100	120		95	120		dB
G = 100		110	140		120	140		110	140		dB
G = 1000		110	140		120	140		110	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Overtemperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		pA/°C
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Overtemperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10 2			10 2			10 2		G Ω _pF
Common-Mode			10 2			10 2			10 2		G Ω _pF
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Overtemperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
Overtemperature		$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Overtemperature		$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S + 2.1$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V

AD620

Parameter	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Unit	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Common-Mode Rejection												
Ratio DC to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance	$V_{CM} = 0\text{ V to } \pm 10\text{ V}$											
G = 1		73	90		80	90		73	90		dB	
G = 10		93	110		100	110		93	110		dB	
G = 100		110	130		120	130		110	130		dB	
G = 1000		110	130		120	130		110	130		dB	
OUTPUT												
Output Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 2.3\text{ V}$ to $\pm 5\text{ V}$	$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		$-V_S + 1.1$	$+V_S - 1.2$		V	
Overtemperature		$-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.3$		$-V_S + 1.4$	$+V_S - 1.3$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.3$		V	
Overtemperature	$V_S = \pm 5\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$	$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.4$		$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.4$		$-V_S + 1.2$	$+V_S - 1.4$		V	
Short Circuit Current		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.5$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.5$		$-V_S + 2.3$	$+V_S - 1.5$		V	
DYNAMIC RESPONSE												
Small Signal -3 dB Bandwidth												
G = 1			1000			1000			1000		kHz	
G = 10			800			800			800		kHz	
G = 100			120			120			120		kHz	
G = 1000			12			12			12		kHz	
Slew Rate		0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/ μs	
Settling Time to 0.01%	10 V Step											
G = 1-100			15			15			15		μs	
G = 1000			150			150			150		μs	
NOISE												
Voltage Noise, 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no}/G)^2}$											
Input, Voltage Noise, e_{ni}			9	13		9	13		9	13	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
Output, Voltage Noise, e_{no}			72	100		72	100		72	100	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz												
G = 1			3.0			3.0	6.0		3.0	6.0	$\mu\text{V p-p}$	
G = 10			0.55			0.55	0.8		0.55	0.8	$\mu\text{V p-p}$	
G = 100-1000			0.28			0.28	0.4		0.28	0.4	$\mu\text{V p-p}$	
Current Noise	$f = 1\text{ kHz}$		100			100			100		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
0.1 Hz to 10 Hz				10			10			10		pA p-p
REFERENCE INPUT												
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$		20			20			20		k Ω	
I_{IN}			50	60		50	60		50	60	μA	
Voltage Range			$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		V
Gain to Output			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			
POWER SUPPLY												
Operating Range ⁴	$V_S = \pm 2.3\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$		± 2.3	± 18		± 2.3	± 18		± 2.3	± 18	V	
Quiescent Current			0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3		mA
Overtemperature			1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6		mA
TEMPERATURE RANGE												
For Specified Performance			-40 to $+85$			-40 to $+85$			-55 to $+125$		$^{\circ}\text{C}$	

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

² Does not include effects of external resistor R_G .

³ One input grounded. $G = 1$.

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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

Parameter	Rating
Supply Voltage	± 18 V
Internal Power Dissipation ¹	650 mW
Input Voltage (Common-Mode)	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	25 V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to +150°C
Storage Temperature Range (N, R)	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
AD620 (A, B)	-40°C to +85°C
AD620 (S)	-55°C to +125°C
Lead Temperature Range (Soldering 10 seconds)	300°C

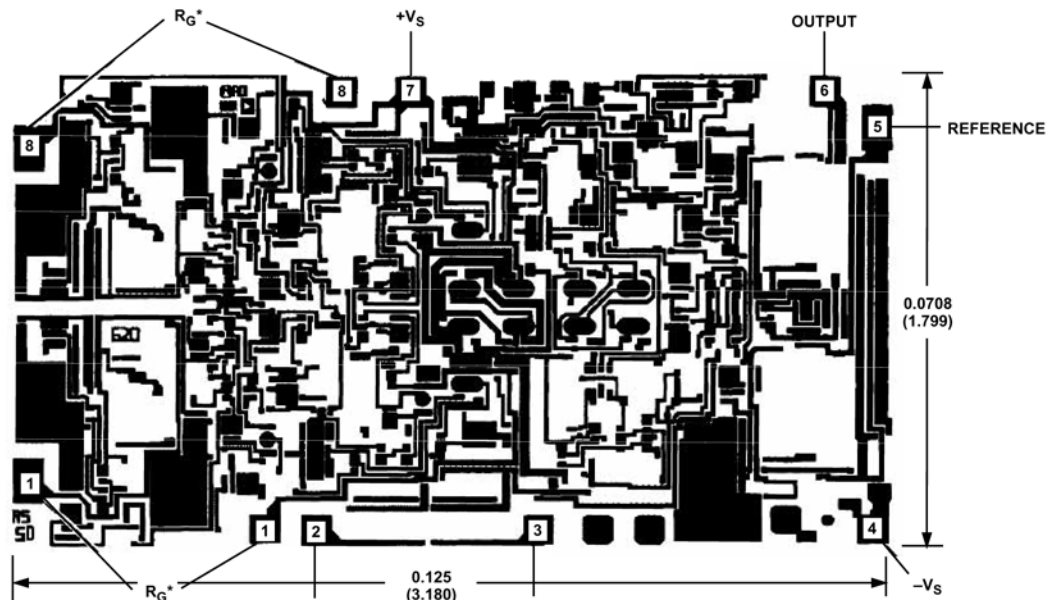
Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute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

¹ Specification is for device in free air:
 8-Lead Plastic Package: $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C}$
 8-Lead CERDIP Package: $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C}$
 8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C}$

ESD CAUTION

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





*FOR CHIP APPLICATIONS: THE PADS 1 R_G AND 8 R_G MUST BE CONNECTED IN PARALLEL TO THE EXTERNAL GAIN REGISTER R_G . DO NOT CONNECT THEM IN SERIES TO R_G . FOR UNITY GAIN APPLICATIONS WHERE R_G IS NOT REQUIRED, THE PADS 1 R_G MAY SIMPLY BE BONDED TOGETHER, AS WELL AS THE PADS 8 R_G .

00775-0-004

Figure 4. Metallization Photograph.
Dimensions shown in inches and (mm).

Contact sales for latest dimensions.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

(@ 25°C, $V_s = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.)

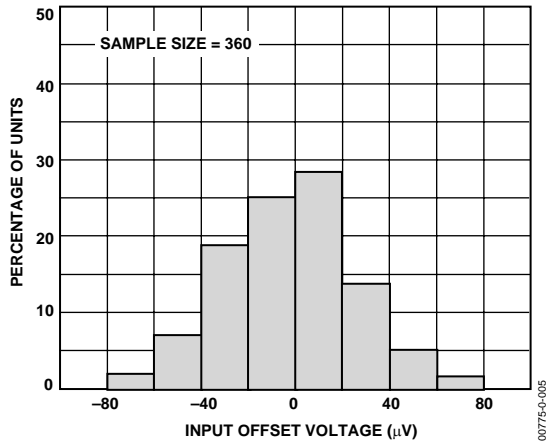


Figure 5. Typical Distribution of Input Offset Voltage

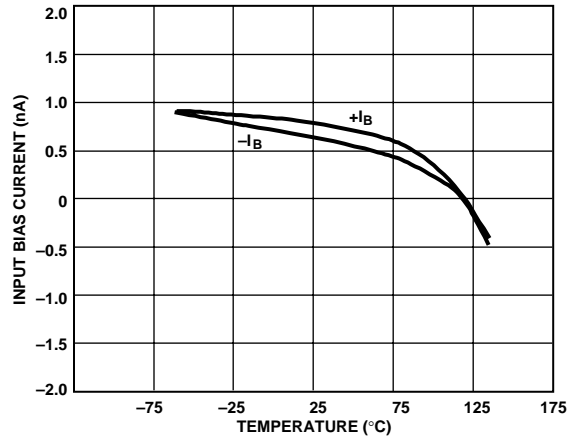


Figure 8. Input Bias Current vs. Temperature

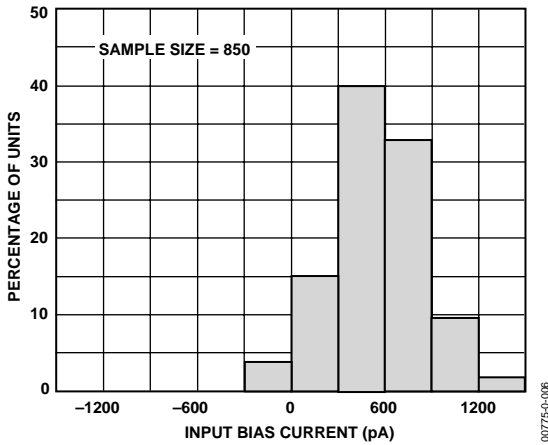


Figure 6. Typical Distribution of Input Bias Current

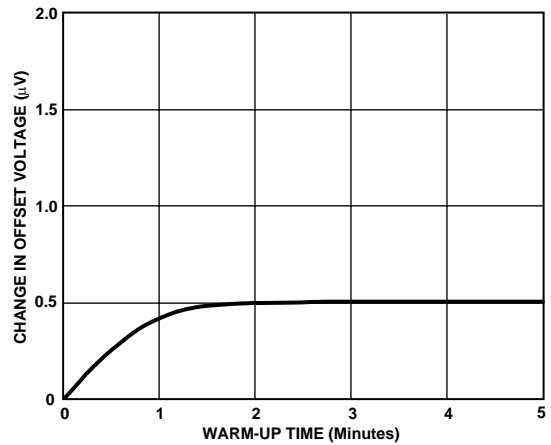


Figure 9. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

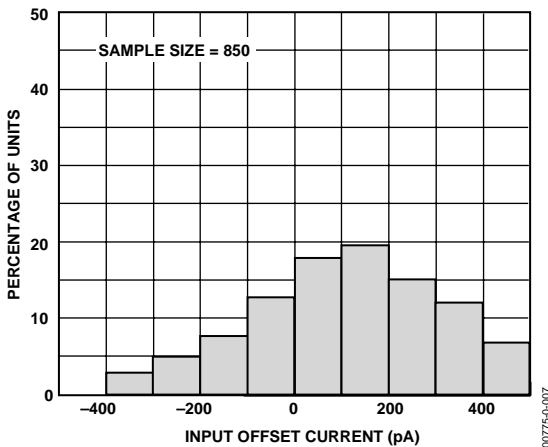


Figure 7. Typical Distribution of Input Offset Current

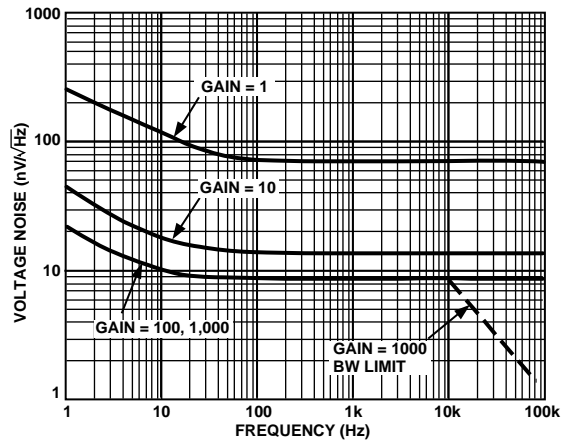


Figure 10. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency ($G = 1-1000$)

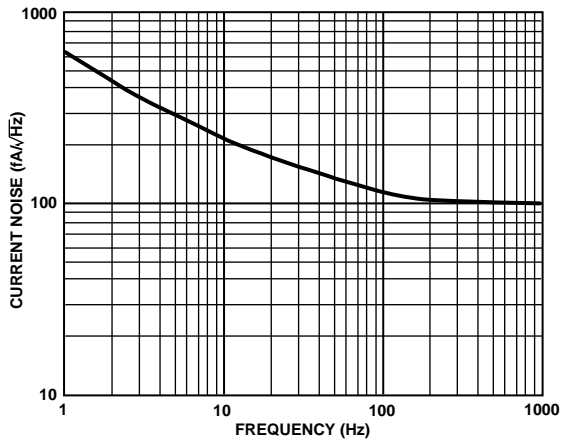


Figure 11. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

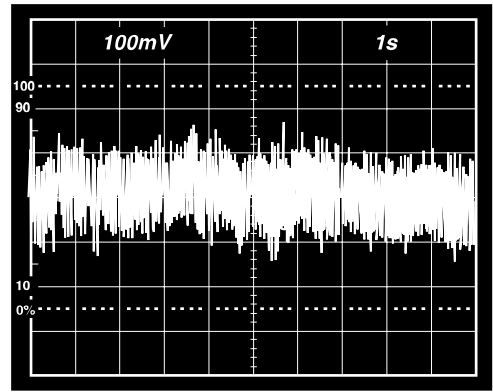


Figure 14. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

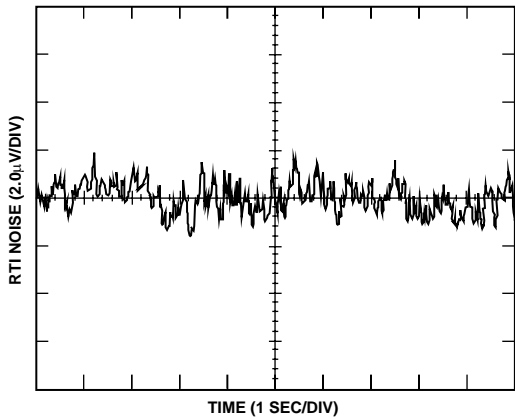


Figure 12. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1$)

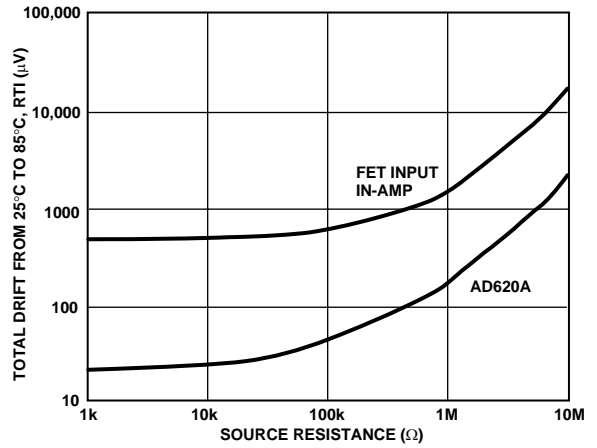


Figure 15. Total Drift vs. Source Resistance

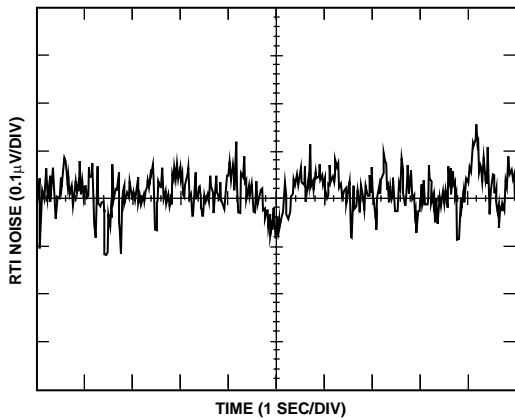


Figure 13. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1000$)

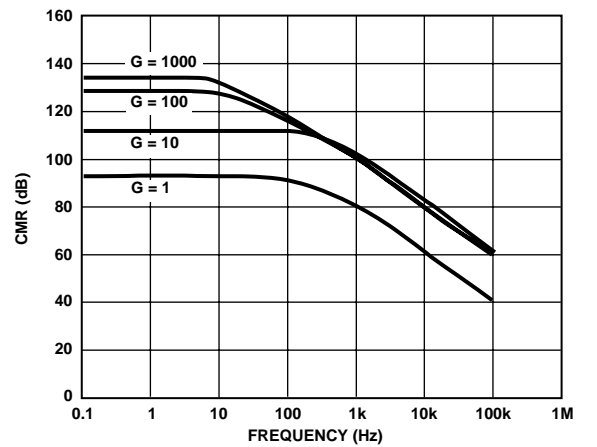


Figure 16. Typical CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

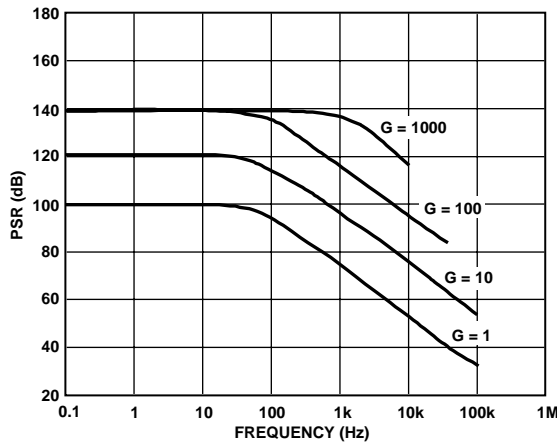


Figure 17. Positive PSR vs. Frequency, RTI (G = 1–1000)

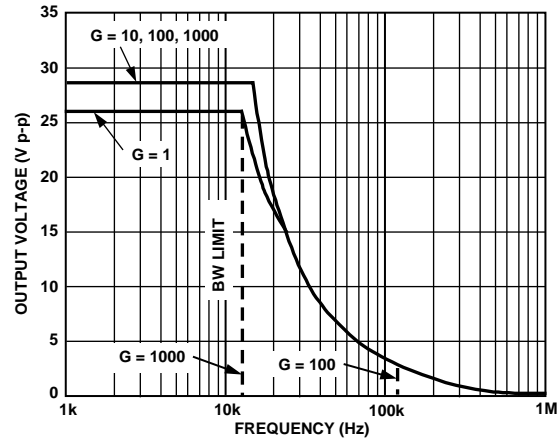


Figure 20. Large Signal Frequency Response

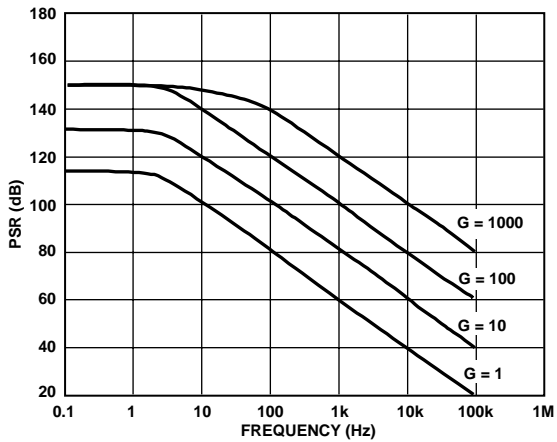


Figure 18. Negative PSR vs. Frequency, RTI (G = 1–1000)

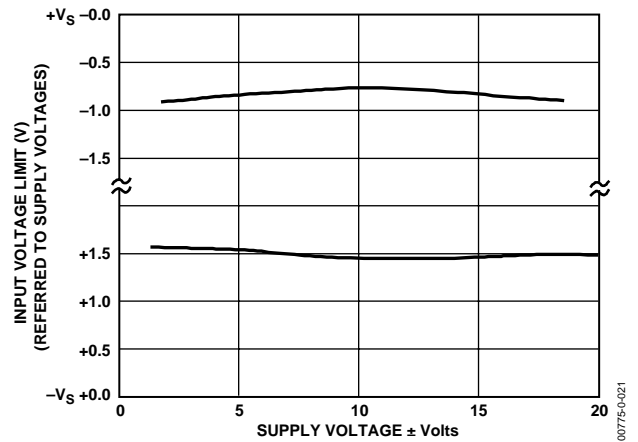


Figure 21. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, G = 1

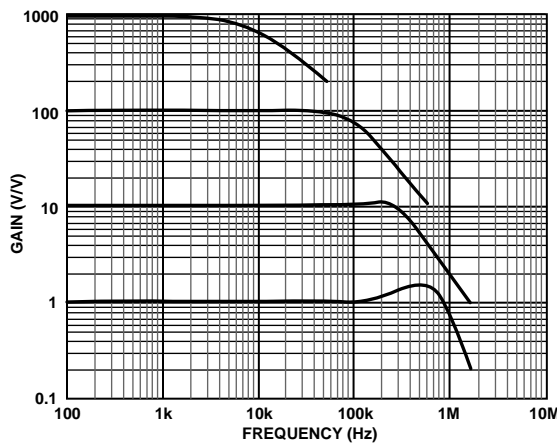


Figure 19. Gain vs. Frequency

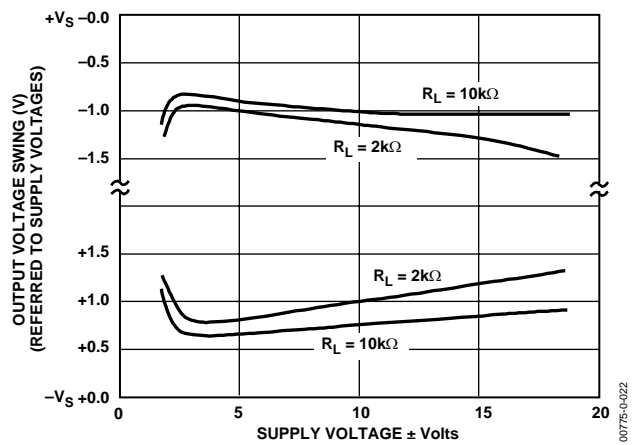


Figure 22. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage, G = 10

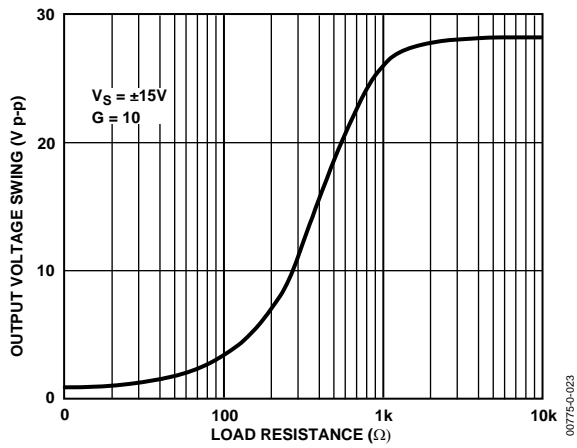


Figure 23. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

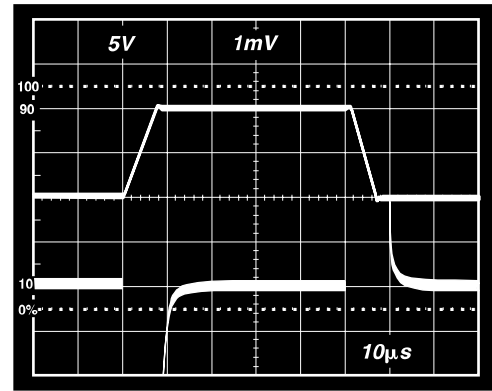


Figure 26. Large Signal Response and Settling Time, $G = 10$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

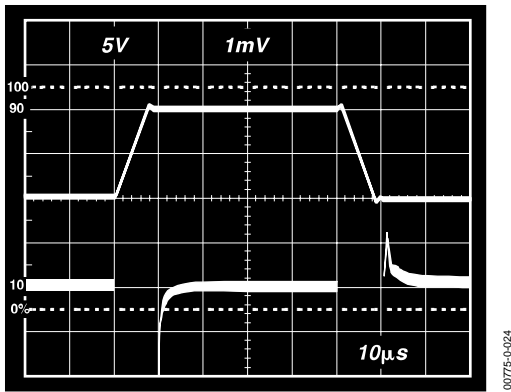


Figure 24. Large Signal Pulse Response and Settling Time
 $G = 1$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

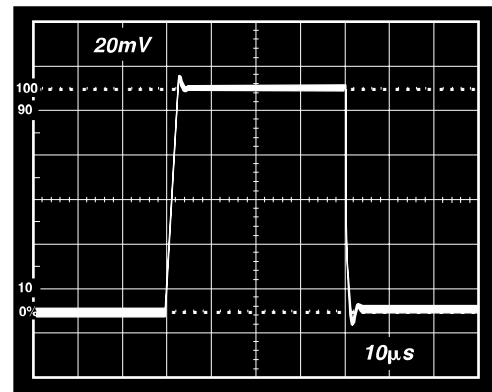


Figure 27. Small Signal Response, $G = 10$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

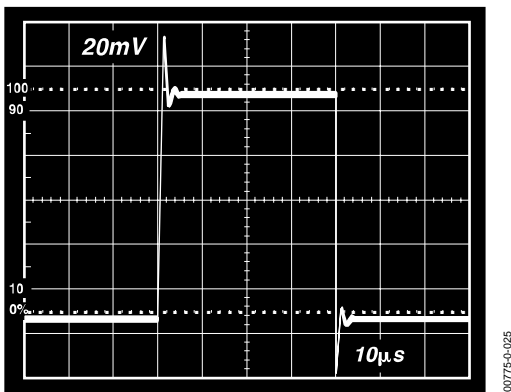


Figure 25. Small Signal Response, $G = 1$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

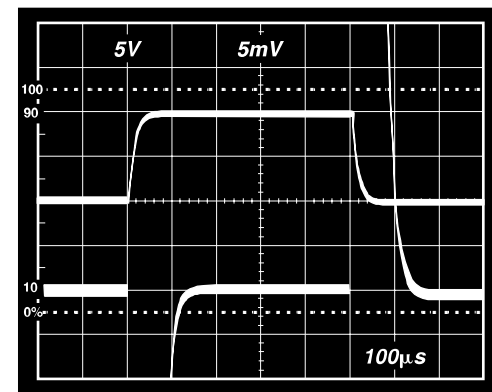


Figure 28. Large Signal Response and Settling Time, $G = 100$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

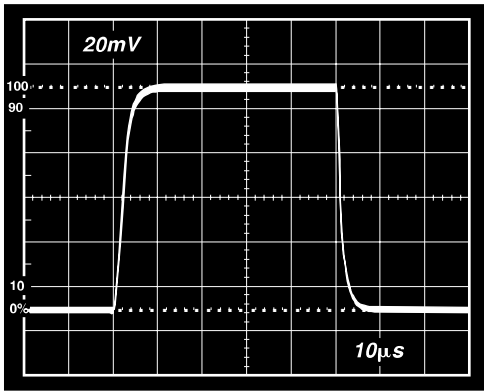


Figure 29. Small Signal Pulse Response, $G = 100$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

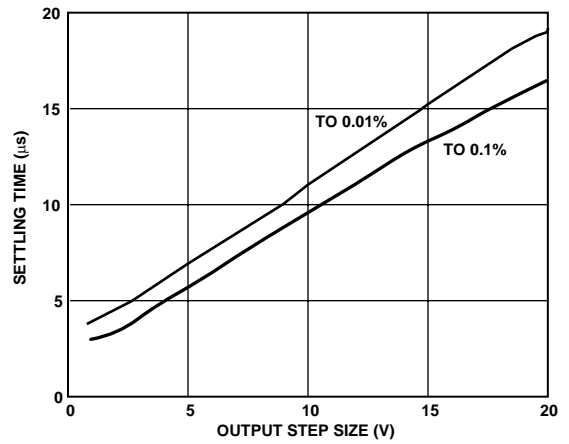


Figure 32. Settling Time vs. Step Size ($G = 1$)

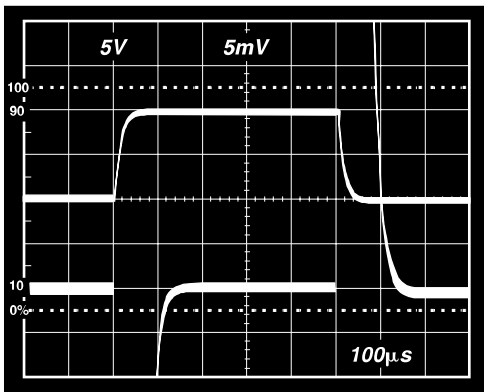


Figure 30. Large Signal Response and Settling Time, $G = 1000$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

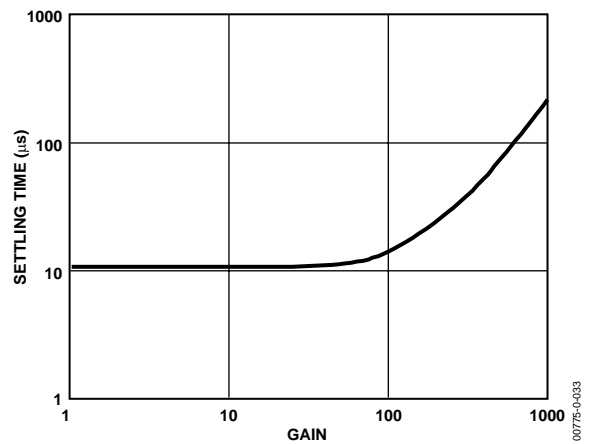


Figure 33. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 10V Step

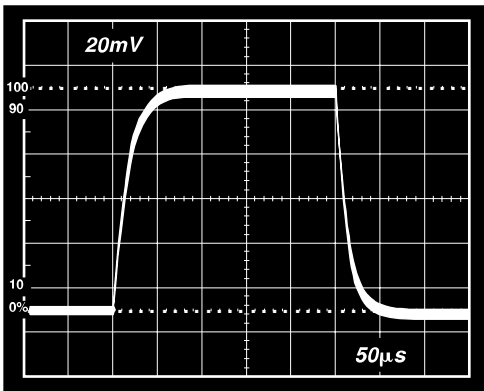


Figure 31. Small Signal Pulse Response, $G = 1000$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

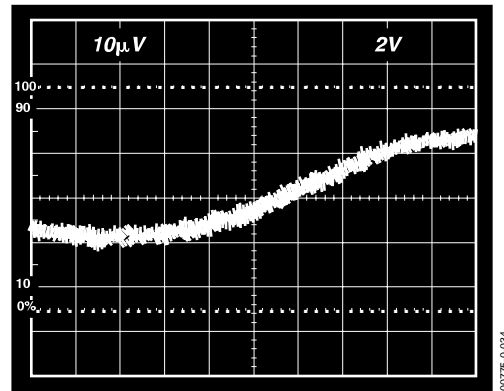
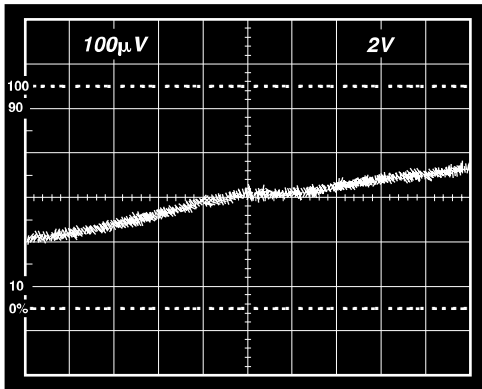


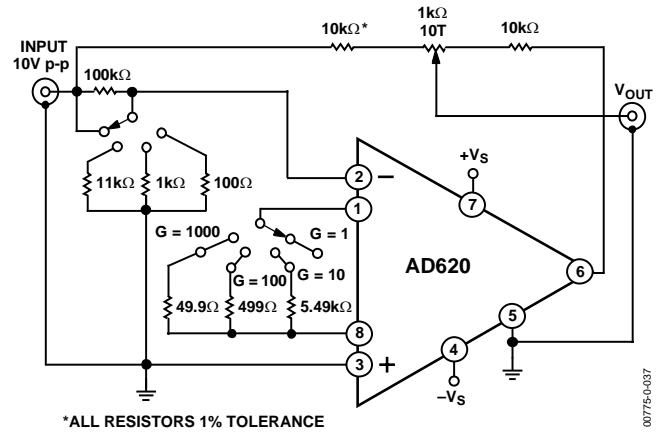
Figure 34. Gain Nonlinearity, $G = 1$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ($10 \text{ μV} = 1 \text{ ppm}$)

AD620



00775-0-035

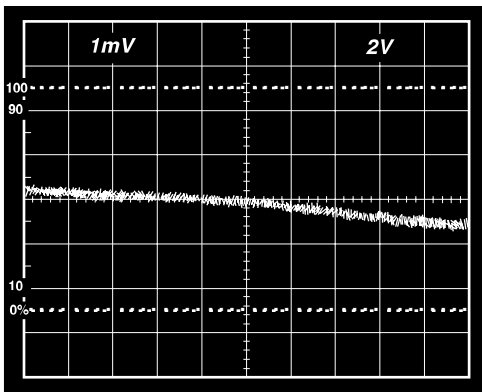
Figure 35. Gain Nonlinearity, $G = 100$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
($100\ \mu\text{V} = 10\text{ ppm}$)



*ALL RESISTORS 1% TOLERANCE

00775-0-037

Figure 37. Settling Time Test Circuit



00775-0-036

Figure 36. Gain Nonlinearity, $G = 1000$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$
($1\text{ mV} = 100\text{ ppm}$)

THEORY OF OPERATION

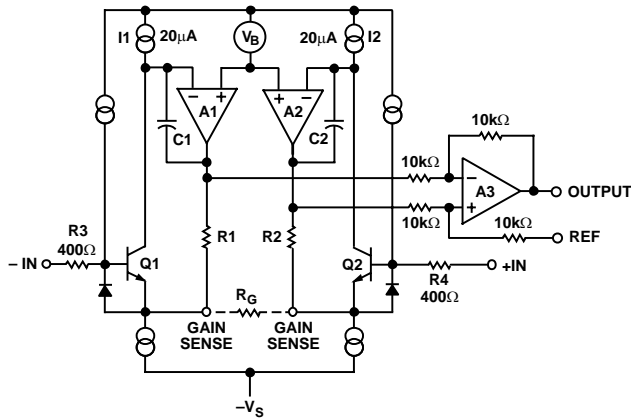


Figure 38. Simplified Schematic of AD620

The AD620 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three op amp approach. Absolute value trimming allows the user to program gain *accurately* (to 0.15% at $G = 100$) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus ensuring the high level of performance inherent in this circuit.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-pair bipolar input for high precision (Figure 38), yet offer 10× lower input bias current thanks to Superβ processing. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input devices Q1 and Q2, thereby impressing the input voltage across the external gain setting resistor R_G . This creates a differential gain from the inputs to the A1/A2 outputs given by $G = (R1 + R2)/R_G + 1$. The unity-gain subtractor, A3, removes any common-mode signal, yielding a single-ended output referred to the REF pin potential.

The value of R_G also determines the transconductance of the preamp stage. As R_G is reduced for larger gains, the transconductance increases asymptotically to that of the input transistors. This has three important advantages: (a) Open-loop gain is boosted for increasing programmed gain, thus reducing gain related errors. (b) The gain-bandwidth product (determined by C1 and C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of 9 nV/√Hz, determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of 24.7 kΩ, allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

The gain equation is then

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1$$

$$R_G = \frac{49.4k\Omega}{G-1}$$

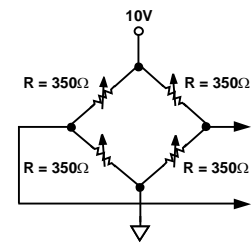
Make vs. Buy: a Typical Bridge Application Error Budget

The AD620 offers improved performance over “homebrew” three op amp IA designs, along with smaller size, fewer components, and 10× lower supply current. In the typical application, shown in Figure 39, a gain of 100 is required to amplify a bridge output of 20 mV full-scale over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. Table 3 shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

AD620

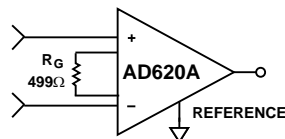
Regardless of the system in which it is being used, the AD620 provides greater accuracy at low power and price. In simple systems, absolute accuracy and drift errors are by far the most significant contributors to error. In more complex systems with an intelligent processor, an autogain/autozero cycle will remove all absolute accuracy and drift errors, leaving only the resolution errors of gain, nonlinearity, and noise, thus allowing full 14-bit accuracy.

Note that for the homebrew circuit, the OP07 specifications for input voltage offset and noise have been multiplied by $\sqrt{2}$. This is because a three op amp type in-amp has two op amps at its inputs, both contributing to the overall input error.



PRECISION BRIDGE TRANSDUCER

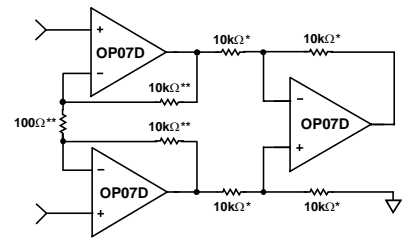
00775-0-039



AD620A MONOLITHIC INSTRUMENTATION AMPLIFIER, G = 100

SUPPLY CURRENT = 1.3mA MAX

00775-0-040



"HOMEBREW" IN-AMP, G = 100
 *0.02% RESISTOR MATCH, 3ppm/°C TRACKING
 **DISCRETE 1% RESISTOR, 100ppm/°C TRACKING
 SUPPLY CURRENT = 15mA MAX

00775-0-041

Figure 39. Make vs. Buy

Table 3. Make vs. Buy Error Budget

Error Source	AD620 Circuit Calculation	"Homebrew" Circuit Calculation	Error, ppm of Full Scale	
			AD620	Homebrew
ABSOLUTE ACCURACY at T_A = 25°C				
Input Offset Voltage, μV	125 $\mu\text{V}/20\text{ mV}$	$(150\ \mu\text{V} \times \sqrt{2})/20\text{ mV}$	6,250	10,607
Output Offset Voltage, μV	1000 $\mu\text{V}/100\text{ mV}/20\text{ mV}$	$((150\ \mu\text{V} \times 2)/100)/20\text{ mV}$	500	150
Input Offset Current, nA	2 nA $\times 350\ \Omega/20\text{ mV}$	$(6\text{ nA} \times 350\ \Omega)/20\text{ mV}$	18	53
CMR, dB	110 dB(3.16 ppm) $\times 5\text{ V}/20\text{ mV}$	$(0.02\% \text{ Match} \times 5\text{ V})/20\text{ mV}/100$	791	500
Total Absolute Error			7,559	11,310
DRIFT TO 85°C				
Gain Drift, ppm/°C	$(50\text{ ppm} + 10\text{ ppm}) \times 60^\circ\text{C}$	100 ppm/°C Track $\times 60^\circ\text{C}$	3,600	6,000
Input Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/20\text{ mV}$	$(2.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times \sqrt{2} \times 60^\circ\text{C})/20\text{ mV}$	3,000	10,607
Output Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/100\text{ mV}/20\text{ mV}$	$(2.5\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 2 \times 60^\circ\text{C})/100\text{ mV}/20\text{ mV}$	450	150
Total Drift Error			7,050	16,757
RESOLUTION				
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale	40 ppm	40 ppm	40	40
Typ 0.1 Hz to 10 Hz Voltage Noise, $\mu\text{V p-p}$	0.28 $\mu\text{V p-p}/20\text{ mV}$	$(0.38\ \mu\text{V p-p} \times \sqrt{2})/20\text{ mV}$	14	27
Total Resolution Error			54	67
Grand Total Error			14,663	28,134

G = 100, V_s = $\pm 15\text{ V}$.

(All errors are min/max and referred to input.)

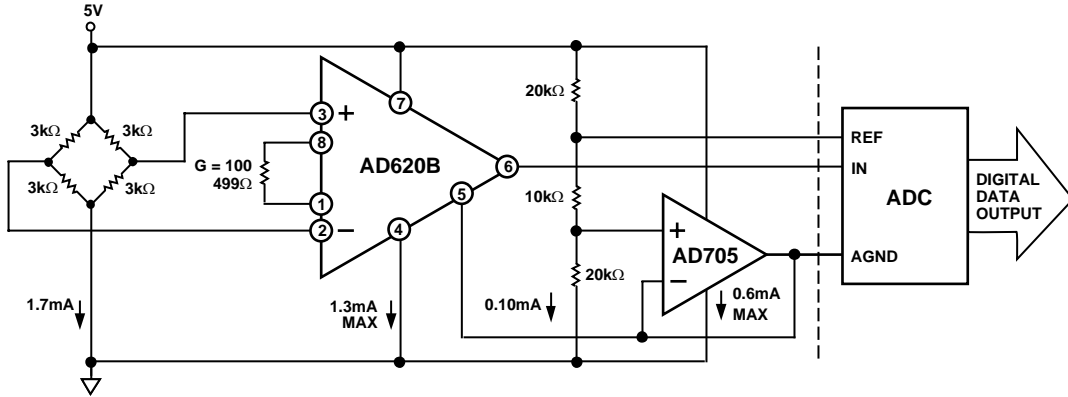


Figure 40. A Pressure Monitor Circuit that Operates on a 5 V Single Supply

00775-0-042

Pressure Measurement

Although useful in many bridge applications, such as weigh scales, the AD620 is especially suitable for higher resistance pressure sensors powered at lower voltages where small size and low power become more significant.

Figure 40 shows a 3 kΩ pressure transducer bridge powered from 5 V. In such a circuit, the bridge consumes only 1.7 mA. Adding the AD620 and a buffered voltage divider allows the signal to be conditioned for only 3.8 mA of total supply current.

Small size and low cost make the AD620 especially attractive for voltage output pressure transducers. Since it delivers low noise and drift, it will also serve applications such as diagnostic noninvasive blood pressure measurement.

Medical ECG

The low current noise of the AD620 allows its use in ECG monitors (Figure 41) where high source resistances of 1 MΩ or higher are not uncommon. The AD620's low power, low supply voltage requirements, and space-saving 8-lead mini-DIP and SOIC package offerings make it an excellent choice for battery-powered data recorders.

Furthermore, the low bias currents and low current noise, coupled with the low voltage noise of the AD620, improve the dynamic range for better performance.

The value of capacitor C1 is chosen to maintain stability of the right leg drive loop. Proper safeguards, such as isolation, must be added to this circuit to protect the patient from possible harm.

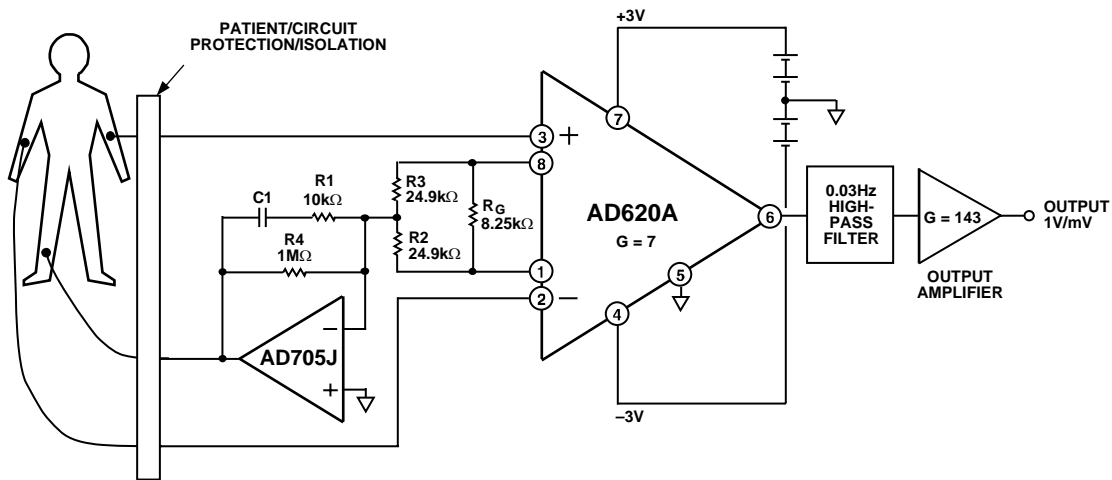


Figure 41. A Medical ECG Monitor Circuit

00775-0-043

AD620

Precision V-I Converter

The AD620, along with another op amp and two resistors, makes a precision current source (Figure 42). The op amp buffers the reference terminal to maintain good CMR. The output voltage, V_x , of the AD620 appears across R_1 , which converts it to a current. This current, less only the input bias current of the op amp, then flows out to the load.

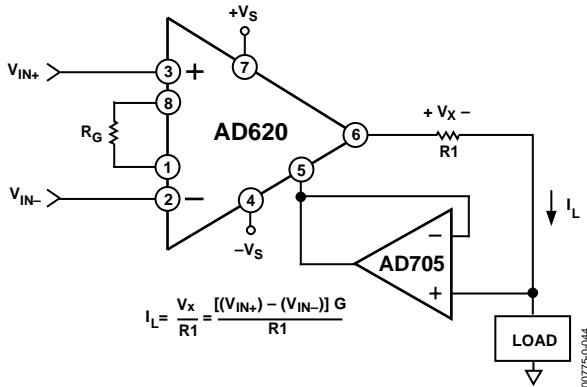


Figure 42. Precision Voltage-to-Current Converter (Operates on 1.8 mA, ± 3 V)

GAIN SELECTION

The AD620's gain is resistor-programmed by R_G , or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The AD620 is designed to offer accurate gains using 0.1% to 1% resistors. Table 4 shows required values of R_G for various gains. Note that for $G = 1$, the R_G pins are unconnected ($R_G = \infty$). For any arbitrary gain, R_G can be calculated by using the formula:

$$R_G = \frac{49.4k\Omega}{G - 1}$$

To minimize gain error, avoid high parasitic resistance in series with R_G ; to minimize gain drift, R_G should have a low TC—less than 10 ppm/ $^{\circ}$ C—for the best performance.

Table 4. Required Values of Gain Resistors

1% Std Table Value of $R_G(\Omega)$	Calculated Gain	0.1% Std Table Value of $R_G(\Omega)$	Calculated Gain
49.9 k	1.990	49.3 k	2.002
12.4 k	4.984	12.4 k	4.984
5.49 k	9.998	5.49 k	9.998
2.61 k	19.93	2.61 k	19.93
1.00 k	50.40	1.01 k	49.91
499	100.0	499	100.0
249	199.4	249	199.4
100	495.0	98.8	501.0
49.9	991.0	49.3	1,003.0

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

The low errors of the AD620 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by G when referred to the input. In practice, the input errors dominate at high gains, and the output errors dominate at low gains. The total V_{OS} for a given gain is calculated as

$$\text{Total Error RTI} = \text{input error} + (\text{output error}/G)$$

$$\text{Total Error RTO} = (\text{input error} \times G) + \text{output error}$$

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal potential defines the zero output voltage and is especially useful when the load does not share a precise ground with the rest of the system. It provides a direct means of injecting a precise offset to the output, with an allowable range of 2 V within the supply voltages. Parasitic resistance should be kept to a minimum for optimum CMR.

INPUT PROTECTION

The AD620 features 400 Ω of series thin film resistance at its inputs and will safely withstand input overloads of up to ± 15 V or ± 60 mA for several hours. This is true for all gains and power on and off, which is particularly important since the signal source and amplifier may be powered separately. For longer time periods, the current should not exceed 6 mA ($I_{IN} \leq V_{IN}/400 \Omega$). For input overloads beyond the supplies, clamping the inputs to the supplies (using a low leakage diode such as an FD333) will reduce the required resistance, yielding lower noise.

RF INTERFERENCE

All instrumentation amplifiers rectify small out of band signals. The disturbance may appear as a small dc voltage offset. High frequency signals can be filtered with a low pass R-C network placed at the input of the instrumentation amplifier. Figure 43 demonstrates such a configuration. The filter limits the input signal according to the following relationship:

$$\text{FilterFreq}_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)}$$

$$\text{FilterFreq}_{CM} = \frac{1}{2\pi RC_C}$$

where $C_D \geq 10C_C$.

C_D affects the difference signal. C_C affects the common-mode signal. Any mismatch in $R \times C_C$ will degrade the AD620's CMRR. To avoid inadvertently reducing CMRR-bandwidth performance, make sure that C_C is at least one magnitude smaller than C_D . The effect of mismatched C_C s is reduced with a larger $C_D:C_C$ ratio.

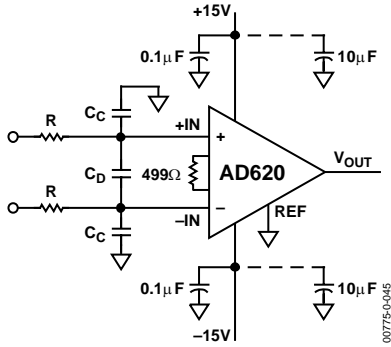


Figure 43. Circuit to Attenuate RF Interference

COMMON-MODE REJECTION

Instrumentation amplifiers, such as the AD620, offer high CMR, which is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance.

For optimal CMR, the reference terminal should be tied to a low impedance point, and differences in capacitance and resistance should be kept to a minimum between the two inputs. In many applications, shielded cables are used to minimize noise; for best CMR over frequency, the shield should be properly driven. Figure 44 and Figure 45 show active data guards that are configured to improve ac common-mode rejections by “bootstrapping” the capacitances of input cable shields, thus minimizing the capacitance mismatch between the inputs.

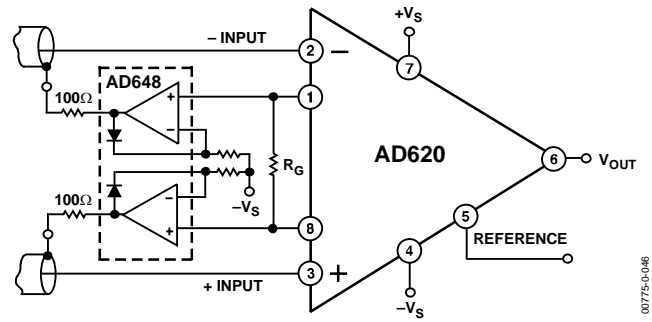


Figure 44. Differential Shield Driver

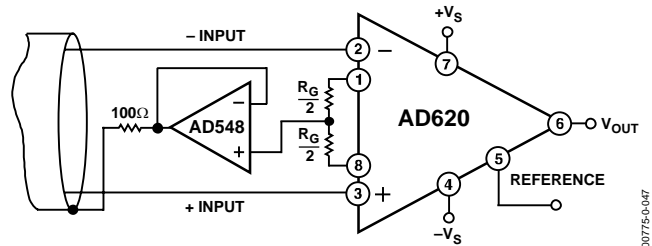


Figure 45. Common-Mode Shield Driver

GROUNDING

Since the AD620 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, it can solve many grounding problems by simply tying the REF pin to the appropriate “local ground.”

To isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground pins (Figure 46). It would be convenient to use a single ground line; however, current through ground wires and PC runs of the circuit card can cause hundreds of millivolts of error. Therefore, separate ground returns should be provided to minimize the current flow from the sensitive points to the system ground. These ground returns must be tied together at some point, usually best at the ADC package shown in Figure 46.

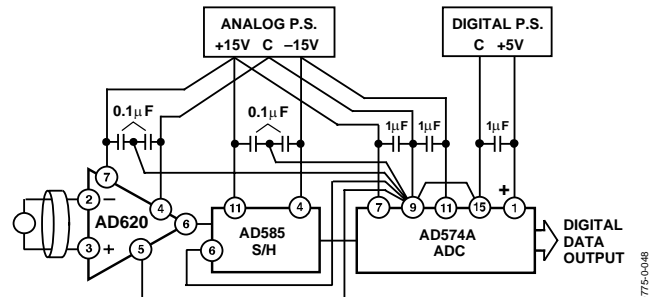


Figure 46. Basic Grounding Practice

AD620

GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of an amplifier. There must be a direct return path for these currents. Therefore, when amplifying “floating” input sources, such as transformers or ac-coupled sources, there must be a dc path from each input to ground, as shown in Figure 47, Figure 48, and Figure 49. Refer to *A Designer’s Guide to Instrumentation Amplifiers* (free from Analog Devices) for more information regarding in-amp applications.

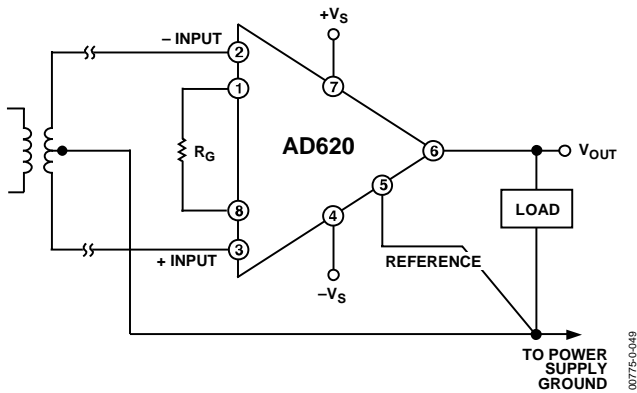


Figure 47. Ground Returns for Bias Currents with Transformer-Coupled Inputs

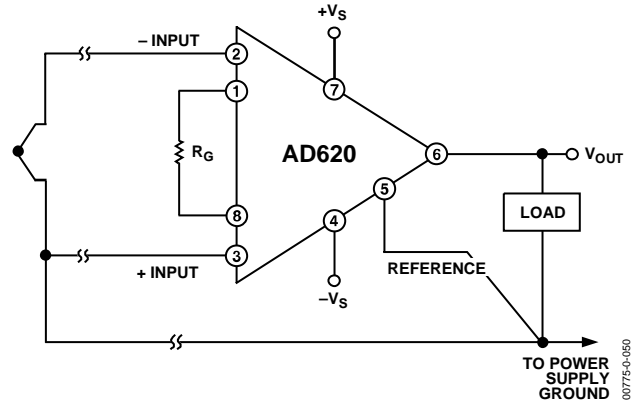


Figure 48. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

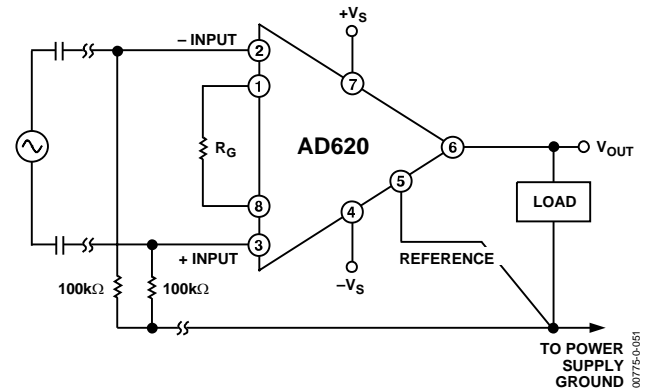
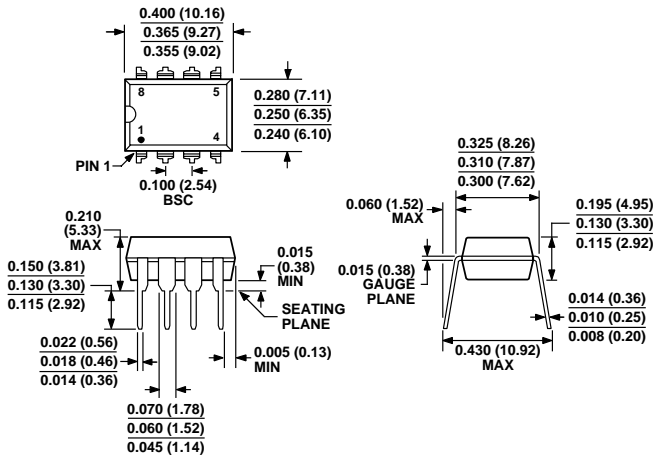


Figure 49. Ground Returns for Bias Currents with AC-Coupled Inputs

OUTLINE DIMENSIONS

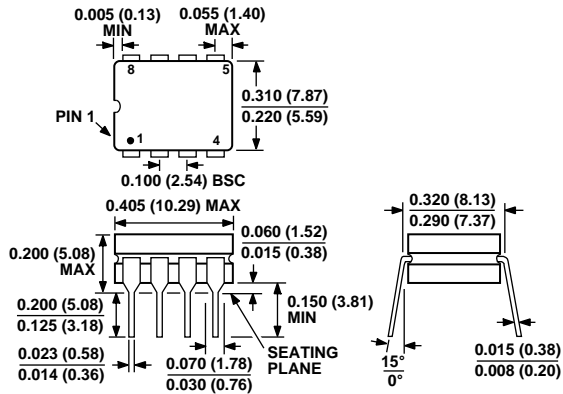


COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-001-BA
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN. CORNER LEADS MAY BE CONFIGURED AS WHOLE OR HALF LEADS.

Figure 50. 8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]

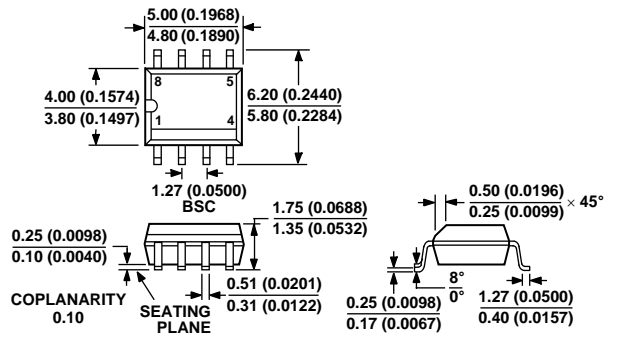
Narrow Body (N-8).

Dimensions shown in inches and (millimeters)



CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

Figure 51. 8-Lead Ceramic Dual In-Line Package [CERDIP] (Q-8)
 Dimensions shown in inches and (millimeters)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012AA
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN

Figure 52. 8-Lead Standard Small Outline Package [SOIC]

Narrow Body (R-8)

Dimensions shown in millimeters and (inches)

AD620

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Option ¹
AD620AN	-40°C to +85°C	N-8
AD620ANZ ²	-40°C to +85°C	N-8
AD620BN	-40°C to +85°C	N-8
AD620BNZ ²	-40°C to +85°C	N-8
AD620AR	-40°C to +85°C	R-8
AD620ARZ ²	-40°C to +85°C	R-8
AD620AR-REEL	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620ARZ-REEL ²	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620ARZ-REEL7 ²	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620BR	-40°C to +85°C	R-8
AD620BRZ ²	-40°C to +85°C	R-8
AD620BR-REEL	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620BRZ-RL ²	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620BR-REEL7	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620BRZ-R7 ²	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620ACHIPS	-40°C to +85°C	Die Form
AD620SQ/883B	-55°C to +125°C	Q-8

¹ N = Plastic DIP; Q = CERDIP; R = SOIC.

² Z = Pb-free part.