

**ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL**

**FACULTAD DE INGENIERIA EN ELECTRICIDAD Y
COMPUTACION**

**"Construcción de un Equipo de Adquisición de
Señales para usarse con Sensores en Aplicaciones
Biomédicas"**

**Proyecto de Topics Especiales
Laboratorio de Electronica Médica**

**Previa a la obtención del Título de:
INGENIERO ELECTRÓNICO**

**Presentado por:
Germán Vargas López**

**Guayaquil - Ecuador
1997**

AGRADECIMIENTO

Al Ing. Miguel Yapur
Director del Topico, por
su ayuda y aceptacion de
este trabajo.

DEDICATORIA

A Mis Padres el Dr.
German Vargas y la Dra.
Nancy López de Vargas y
mi hermano Daniel .

.....
ING. ARMANDO ALTAMIRANO
Presidente del Tribunal

.....
ING. MIGUEL YAPUR AUAD
Director del Tópico

.....
ING. RODRIGO BERREZUETA
Miembro del Tribunal

.....
ING. ISRAEL ARELLANO
Miembro del Tribunal

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en este trabajo, me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL).

.....
German Vargas López

Resumen

Dado el auge en el uso del computador en diversas actividades del mundo de hoy, especialmente en las áreas de Ingeniería y Medicina; me he propuesto realizar un dispositivo de adquisición de señales analógicas para aplicaciones donde sean necesarias mediciones de parámetros tales como temperatura, presión y otras.

El sistema esta compuesto de cuatro etapas: la primera consiste en los sensores o transductores, un módulo de acondicionamiento de señales, un modulo interfaz - convertidor analógico digital y finalmente un computador con su software.

INDICE GENERAL

RESUMEN	I
INDICE GENERAL	II
INDICE DE FIGURAS	V
INDICE DE TABLAS	VI
INTRODUCCION.....	1
 CAPITULO I	
DESCRIPCIÓN DEL DISPOSITIVO DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES	2
1.1 GENERALIDADES.	2
 CAPÍTULO II	
DISEÑO DEL EQUIPO DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES	5
2.1 MODULO DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL	6
2.1.1 <i>Graficación de la onda de presión sanguínea mediante el método oscilométrico.</i>	6
2.1.2 <i>El Método Oscilométrico.</i>	7
2.1.3 <i>Detalle del Circuito de Acondicionamiento del Sensor de Presión MPX5050GP</i>	7
2.1.3.1 Descripción del Circuito Acondicionador	10
2.1.4 <i>Detalle del Circuito de Acondicionamiento del sensor LM335 para medir Temperatura</i>	14
2.2 MODULO DE ADQUISICIÓN DE DATOS USANDO EL PUERTO SERIAL DE LA PC	20
2.3 DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA USADO EN EL EQUIPO DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES.	22

2.3.1 Listado de Diagramas de Flujo del Programa.....	24
---	----

CAPÍTULO III

DESCRIPCIÓN TEÓRICA DE LOS SENSORES UTILIZADOS 29

3.1 SENSOR DE PRESIÓN HECHO DE MATERIAL SEMICONDUCTOR.....	29
--	----

3.1.1 Clases de Sensores de Presión.....	31
--	----

3.1.2 Diferencias entre los sensores de presión de semiconductor con las galgas extensométricas en configuración Puente de Wheatstone.....	34
--	----

3.1.3 El sensor de Presión Motorola MPX5050.....	35
--	----

3.1.3.1 Características:	35
--------------------------------	----

3.1.3.2 Función de Transferencia del Sensor.....	38
--	----

3.2 SENSORES DE TEMPERATURA:.....	39
-----------------------------------	----

3.2.1 El Termistor.....	39
-------------------------	----

3.2.1.1 Ventajas y Desventajas de un Termistor.....	41
---	----

3.2.2 Sensor de Temperatura de Precisión LM335.....	42
---	----

3.2.2.1 Características Importantes:.....	43
---	----

3.2.2.2 Calibración del LM335.....	43
------------------------------------	----

3.3 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL EN EL DISEÑO DE APLICACIONES DONDE SE USAN SENSORES.....	45
---	----

3.3.1 Importancia del Ajuste de Offset.....	46
---	----

3.3.2 La Función de Transferencia de la Etapa de Ganancia y Desplazamiento usando dos amplificadores operacionales.....	48
---	----

CAPÍTULO IV

CONSTRUCCIÓN DEL EQUIPO DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES..... 52

4.1 DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS.....	54
---------------------------------	----

4.2 LAYOUT Y FOTOGABADO DEL CIRCUITO DE ADQUISICIÓN DE DATOS.....	59
---	----

4.3 LAYOUT Y FOTOGABADO DEL MODULO ACONDICIONADOR.....	61
--	----

4.4 LISTAS DE MATERIALES..... 63

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

BIBLIOGRAFÍA

APENDICES

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA.....	2
FIGURA 2. SENSOR DE PRESIÓN MPX5050GP	8
FIGURA 3. AMPLIFICADOR DE LA SEÑAL DE OSCILACIÓN	11
FIGURA 4. RESPUESTA DE FRECUENCIA DEL FILTRO.....	12
FIGURA 5. SEÑAL PB EN LA SALIDA DEL SENSOR DE PRESIÓN.....	13
FIGURA 6. SEÑAL DE OSCILACIÓN EXTRAÍDA DE LA SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE LA FIGURA 3.....	13
FIGURA 7. CIRCUITO DE SENSOR LM335 DE TEMPERATURA BÁSICO.....	14
FIGURA 8. RELACIÓN ENTRE VOLTAJE DE SALIDA DEL LM335 VS. TEMPERATURA (°K)	15
FIGURA 9. USO DEL MÉTODO DE GANANCIA Y DESPLAZAMIENTO PARA APROVECHAR EL RANGO DEL CONVERTIDOR A/D	17
FIGURA 10. IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR PARA EL LM335	18
FIGURA 11. INTERFAZ GRÁFICA DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES	23
FIGURA 12. SALIDA DE UN TRANSDUCTOR VS. PRESIÓN DIFERENCIAL	30
FIGURA 13. ELEMENTO DE SENSOR SIN COMPENSACIÓN	31
FIGURA 14. SENSOR DE PRESIÓN DIFERENCIAL	32
FIGURA 15. SENSOR GAGE	32
FIGURA 16. SENSOR DE PRESIÓN ABSOLUTA.....	33
FIGURA 17. ESQUEMA DEL SENSOR DE PRESIÓN MPX5050	36
FIGURA 18. DIAGRAMA DE SECCIÓN TRANSVERSAL DEL SENSOR	36
FIGURA 19. FILTRO DE DESACOPLE PARA EL SENSOR A LA ENTRADA DE UN MP	37
FIGURA 20. SALIDA VS PRESIÓN DIFERENCIAL	38
FIGURA 21. CARACTERÍSTICA RESISTENCIA VS. TEMPERATURA DE UN TERMISTOR	40
FIGURA 22. POSICIONAMIENTO DEL RANGO A PLENA ESCALA DE UN SENSOR DENTRO DEL RANGO DINÁMICO DE UN CONVERTIDOR A/D.....	47
FIGURA 23. ETAPA DE AMPLIFICACIÓN CON DOS OPERACIONALES.	48

INDICE DE TABLAS

TABLA I. DIFERENCIAS ENTRE SENSORES DE PRESIÓN	34
TABLA II. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LOS TERMISTORES	42
TABLA III. CIRCUITO DE ADQUISICIÓN DE DATOS	63
TABLA IV. CIRCUITOS ACONDICIONADORES DE TEMPERATURA	64
TABLA V. CIRCUITO ACONDICIONADOR DEL SENSOR MPX5050GP	65

Introducción

Este proyecto trata específicamente sobre la construcción de un equipo digital de adquisición de señales junto con su software para mostrar de manera visual en una PC, señales tomadas de sensores de temperatura, presión, esfuerzo, humedad o señales tales como biopotenciales usando electrodos.

Este sistema consta de dos partes importantes, una de hardware (circuitaria electrónica) y una de software (programación) usando como ambiente el sistema operativo Windows 95 ®.

Esta aplicación o programa informático fue implementado usando el lenguaje de programación Visual Basic 5.0 . Este programa se encarga de la comunicación entre la PC mediante el puerto serial y el circuito , también realiza los cálculos necesarios para transformar los voltajes medidos a las unidades de medición apropiadas para las señales analógicas y finalmente en realizar una presentación gráfica de esas variables usando una interfaz de usuario implementada para este propósito.

El circuito consta de dos módulos, un circuito de acondicionamiento de señal de 3 entradas y un circuito interfaz y convertidor analógico - digital. La etapa de acondicionamiento realiza funciones de amplificación, filtrado analógico y offset; mientras que, el circuito interfaz realiza funciones de conversión analógica y digital y comunicación serial vía RS232.

Capítulo I

Descripción del Dispositivo de Adquisición de Señales

1.1 Generalidades.

Para entender lo que realiza este sistema es necesario esquematizarlo mediante el diagrama de bloques que se muestra en la figura 1.

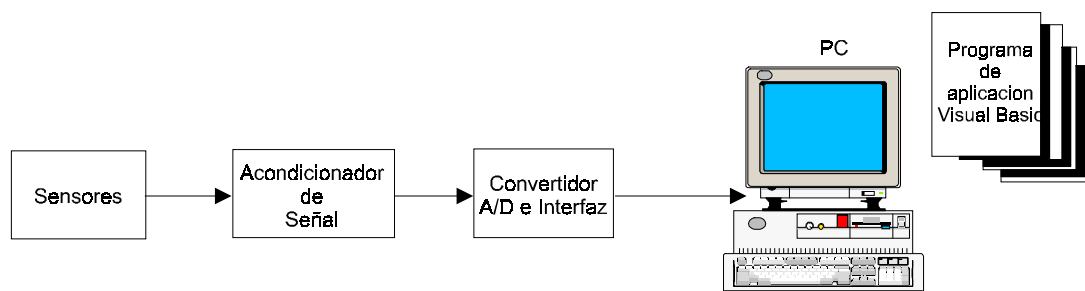


Figura 1. Diagrama de Bloques del Sistema

Observando este diagrama podemos ubicar los componentes principales de un sistema de adquisición de datos.

Sensores: Son elementos que convierten variables físicas en señales eléctricas y que transmiten estas señales a dispositivos de acondicionamiento o sistemas de adquisición. Entre las variables físicas mas comunes están : temperatura, presión, esfuerzo, movimiento, humedad, etc.

Acondicionadores de Señales: Son dispositivos que amplifican y filtran las señales que envían los sensores y da como resultado un voltaje. También aíslan las señales del ruido eléctrico el cual puede alterar dramáticamente sus atributos. También los acondicionadores de señal pueden rectificar señales pequeñas y también protegen a las computadoras de sobre voltajes.

Los convertidores Analógico - digital (A/D): Son aquellos que convierten parámetros eléctricos como voltajes o corrientes a un formato digital de tal manera que pueda ser leído por una computadora. La conversión analógica - digital es una operación donde las señales de entrada son comparadas con un voltaje de referencia para luego ser convertidas a una fracción y finalmente ser codificada mediante un formato digital.

Computador: Este equipo , mediante los adecuados procesos de software, permite el análisis y el almacenamiento de los datos obtenidos dentro de una unidad de disco duro o disquete. El usuario de la PC puede escribir sus propias rutinas de control y de

análisis mediante lenguajes de programación estandar como el C++, Assembler, Visual Basic o usar paquetes informáticos especializados tales como: LabView de la National Instruments.

Capítulo II

Diseño del Equipo de Adquisición de Señales

El equipo de adquisición de señales que se va a diseñar es un sistema simple conformado por dos módulos o circuitos, los sensores y finalmente un programa informático encargado de la presentación gráfica de las variables que se van a medir. Los dos módulos corresponden al circuito convertidor analógico - digital y el circuito de acondicionamiento de señal para los sensores.

Los sensores empleados en este proyecto son tres:

- Un termistor
- Un sensor semiconductor de temperatura LM335
- Un sensor de presión MPX5050GP

2.1 Modulo de Acondicionamiento de Señal

En este sub-capítulo, voy a explicar en detalle el uso del circuito acondicionador para distintos sensores como, el MPX5050GP, y el LM335.

Primero, se explicará el uso del MPX5050GP (sensor de presión) en una aplicación que es el de graficar la onda de presión de un brazal (presiometro) y la forma que este procedimiento puede ayudar a determinar la presión sanguínea en una forma no invasiva. Luego, describiré el circuito empleado para acondicionar la señal de un sensor de temperatura hecho de semiconductor.

2.1.1 Graficación de la onda de presión sanguínea mediante el método oscilométrico.

Aquí, describiré el concepto de un graficador de presión sanguínea usando un sensor de presión, un circuito de acondicionamiento de señal, una interfaz convertidor analógico - digital y el software empleado. El sistema sensor lee la presión de un brazal (presiometro) y extrae los pulsos para análisis y la posible determinación de la presión sistólica y diastólica.

Este circuito usa un sensor integrado de 50 KPa (Motorola MPX5050GP) que me brinda un rango de presión de 0 mmHg hasta 300 mmHg.

2.1.2 El Método Oscilométrico.

Este método es el empleado por la mayoría de los dispositivos de medición automáticos no invasivos. Una extremidad y su vasculatura son comprimidas mediante el uso de un brazal de compresión inflable.

El principio de medición del método oscilométrico consiste en la medición del cambio de la amplitud de la señal de presión cuando el brazal es inflado por encima de la presión sistólica. La amplitud, de pronto, crece grandemente mientras que el flujo sanguíneo atraviesa la oclusión. En este punto uno se encuentra con la presión sistólica. A medida que la presión del brazal es reducida, la pulsación incrementa en su amplitud, hasta que alcanza un máximo y luego disminuye rápidamente. El índice de la presión diastólica es tomado donde esta rápida transición ocurre. Por lo tanto, la presión sistólica sanguínea y la presión diastólica sanguínea son obtenidas al identificar la región donde exista este rápido incremento y decrecimiento en la amplitud de los pulsos respectivamente. La presión arterial media se localizará en el punto de máxima oscilación.

2.1.3 Detalle del Circuito de Acondicionamiento del Sensor de Presión MPX5050GP

Refiriéndonos a la figura 2, el sensor de presión MPX5050GP puede ser conectado ya sea directamente al dispositivo de adquisición de datos o al circuito acondicionador. Si se conecta el sensor de presión directamente al equipo de adquisición de datos este

brinda una señal en la entrada que va de 0.2 Vdc a 0 mmHg hasta 4.7 Vdc a 375 mmHg de presión aplicada; mientras que si se conecta este sensor al circuito acondicionador y este a su vez al equipo de adquisición de datos en la entrada del convertidor aparece una señal que va de 0.005 V hasta 3.5 V.

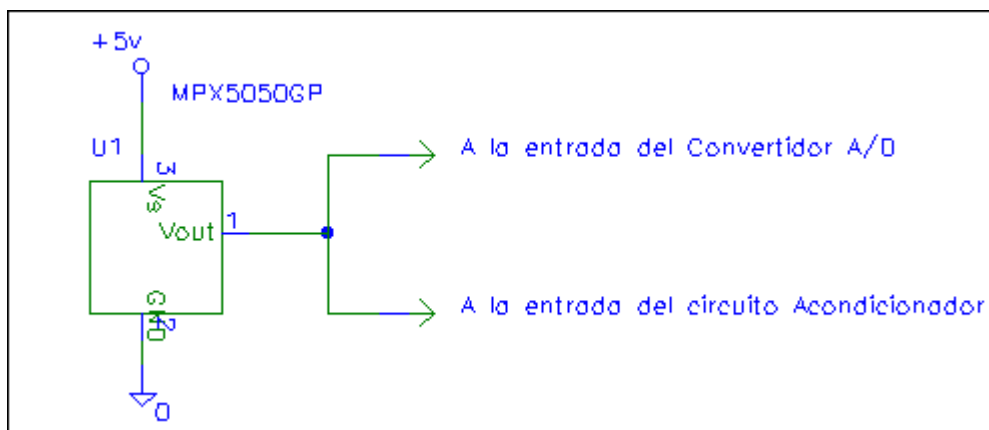


Figura 2. Sensor de Presión MPX5050GP

Como el equipo de adquisición de datos tiene un convertidor cuyo voltaje de referencia es de 5 V y además la resolución del convertidor analógico digital es de 8 bits entonces con esto es posible definir el conteo que me envía el convertidor A/D al computador de tal manera que se puede definir los límites de unidades de presión.

Este conteo se define así:

$$\text{Conteo} = \frac{V_{X_{\text{der}}} - V_{\text{RL}}}{V_{\text{RH}} - V_{\text{RL}}} \times (2^8 - 1)$$

Siendo $V_{X_{\text{der}}}$ - voltaje del transductor

V_{RH} y V_{RL} - Son los voltajes de referencia del convertidor

El conteo a 0 mmHg, tenemos un voltaje $V_{Xdcr} = 0.2$ V

$$\text{conteo} = \frac{0.2 - 0}{5 - 0} \times 255 \approx 10$$

El conteo a 300 mmHg teniendo un voltaje $V_{Xdcr} = 3.8$ V

$$\text{conteo} = \frac{3.8 - 0}{5 - 0} \times 255 \approx 194$$

Por lo tanto la resolución es $194 - 10 = 184$ conteos. Esto se traduce en una resolución en unidades de presión como:

$$\text{resolucion} = \frac{\text{Presion maxima} - \text{Presion minima}}{\text{conteo}}$$

$$\text{resolucion} = \frac{300 \text{ mmHg} - 0 \text{ mmHg}}{184} = 1.63 \text{ mmHg}$$

El sistema utilizado para la adquisición de datos es de tipo radiométrico, pues cuando el sensor de presión es conectado directamente al equipo este es alimentado por el mismo equipo con un voltaje igual al voltaje de referencia (5 Vdc). Es decir que las variaciones de voltaje del sistema de alimentación del equipo de adquisición no tendrá ningún efecto sobre la exactitud de la medición del sensor de precisión.

2.1.3.1 Descripción del Circuito Acondicionador

La presión del brazal (PB) es sensada usando un transductor de presión integrado hecho por Motorola. La salida de este sensor puede ser usada de dos maneras, una consiste en medir la presión del brazal , mientras que la otra es de usar esta salida para procesarla analógicamente para así, obtener las oscilaciones o pulsos necesarios para aplicar el método oscilométrico.

Puesto que el sensor usado (MPX5050GP) tiene su propio circuito de acondicionamiento internamente mediante su propio opamp, la presión del brazal puede ser directamente conectada a un convertidor analógico - digital. El otro método descrito, amplificará y filtrará la señal de presión del brazal para extraer una versión amplificada de las oscilaciones dentro de la señal de presión del brazal, la cual es causada por la expansión del brazo del sujeto cada vez que la presión en el brazo se incrementa durante la sístole del corazón.

La salida del sensor consta de dos señales, una señal de oscilación (aprox. 1 Hz) sobre la señal de presión del brazal PB (≤ 0.04 Hz). Por consiguiente, un filtro paso alto de dos polos es diseñado para bloquear la señal PB antes de amplificar la señal de oscilación. Si la presión PB no es apropiadamente atenuada, el nivel de voltaje base de la señal oscilante no será constante y la amplitud de cada oscilación no tendrá la misma referencia para luego compararlas. La figura 3 muestra el circuito amplificador de la señal de oscilación.

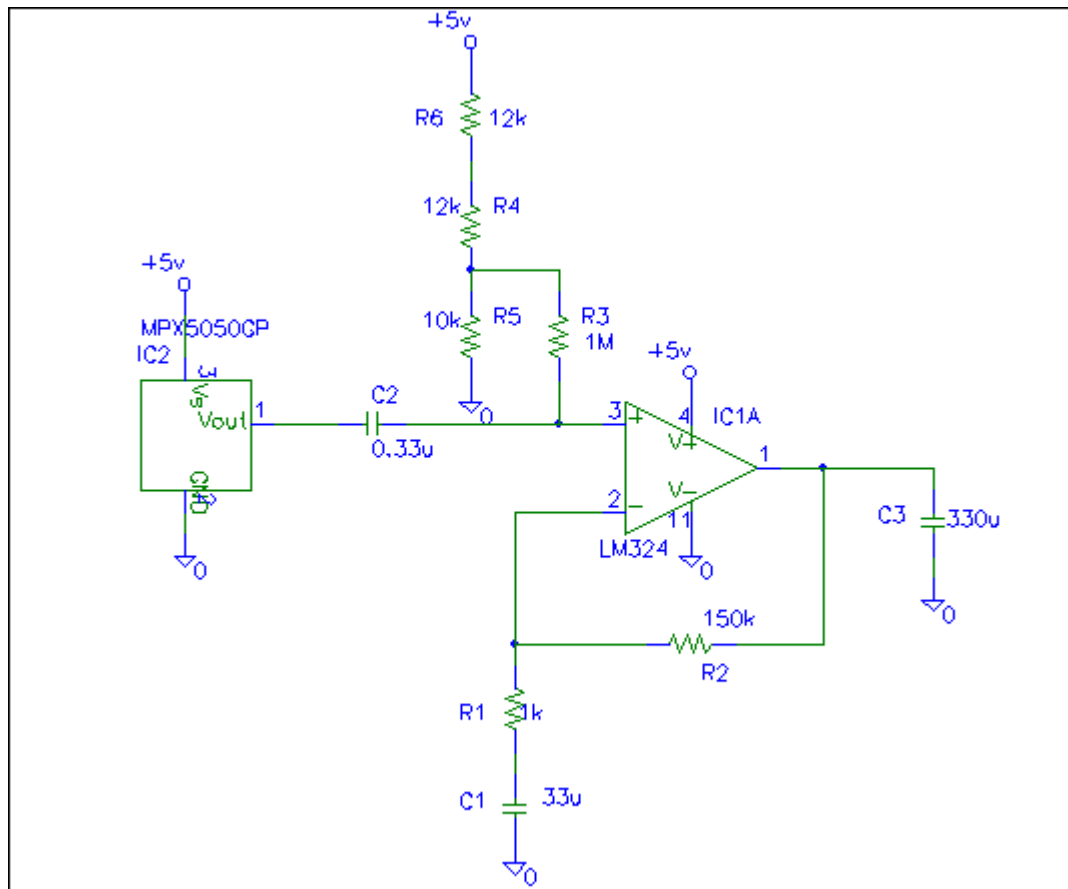


Figura 3. Amplificador de la Señal de Oscilación

El filtro consiste de dos redes RC las cuales determinan dos frecuencias de corte (polos). Estos dos polos son escogidos de tal manera que la señal de oscilación no sea distorsionada ni perdida. Estas dos frecuencias de corte pueden ser aproximadas mediante las siguientes ecuaciones:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

La figura 4 describe la respuesta de frecuencia del filtro. Esta gráfica no incluye la ganancia de amplificación del circuito.

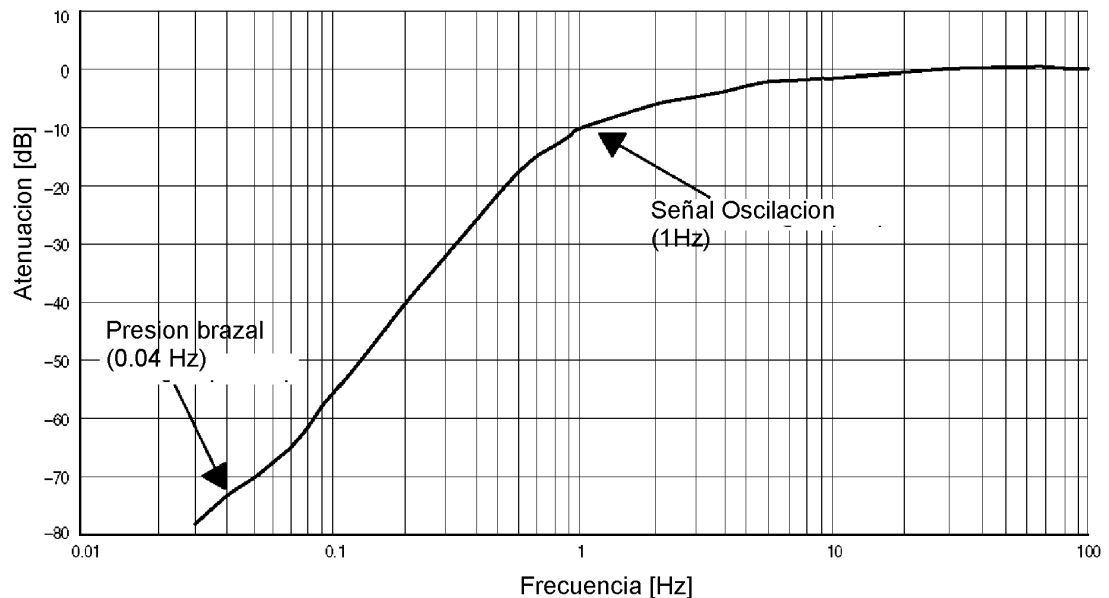


Figura 4. Respuesta de Frecuencia del Filtro.

La señal de oscilación varía de persona a persona, de hecho varía desde menos de 1 mmHg hasta 3 mmHg. A partir de la función de transferencia del MPX5050GP, esto se traduce a un voltaje de salida de 12 mV hasta 36 mV. Debido a que el filtro ofrece una atenuación de 10 dB a una señal de 1 Hz, la señal de oscilación decae a valores de 3.8 mV hasta 11.4 mV respectivamente.

Un factor de amplificación de 150 es escogido en el diseño del circuito para que la señal de oscilación esté dentro del límite de salida del amplificador (5 mV hasta 3.5 V). La figura 5 muestra la salida tomada directamente del sensor de presión y la figura 6 muestra la señal de oscilación extraída de la salida del amplificador.

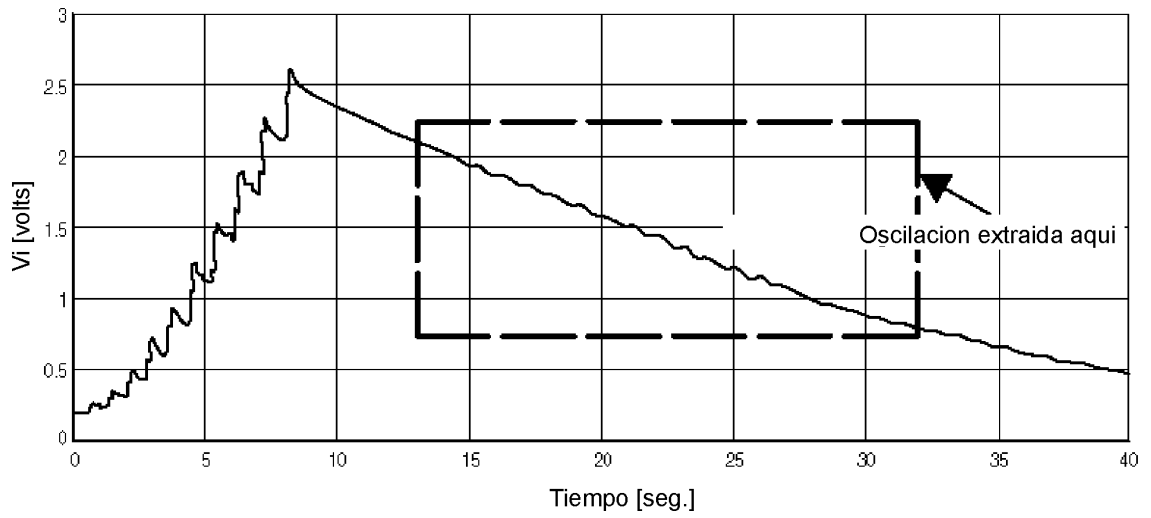


Figura 5. Señal PB en la salida del sensor de presión

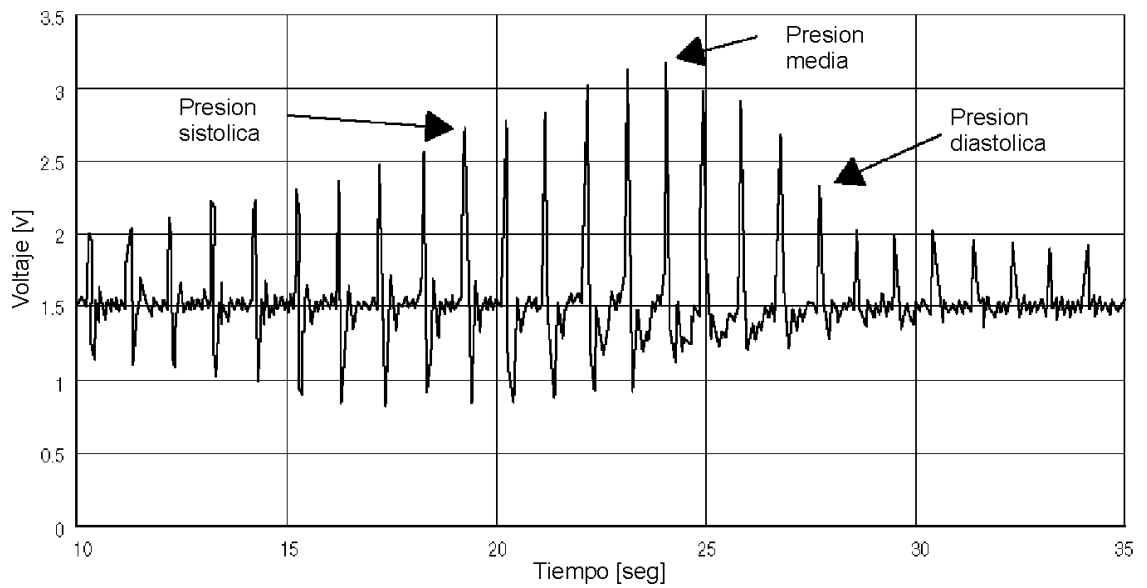


Figura 6. Señal de oscilación extraída de la salida del amplificador de la figura 3

2.1.4 Detalle del Circuito de Acondicionamiento del sensor LM335 para medir Temperatura.

En este proyecto voy a explicar el uso del sensor LM335 en mediciones de temperatura. En este caso, veremos que el voltaje de excursión del sensor es una pequeña porción del rango del convertidor analógico - digital usado en este proyecto. Por consiguiente, se explicará el diseño de un circuito de acondicionamiento de ganancia y desplazamiento el cual mejorará la exactitud de la medición.

El LM335 es un sensor de temperatura de precisión que funciona de forma similar a un regulador de 2 terminales o diodo zener. Un circuito típico que es usado en el proyecto, se muestra en la figura 7.

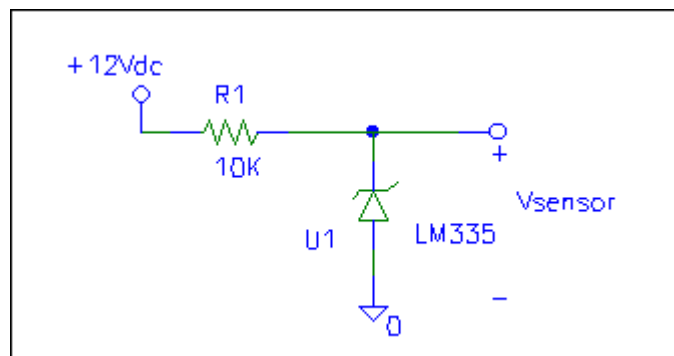


Figura 7. Circuito de Sensor LM335 de Temperatura Básico

Viendo en las hojas de especificaciones del LM335, encontramos que la curva de transferencia del LM335 presenta una relación lineal entre voltaje de salida vs. Temperatura ($^{\circ}\text{K}$), con una pendiente o factor de escala de $10 \text{ mV}/^{\circ}\text{K}$. Con esto si el

sensor mide una temperatura de $T(^{\circ}\text{C}) = 20$ esto implica que $T(^{\circ}\text{K}) = T(^{\circ}\text{C}) + 273 = 293$ °K, por lo tanto el LM335 tendrá un voltaje de salida de 2.93 V.

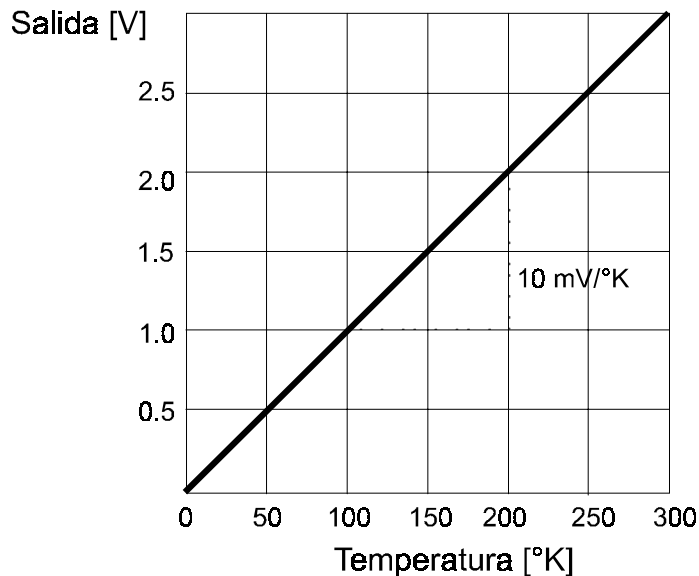


Figura 8. Relación entre Voltaje de Salida del LM335 vs. Temperatura (°K)

Usando un resistor de 10K, la corriente nominal inversa del LM335 es

$$\frac{12 - 2.93}{10\text{K}} = 907 \mu\text{A} \text{ o nominalmente } 1 \text{ mA. Por lo tanto la potencia disipada del}$$

LM335 es $1 \text{ mA} * 2.93 \text{ V} = 2.93 \text{ mW}$. Al limitar esta corriente inversa a 1 mA permite evitar que el LM335 disipe por si mismo calor, lo cual causaría lecturas de temperaturas mayores que lo normal.

Si asumimos que el circuito de la figura 7 es conectado a la entrada de un convertidor analógico - digital de 8 bits, donde el voltaje de referencia es de +5 Vdc. La temperatura en grados centígrados puede ser calculado tomando el valor de conteo del convertidor A/D:

$$V_{\text{LM335}} = \text{conteo} \times \frac{5.00}{256}$$

$$T(^{\circ}\text{C}) = (V_{\text{LM335}} * 100) - 273$$

El voltaje de salida del LM335 tiene un factor de 10 mV/°K. Por tanto, a temperaturas de 0°C hasta 100°C , los voltajes serán de 2.73 y 3.73 respectivamente.

Desafortunadamente el rango de conversión del ADC va desde 0V hasta 5V, esto implica una considerable pérdida de exactitud debido a errores de cuantización. Hay que notar que para un convertidor A/D de 8 bits hay 256 niveles de cuantización que sobre el rango de 0 V hasta 5 V da como resultado una resolución de 20 mV. Esto correspondería a un error de 2°C lo cual resultaría absurdo pensar en usarse para medir parámetros como la temperatura corporal de una persona.

La solución a este problema y la que voy a presentar a continuación es de emplear un circuito que adicione una ganancia al voltaje de salida del LM335 y luego le reste un voltaje de offset.

En el proyecto, el modulo de acondicionamiento de señal contiene un circuito diseñado para medir temperaturas desde -5 hasta 105 °C, lo cual correspondería a voltajes de salida del LM335 de 2.68 y 3.78 V, osea una diferencia de 1.10 V. Si le insertamos a esta variación una ganancia de $\frac{5-0}{1.10} = 4.545$, los puntos máximo y mínimo de voltaje serian 12.18 y 17.18 V respectivamente. Aquí vemos que la diferencia entre ambos valores es de 5 V. Si le sumamos un offset de -12.18, entonces los dos puntos serán 0.0 y 5.0 V. Esto se muestra en la figura 9.

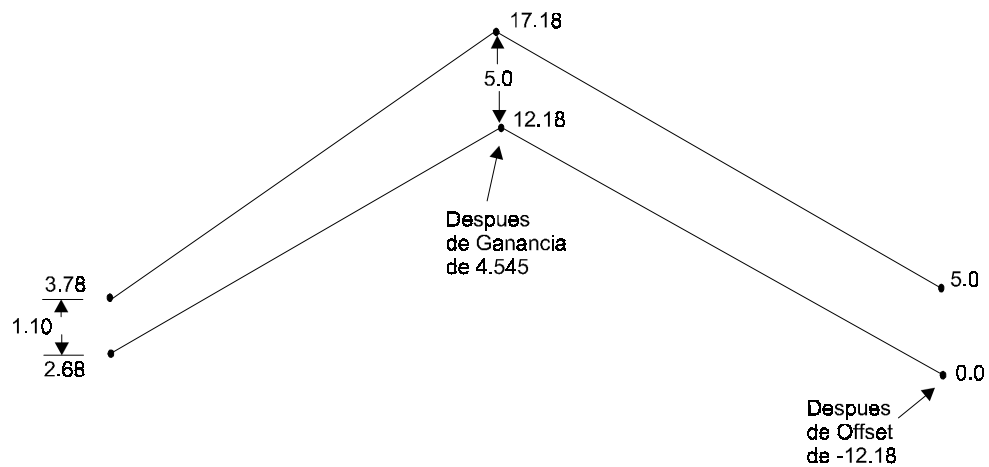


Figura 9. Uso del método de ganancia y desplazamiento para aprovechar el rango del convertidor A/D

Sin embargo, al implementar estos requerimientos de ganancia y offset usando circuitos amplificadores operacionales como el LM324 debemos tomar en cuenta los niveles de voltaje de saturación, pues para el LM324 el límite de salida bajo es de 20 mV por encima del nivel bajo de alimentación, que para este circuito es la tierra. Si nos basamos en la suposición inicial de medir temperaturas dentro del rango de -5 hasta 105°C, correspondiente a los voltajes del sensor de 2.68 y 3.78, se necesitará de hecho un circuito de ganancia y desplazamiento que mapee 2.68 V a 0.05 V (nivel bajo) y 3.78 a 5.0 V (nivel alto). Por lo tanto la ganancia real deberá ser de $\frac{5 - 0.05}{1.10} = 4.5$. Y para el desplazamiento el valor del offset deberá ser de $-(2.68 - 0.05) * 4.5 = -11.835$.

Observando el circuito de la Figura 10 se puede obtener la fórmula del voltaje de salida de esta implementación, que en resumen es:

$$V_o = V_{\text{sensor}} \times \text{Ganancia} - \text{Offset} \quad (1)$$

$$V_o = V_{\text{sensor}} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) - V_{\text{ref}} \times \frac{R_3}{R_4} \quad (2)$$

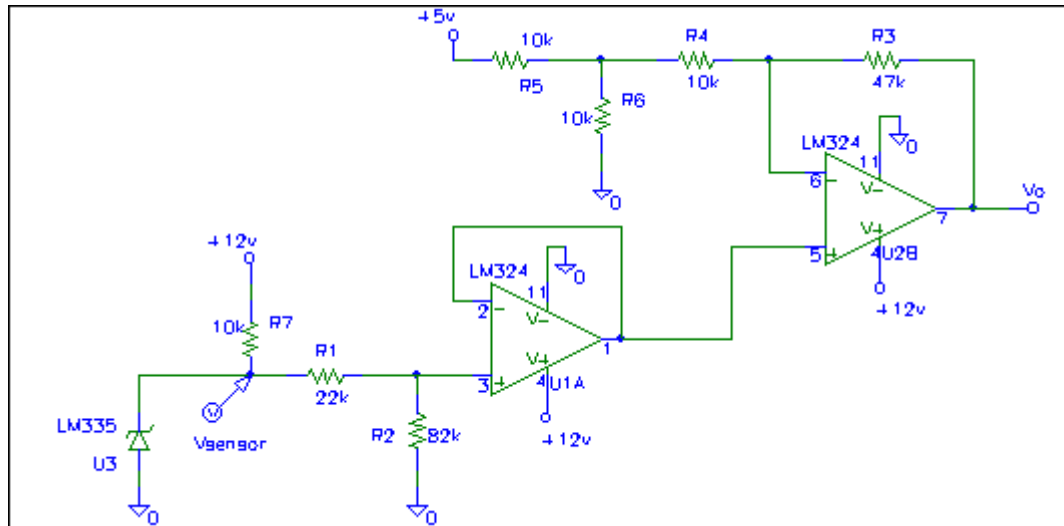


Figura 10. Implementación del circuito acondicionador para el LM335

Para el diseño en cuestión la fórmula sería:

$$V_o = V_{\text{sensor}} * 4.5 - 11.835 \quad (3)$$

Aquí vemos que el Offset debe ser $(V_{\text{ref}} * R_3 / R_4) = 11.835$; si $V_{\text{ref}} = 2.5$ V entonces

la relación $\frac{R_3}{R_4} = \frac{11.835}{2.5} = 4.734$. Esto sugiere la elección de los resistores $R_3 = 47\text{K}$

y $R_4 = 10\text{K}$. Ahora en cuanto a la ganancia; $\frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) = 4.5$, entonces

$$\frac{R2}{R1 + R2} = \frac{4.5}{(1 + 4.734)} = 0.785 \text{ o que } R2/R1 = 3.65. \text{ Por lo tanto, se elige } R2 = 82K \text{ y}$$

$$R1 = 22K.$$

Usando los valores de resistencias elegidos y reemplazando estos mismos en la ecuación general:

$$V_o = V_{\text{sensor}} * 4.49 - 11.75 \quad (4)$$

Despejando V_{sensor} tenemos:

$$V_{\text{sensor}} = 0.2238 * V_o + 2.619 \quad (5)$$

Si V_o esta cerca del nivel de referencia a tierra, digamos a 30 mV entonces V_{sensor} seria de 2.63 V, que correspondería a una temperatura de -10°C . Si V_o esta cerca de 5 V entonces V_{sensor} seria de 3.73 que correspondería a 101°C aproximadamente.

Ademas, si tomamos en cuenta los errores debido a la cuantización (implícito del convertidor A/D), podemos hallar el grado de incertidumbre en la medición de la temperatura. Como en el proyecto se utiliza un convertidor de 8 bits con un rango de hasta 5 V, vemos que la mínima resolución es de 0.0195 V, usando la expresión (5) vemos que este error en el sensor es de 4.36 mV lo que correspondería a una inexactitud en temperatura de 0.44°C , lo cual es aceptable en algunas aplicaciones.

2.2 Modulo de Adquisición de Datos usando el Puerto Serial de la PC.

El circuito que voy a describir cuando se encuentra en funcionamiento, esperará que un byte le sea enviado por la computadora antes de que empiece la conversión analógica - digital y luego envía de regreso el dato de conversión al computador usando para esto un formato serial de 8 bits, sin paridad y 1 bit de parada a una velocidad de transmisión de 9600 bps.

El circuito esta basado en el uso del chip CDP6402C de la Harris Semiconductors que realiza las funciones de UART (Transmisor y Receptor Serial Asincrónico Universal). Este chip podría decirse es el cerebro de la operación y realiza la conversión de datos en formato paralelo a un formato serial para su transmisión.

La conversión analógica - digital es realizada por el ADC0804 de la National Semiconductors, mientras que el MAX2332 (Maxim Inc.) que convierte niveles de voltaje TTL / CMOS a niveles de voltaje de acuerdo al estandar RS-232. El 74HC4060 es un oscilador/divisor el cual es usado para generar el reloj al UART.

El convertidor analógico - digital (ADC0804) comienza la conversión cuando el pin del UART Data Received (DR) esta activado. Esta salida DR (Data Received) se activa cuando esta a un nivel de voltaje alto, mientras el pin WR (nWrite) en la entrada del convertidor A/D se activa cuando hay un nivel bajo. Observando las hojas de especificaciones la operación ADC0804, vemos que en la transición de nivel alto a bajo de la entrada nWrite los registros internos de desplazamiento y de aproximaciones sucesivas son apagados (reset). Si se mantiene a la entrada nWrite en

ese estado el convertidor A/D permanecerá en reset. El proceso de conversión empezará cuando una transición de bajo a alto ocurre en la entrada nWrite.

Por lo tanto, regresando al circuito, la salida Data Received permanecerá en un nivel bajo siempre y cuando no haya recibido datos del computador, de este modo el convertidor A/D permanecerá en el modo reset. Cuando los datos son recibidos por el UART, una transición de bajo a alto ocurrirá en la salida Data Received que a su vez es transmitida esta al pin nWrite del convertidor A/D.

Esta transición de bajo a alto pondrá al ADC0804 en funcionamiento y realizará la conversión a formato digital de los voltajes analógicos a la entrada del mismo. Una vez que haya finalizado la conversión, la salida de Interrupción nINT tomará su valor de activación a un nivel de voltaje bajo. Esta señal luego es usada para indicar al UART que puede enviar los datos que se encuentran residentes en las entradas del Registro Buffer de Transmisión (entradas TBR8 hasta TBR1). Además, la salida nINT es también conectada al pin Data Received Reset del UART de tal forma que resetee la salida Data Received. Finalmente el circuito estará de nuevo listo para repetir el proceso una vez que reciba el siguiente byte desde el computador.

2.3 Descripción del Programa usado en el Equipo de Adquisición de Señales.

El equipo de adquisición de señales tiene una interfaz RS232 el cual es usado para comunicarse con un computador, la conexión entre estos equipos se lo hace usando un conector DB9.

El programa esencialmente le pide al circuito que inicie la conversión y le transmita el resultado, luego este lo convierte al formato de unidades especificado por el usuario para luego mostrarlo de manera gráfica, usando un graficador y un indicador LCD.

Ademas el software permite que el usuario ingrese parámetros de acondicionamiento de señal lo cual es de mucha utilidad en las mediciones de presión y temperatura. También, el usuario puede guardar los datos obtenidos de una medición en un archivo de tipo texto, así como también puede cargar estos mismos archivos desde el programa.

En el ventana de presentación de los resultados (Figura 11) vemos los principales elementos que conforman esta interfaz, en el se presentan varios indicadores y elementos de control para el usuario. Ademas, existen dos elementos no visibles en el interfaz, estos son el temporizador (Timer) y el control MSComm.

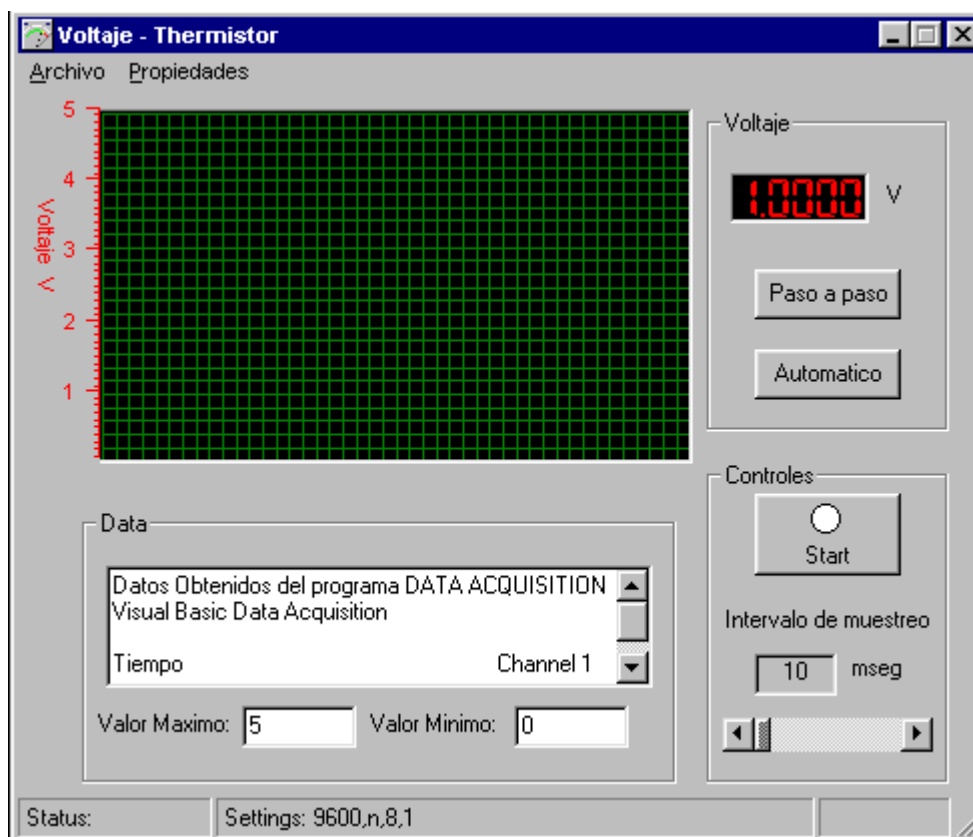


Figura 11. Interfaz Gráfica del sistema de adquisición de señales

Este programa utiliza los eventos del temporizador para enviar un caracter ASCII al circuito de adquisición de señales para iniciar la conversión, los eventos del control de comunicaciones MSCComm son usados cuando este notifica al programa que ha recibido una secuencia de bits (dato) del circuito convertidor y a su vez el programa decide basándose en los parámetros ingresados por el usuario que operación deberá realizar. Las operaciones que realiza son cuatro:

- Conversión de voltaje de salida de un termistor a temperatura en °C.
- Conversión de voltaje de salida del LM335 a temperatura en °C
- Conversión de voltaje de salida del MPX5050GP a presión en mmHg

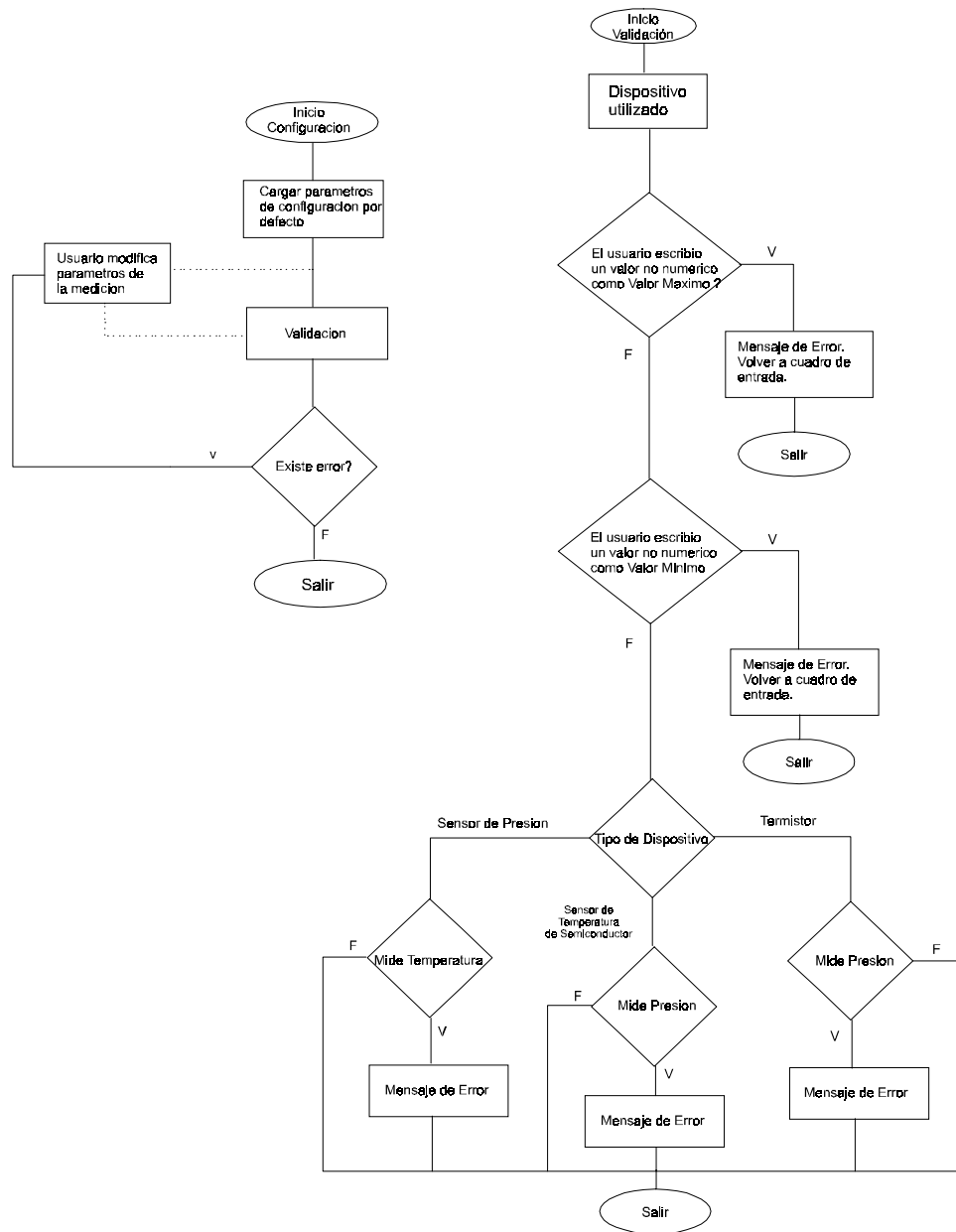
- Presentación gráfica de los resultados convertidos a unidades y valores en voltios.

2.3.1 Listado de Diagramas de Flujo del Programa.

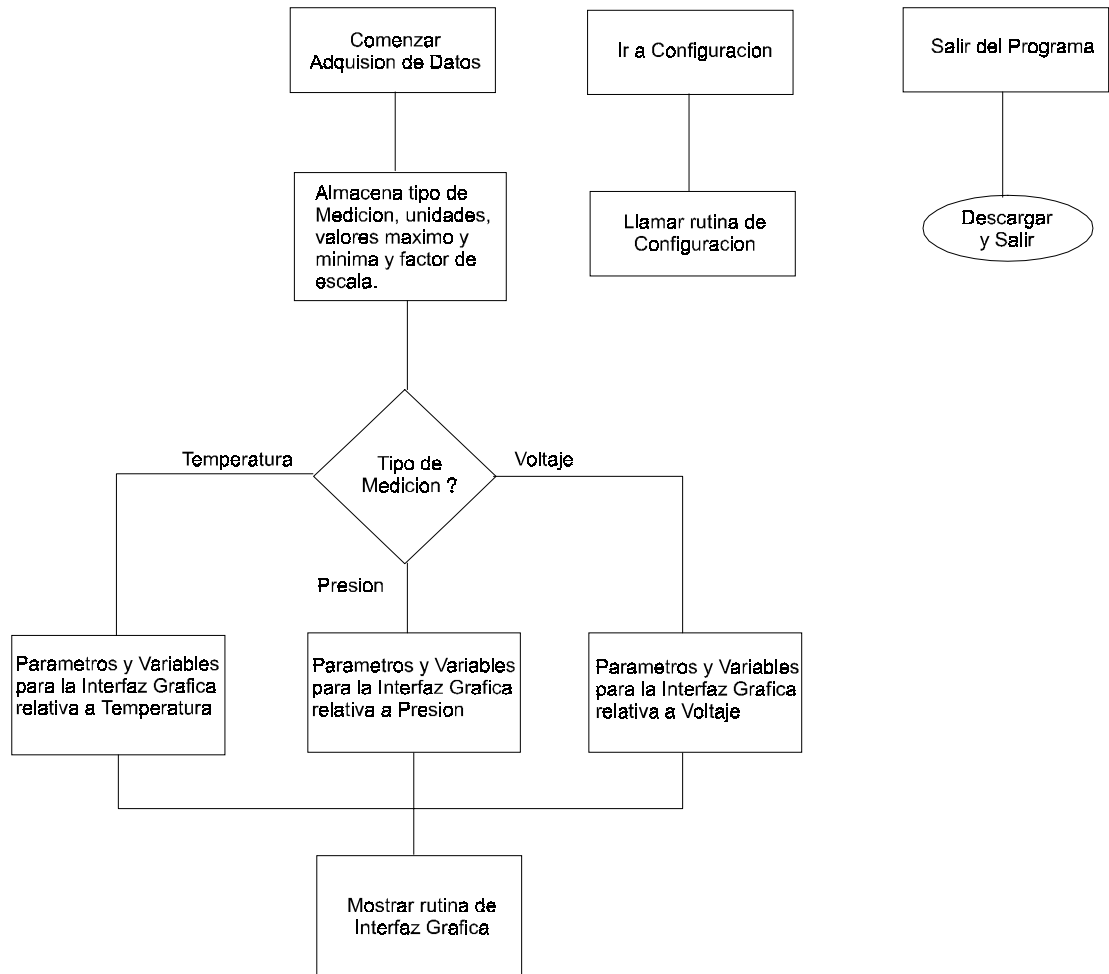
Se mostrarán los principales diagramas de flujo en que se basa el programa de aplicación, los cuales son:

- Configuración del Programa
- Programa Principal
- Algoritmos Empleados en conversión de Voltaje a Unidades de Medida
- Interfaz Gráfica y Algoritmo de Comunicaciones

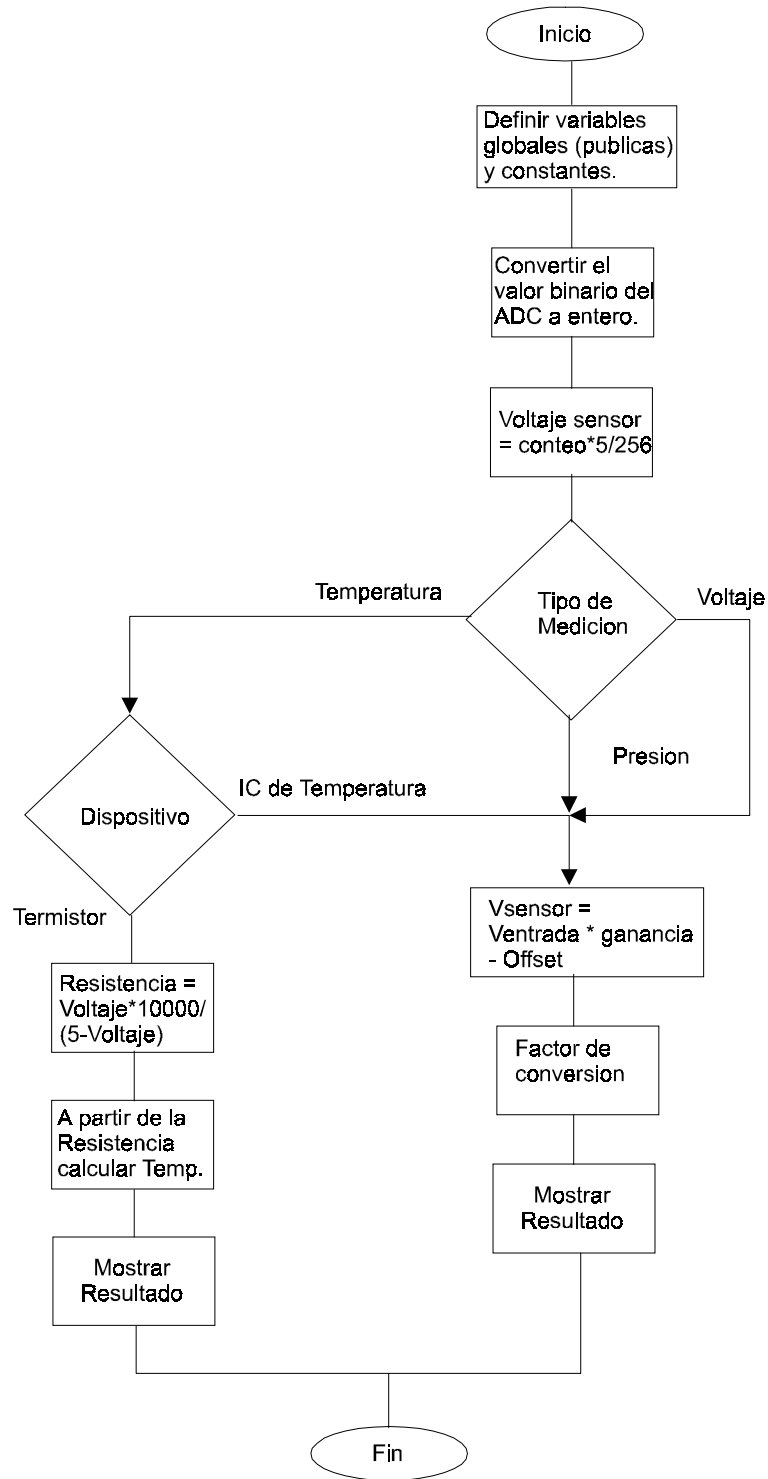
Configuración del Programa



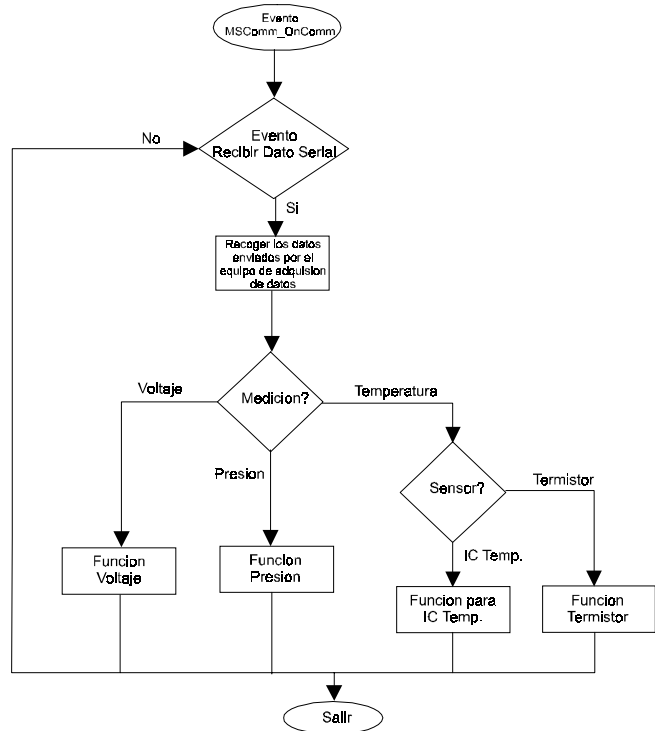
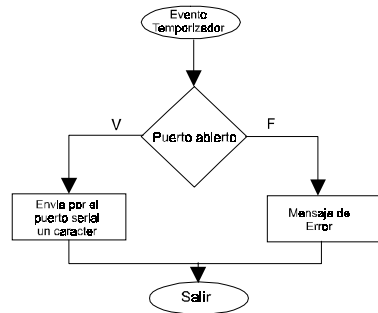
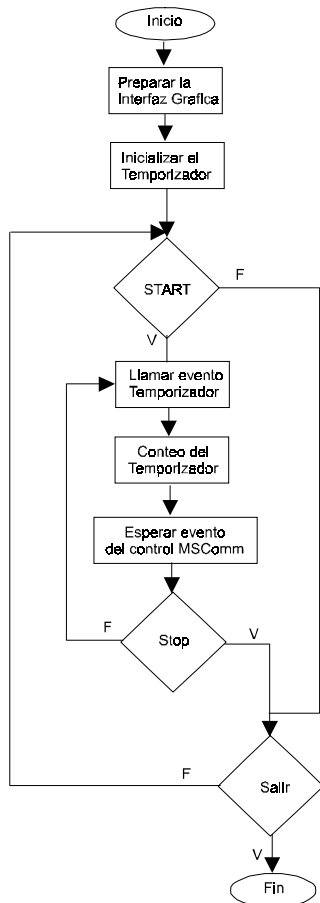
Programa Principal



Algoritmos Empleados en conversión de Voltaje a Unidades de Medida



Interfaz Gráfica y Algoritmo de Comunicaciones



Capítulo III

Descripción Teórica de los Sensores Utilizados

3.1 Sensor de Presión hecho de material semiconductor.

Un sensor de presión de estado sólido es un dispositivo de silicio que convierte presión a una señal eléctrica. Localizado en la superficie superior de un chip se encuentra una fina capa de silicio llamada "diafragma". Cuando se aplica una presión (tal como agua fluyendo en una tubería o aire a través de un ducto) al diafragma, una señal de voltaje correspondiente aparecerá en los pines de salida del sensor. A medida que la presión se incrementa, la señal de salida se incrementa. Observando la gráfica de la figura 12 que muestra la relación entre la presión vs. señal de presión, se puede notar que la salida presenta una relación lineal. Los sensores de presión son categorizados de acuerdo a su rango de presión designado.

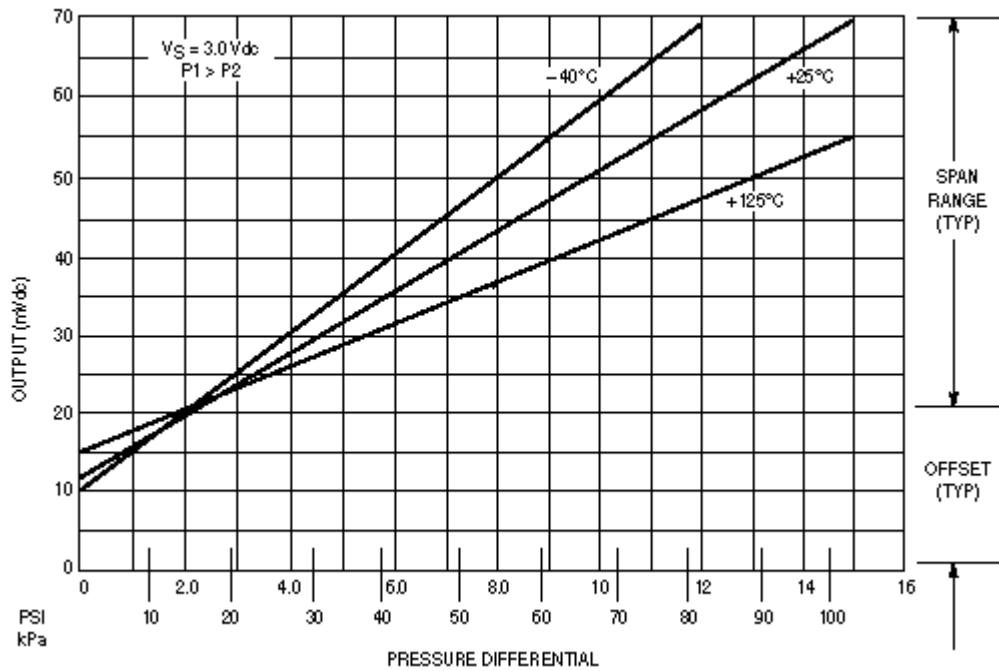


Figura 12. Salida de un transductor vs. presión diferencial

La forma en que la presión sobre el diafragma es convertida a una señal de voltaje es usando un elemento piezoresistivo. Este elemento actúa como un resistor variable, a medida que el diafragma se flexiona debido a la aplicación de presión, el elemento también sufre una deformación o stress y cambia su resistencia (fig.13). Cuando uno conecta al transductor de presión a un voltaje de alimentación, este forzara que una corriente fluya sobre el elemento. Aplicando la ley de Ohm:

$$\text{Voltaje de Salida} = \text{Corriente} \times \text{Resistencia}$$

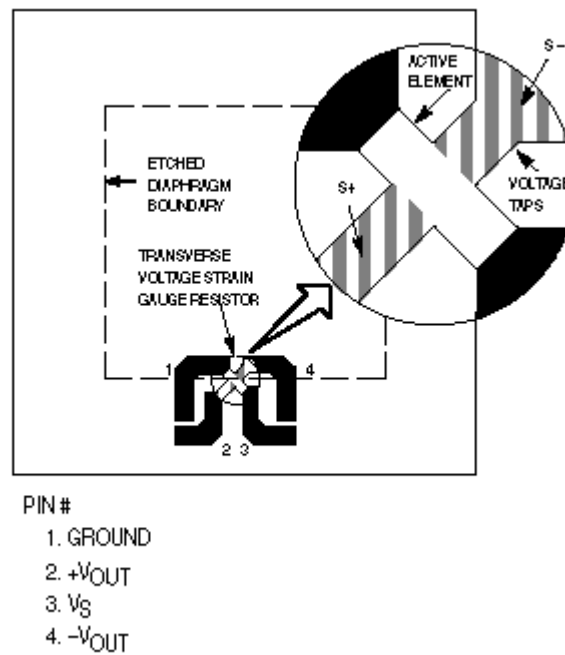


Figura 13. Elemento de Sensor sin compensación

3.1.1 Clases de Sensores de Presión.

Existen tres clases de sensores de presión: diferencial, galga (gauge) y absoluta.

Sensores de Presión diferenciales: Estos son usados cuando se tiene una aplicación donde se requiera la medición de la diferencia de presión entre dos puntos. Un lado del sensor es conectado a un punto de presión y el otro lado es conectado a otro diferente. Una aplicación típica de un sensor diferencial sería la medición de la caída de presión de un filtro de aire a través de un ducto. Cuando se instala alineado al filtro, el sensor estará expuesto a la presión del aire al frente y detrás del diafragma lo

cual sería lo mismo que experimenta el filtro por ambos lados. Con un filtro limpio, la diferencia de presión entre los dos lados debería ser aproximadamente cero. Cuando el filtro se ensucia, la presión en el lado frontal es mayor que la de lado posterior. El sensor determina esa diferencia, por consiguiente nos puede dar a conocer de que un nuevo filtro es necesario.

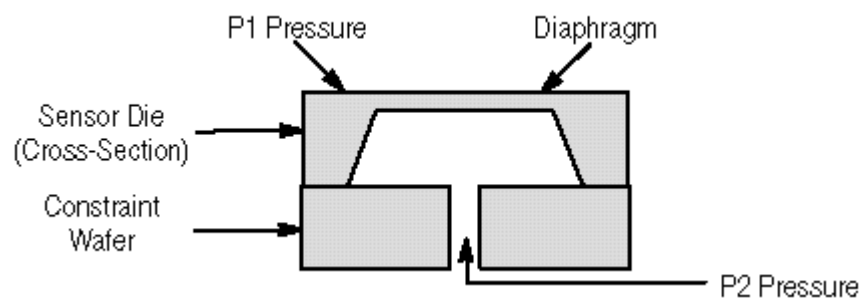


Figura 14. Sensor de Presión Diferencial

Sensores Gage: Este sensor es una variación del diseño diferencial anterior y su diferencia está en que un lado del sensor está abierto a la atmósfera. Un ejemplo consiste en la aplicación de medición de presión sanguínea.

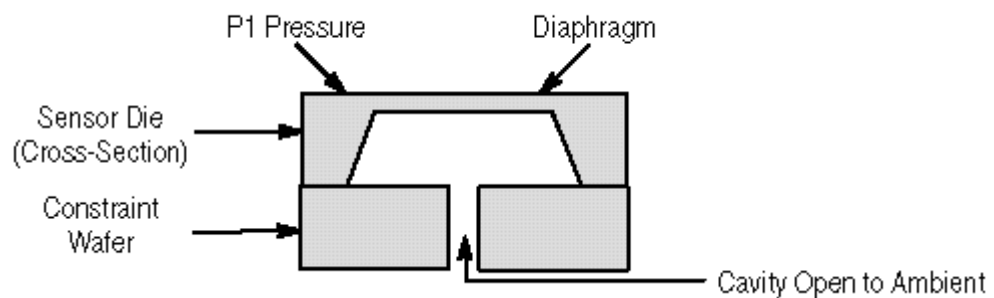


Figura 15. Sensor Gage

Sensor de Presión Absoluta: Este sensor es solamente accesible por un lado. Dentro del chip detrás del diafragma se encuentra sellado un vacío como referencia. Estos sensores son usados en aplicaciones tales como: altímetros, estaciones climatológicas, globos climatológicos y barómetros.

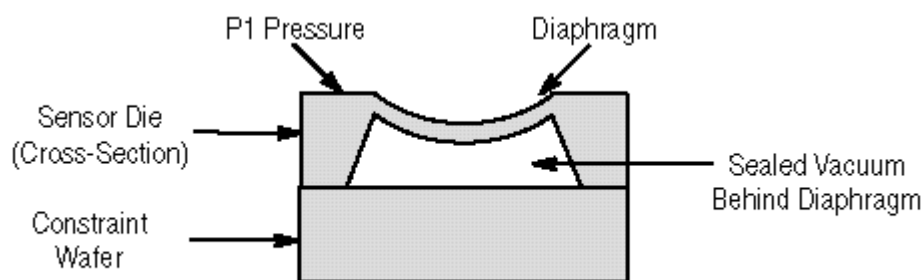


Figura 16. Sensor de Presión Absoluta

Además, los sensores de presión de semiconductor se los puede clasificar de acuerdo a su compensación, calibración, o acondicionamiento de señal.

Sensores sin compensación: Este tipo de sensores es el más básico y de bajo costo que solamente tiene incorporado en el chip el diafragma y el elemento piezoresistivo. La salida puede variar dependiendo de la temperatura.

Sensores compensados en temperatura y calibrados: Estos sensores incluyen además del elemento piezoresistivo, resistores/termistores los cuales son cortados por láser dando como resultado una salida menos sensible a los cambios de temperatura.

Sensores de alta impedancia, compensados en temperatura y calibrados: Similar a los anteriores descritos presentan además una alta impedancia en la entrada.

Sensores de presión con acondicionamiento incluido: Estos modernos sensores, además de ser compensados en temperatura y calibrados, presentan una circuitería de amplificación incrementando la señal de salida a valores típicos de 4.5 V a presión de máxima escala. Este sensor es el que se usa en la aplicación de graficación de la presión sanguínea que trata este proyecto.

3.1.2 Diferencias entre los sensores de presión de semiconductor con las galgas extensométricas en configuración Puente de Wheatstone.

Las principales diferencias entre estos dos tipos de sensores se las puede resumir elaborando una tabla como la siguiente.

Sensor de Semiconductor	Strain gage en puente de Wheatstone
Un solo elemento	Tiene 4 resistores
Linealidad mejorada	Depende de la exactitud de los resistores
Fácil de implementar	Compensación compleja
Nueva tecnología	Vieja tecnología

Tabla I. Diferencias entre Sensores de Presión

3.1.3 El sensor de Presión Motorola MPX5050.

El transductor piezoresistivo de la serie MPX5050 es un sensor de presión monolítico de silicio diseñado para una amplia gama de aplicaciones, pero con un mayor énfasis en sistemas que emplean microcontroladores o microprocesadores con entradas analógicas - digitales. Este transductor de un solo elemento es patentado por la compañía Motorola Inc. Su construcción utiliza técnicas avanzadas de miniaturización, metalización de capas delgadas y procesamiento bipolar que provee una señal de salida exacta, y de alto nivel que es proporcional a la presión aplicada (lineal).

3.1.3.1 Características:

- Error máximo del 2.5% sobre un rango de temperatura de 0° hasta 85°C.
- Diseñado idealmente para el uso en sistemas de microcontroladores o microprocesadores.
- Compensación sobre temperatura en el rango de los -40°C hasta 125°C.
- Contiene galgas extensométricas de silicio patentada.
- Tiene una cubierta de un elemento epóxico durable.
- Fácil uso
- Lleva incluido circuitos de acondicionamiento.

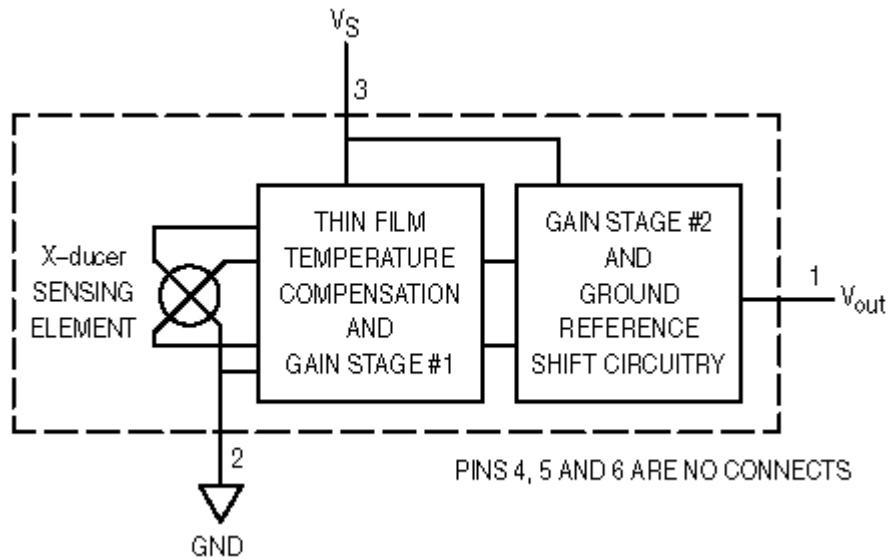


Figura 17. Esquema del Sensor de Presión MPX5050

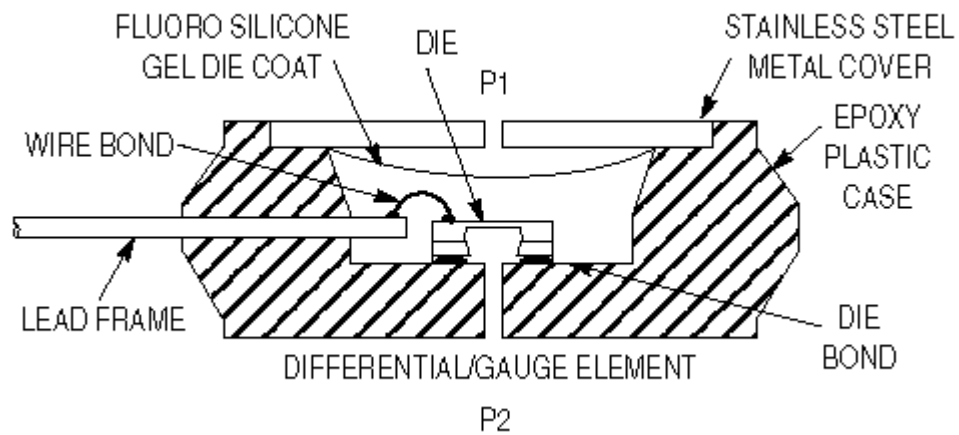


Figura 18. Diagrama de Sección transversal del sensor

Las características y la confiabilidad de los parámetros internos de los sensores de presión de la serie MPX5050 están basados en el uso de aire seco como el medio

donde se aplica la presión. Otros ambientes diferentes al aire seco, puede acarrear efectos adversos en la operación del sensor y su confiabilidad a largo plazo.

La figura 19 muestra un circuito típico para el interfaz del sensor a un microprocesador con entradas A/D. Un desacople adecuado de la fuente de alimentación es recomendable.

La figura 20 muestra la señal de salida del sensor con respecto a la entrada de presión. Aquí se muestran curvas mínimas, típicas y máximas para un rango de temperatura de 0°C a 85°C usando el circuito de la figura 18. Se ve además que la salida se satura a medida que se pasa del rango de presión.

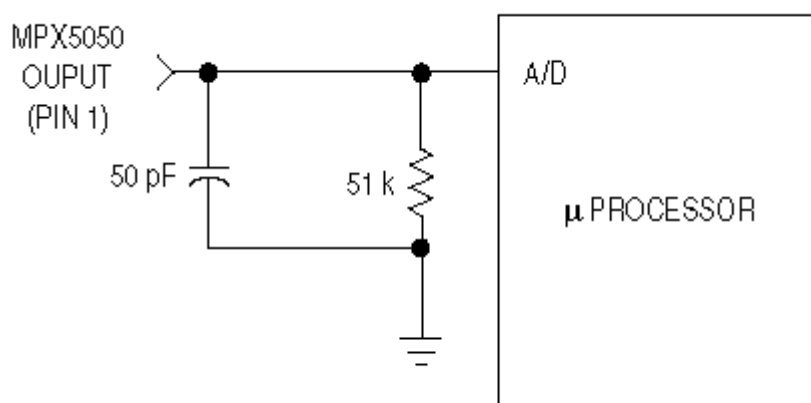


Figura 19. Filtro de Desacople para el sensor a la entrada de un μ P

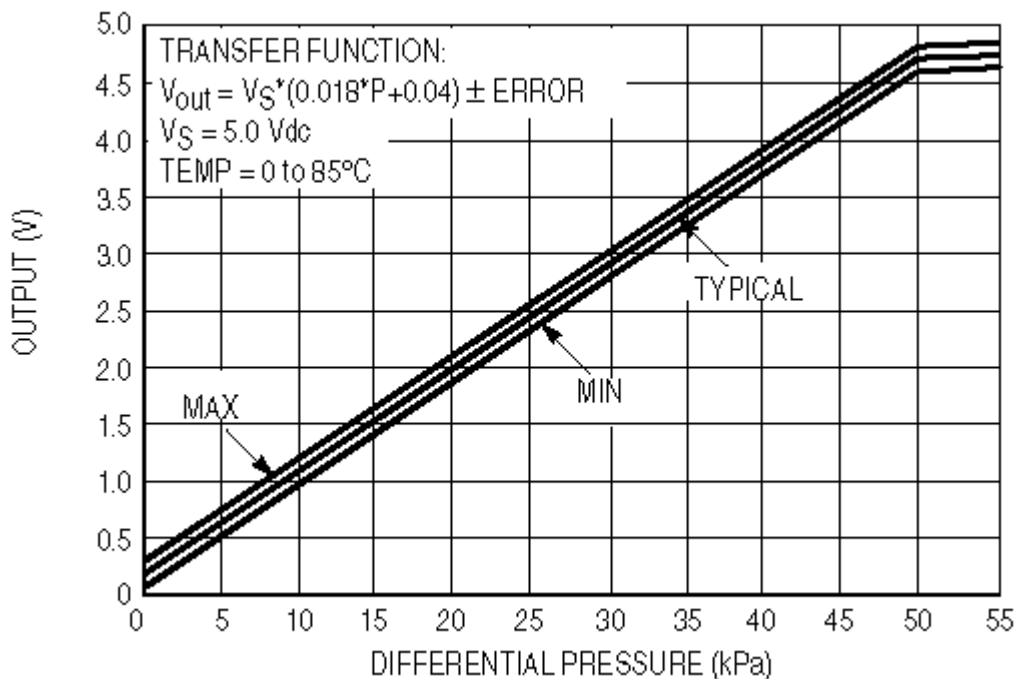


Figura 20. Salida vs Presión Diferencial

3.1.3.2 Función de Transferencia del Sensor.

La función de transferencia del sensor de la serie MPX5050 se la puede obtener usando la formula aproximada siguiente:

$$V_{out} = V_s (P \times 0.018 + 0.04) \pm (\text{Error de presion} \times \text{Factor de Temp.} \times 0.018 \times V_s)$$

donde

$$V_S = 5.0 \text{ V} \pm 0.25 \text{ Vdc}$$

Error de presion y el factor de temperatura son valores especificos del dispositivo y tambien depende del rango temperatura y presion de la aplicacion.

3.2 Sensores de Temperatura:

3.2.1 El Termistor.

Un termistor es un componente electrónico que exhibe un gran cambio en su resistencia eléctrica cuando cambia la temperatura. La palabra termistor es una contracción de dos palabras en inglés thermal resistor (resistor térmico). Los termistores disponibles comercialmente vienen en dos tipos. Termistores NTC que presentan un gran Coeficiente de Temperatura Negativo (Negative Temperature Coefficient), que significa que su resistencia decrece dramáticamente cuando hay un incremento en la temperatura. Finalmente, existen los termistores PTC, los cuales presentan un coeficiente de temperatura positivo, estos últimos son los menos comunes en el mercado.

Los termistores NTC están compuesto típicamente de óxidos de metales tales como manganeso, níquel, cobalto, cobre, hierro y titanio. Los fabricantes de estos componentes mezclan dos o mas de estos óxidos metálicos en polvo y con esto forman una mezcla y le dan una geometría especial , luego se los deja secar y se lo sella usando altas temperaturas. Al variar esta mezcla de óxidos una gran variedad de termistores con distintas resistividades y características de coeficiente de temperatura pueden ser obtenidas.

La figura 21 muestra un gráfico de características de Resistencia vs. Temperatura de un termistor. Vemos aquí que la resistencia de un termistor es no lineal y que tiene una variación exponencial negativa cuando cambia la temperatura. La relación

empírica que existe entre la resistencia del termistor R_t y la temperatura absoluta en Kelvins (K) es:

$$R_t = R_o e^{\frac{\beta(T_o - T)}{T_o T}}$$

donde

β = Constante de material, K

T_o = Referencia de Temperatura, K

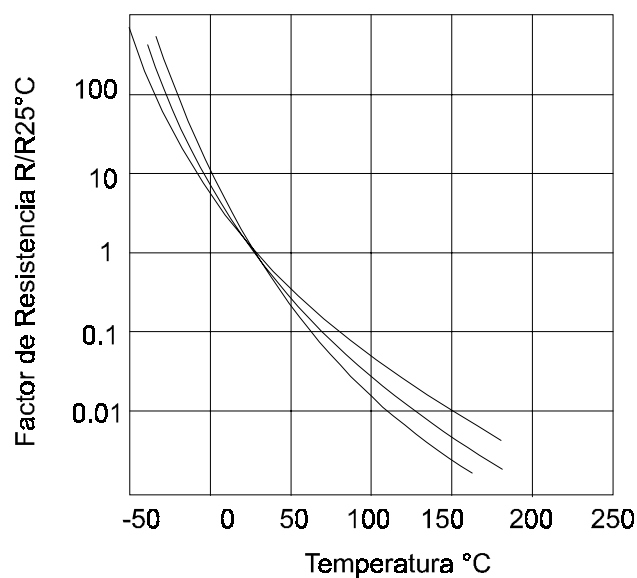


Figura 21. Característica Resistencia vs. Temperatura de un Termistor

El valor de β se incrementa en forma pequeña con la temperatura. Sin embargo, si es usado como por ejemplo en aplicaciones biomédicas, donde el rango es de 10 a 20 K esto no presenta problemas. β es también conocido como temperatura característica, esta en el rango de 2500 hasta 5000 K. Usualmente tiene un valor de 4000 K.

Otro parámetro muy usado en los termistores es el coeficiente de temperatura α , que puede encontrarse al diferenciar la ecuación arriba mencionada con respecto a T y luego dividiendo para R_t .

$$\alpha = \frac{1}{R_t} \frac{dR_t}{dT} = -\frac{\beta}{T^2} \quad (\% / K)$$

Aquí se nota que α es una función no lineal con respecto a la temperatura. Esto se observa en la gráfica de la figura 21.

Otro parámetro de consideración en los termistores es su característica corriente vs. tiempo muy usada en el análisis dinámico de un sistema. Cuando un cambio de nivel en el voltaje aplicado a un circuito serie consistente en un resistor y un termistor, fluye una corriente. El retardo de tiempo para que la corriente alcance su máximo valor es una función del voltaje aplicado, la masa del termistor y el valor de la resistencia en el circuito serie. Retardos de alrededor 1 milisegundo hasta varios minutos son posibles en diferentes circuitos con termistores. Retardo de tiempo similares pueden ocurrir si la temperatura del ambiente que rodea al termistor cambia de nivel igual al voltaje.

3.2.1.1 Ventajas y Desventajas de un Termistor.

Se puede resumir las ventajas y desventajas de los termistores en una tabla como se describe a continuación.

Ventajas	Desventajas
Respuesta rápida	No lineal
Tamaño pequeño y bajo costo	Rango de temperatura muy pequeño
Su alta resistencia elimina algunas veces el uso de compensación de cables.	
Resistente a movimientos y vibraciones	

Tabla II. Ventajas y Desventajas de los termistores

3.2.2 Sensor de Temperatura de Precisión LM335.

El LM335 es un sensor de temperatura de precisión, de fácil calibración. Opera como un diodo zener de dos terminales, el LM335 tiene un voltaje de ruptura directamente proporcional a la temperatura absoluta de unos $+10 \text{ mV/ } ^\circ\text{K}$. Con una impedancia dinámica de menos de 1Ω este dispositivo opera sobre un rango de corriente de $400 \mu\text{A}$ hasta 5 mA lo cual no cambia su característica. Cuando es calibrado a la temperatura de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ el LM335 presenta un error de menos de 1°C sobre un rango de temperatura de $100 \text{ }^\circ\text{C}$. A diferencia de otros sensores como el termistor, el LM335 brinda una salida lineal.

El LM335 esta diseñado para operar en el rango desde $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ hasta $100\text{ }^{\circ}\text{C}$. EL empaquetamiento de estos sensores esta disponible en encapsulados TO-92 y TO-46.

3.2.2.1 Características Importantes:

- Directamente calibrado en $^{\circ}\text{K}$.
- Exactitud inicial de $1\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Opera con corrientes de $400\text{ }\mu\text{A}$ hasta 5 mA .
- Menos de $1\ \Omega$ de impedancia dinámica.
- Fácil calibración
- Rango de temperatura amplio.
- Bajo costo.

3.2.2.2 Calibración del LM335.

El LM335 puede ser calibrado fácilmente para obtener mayores exactitudes. Un potenciómetro conectado al LM335 con un brazo conectado al terminal de ajuste (ADJ) del LM335 permite una calibración de un solo punto la cual corrige la inexactitud del dispositivo sobre todo el rango de temperatura.

Esta calibración en un solo punto funciona debido a que la salida del LM335 es proporcional a la temperatura absoluta con la salida extrapolada del sensor a 0°K tomando un valor de 0 V . Errores en el voltaje de salida versus la temperatura son

solamente errores de pendiente (o factor de escala), por lo tanto, al calibrar esta pendiente a un valor de temperatura permite corregir todo el rango.

La salida del dispositivo (calibrado o sin calibrar) puede ser expresada como:

$$V_{OUT_T} = V_{OUT_{T_0}} \times \frac{T}{T_0}$$

donde T es la temperatura desconocida y T_0 es la temperatura de referencia, ambos expresados en °K. Al calibrar la salida para leer correctamente una temperatura permite que la salida brinde temperaturas corregidas. Nominalmente la salida es calibrada a 10 mV/°K.

Para asegurar una buena exactitud, se deben tomar algunas precauciones. Como cualquier dispositivo que mide temperatura, el auto-calentamiento puede reducir la exactitud. El LM335 deberá operarse con la mínima corriente dependiendo de la aplicación. Una corriente suficiente, de hecho, debe ser aquella que permita manejar al sensor y al potenciómetro de calibración a la máxima temperatura de operación.

Si el sensor es usado en un ambiente donde la resistencia térmica es constante, errores de auto-calentamiento pueden ser recalibrados. Esto es posible si el dispositivo es manejado con una corriente que es estable frente a la temperatura. Esto hará que el error de auto-calentamiento sea proporcional a la temperatura absoluta de la misma manera que ocurre con los errores de factor de escala.

3.3 Acondicionamiento de Señal en el Diseño de Aplicaciones donde se usan Sensores.

El acondicionamiento de señal consiste en el tratamiento de la señal que brindan algunos sensores ya sea para efectos de amplificación, desplazamiento de nivel, filtrado analógico. Es decir todas aquellas funciones que tratan de transformar una señal débil, ruidosa y con poca potencia a una señal analógica que pueda representar de manera confiable a la variable sensada y que además pueda ser manipulada después por otros circuitos electrónicos (Convertidores A/D, actuadores en circuitos de control, encendido de LED's).

Un circuito de acondicionamiento de señal deberá proveer lo siguiente:

- Conversión de la salida diferencial de un sensor a una salida singular referenciada a tierra.
- Suficiente ganancia para cubrir un rango de amplitud (span) deseado.
- Capacidad de desplazamiento de nivel para obtener de esta forma un voltaje de offset que represente al valor cero de la medición.

Si se tiene un amplificador diferencial entonces este deberá poseer las siguientes características:

- Una relación de rechazo de modo común (CMRR) bien alta.
- Alta impedancia de entrada.
- Baja impedancia de salida.

3.3.1 Importancia del Ajuste de Offset.

Si la señal acondicionada de un sensor es conectada a la entrada de un convertidor analógico - digital, el rango dinámico de la salida del sensor debe ser posicionado dentro de límites alto y bajo de los voltajes de referencia del convertidor; por ejemplo, el voltaje de offset de un valor de cero en una medición deberá ser mayor o igual que el voltaje de referencia bajo y el voltaje a plena escala de la medición deberá ser menor o igual que al voltaje de referencia alto (Figura 22). De otra manera, los voltajes que estén por encima de la referencia alta tendrán una representación digital de 255 decimal (para un convertidor de 8 bits), y los voltajes debajo de la referencia baja serán convertidos a un valor de 0. Esto creará una no-linealidad en la conversión analógica-digital.

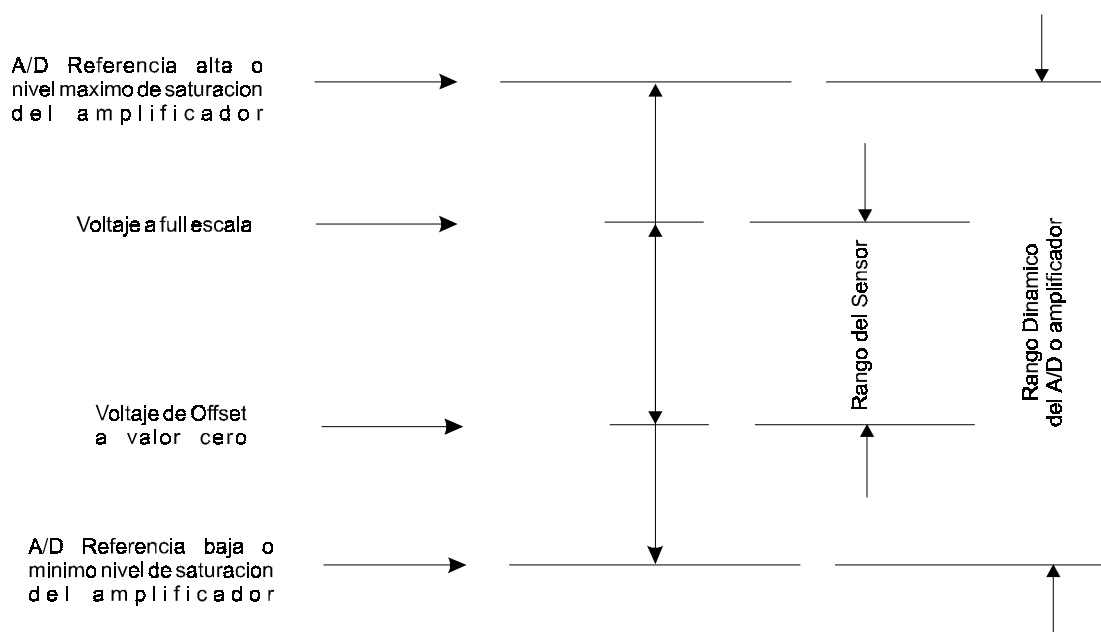


Figura 22. Posicionamiento del Rango a plena escala de un sensor dentro del rango dinámico de un convertidor A/D

Un requerimiento similar que promueve el uso del desplazamiento de nivel dc es en la prevención de que el voltaje de salida del sensor se extienda hasta la región de saturación de los amplificadores operacionales. Esto causará una no-linealidad en las mediciones del sensor. Por ejemplo, si un opamp con una alimentación de +5V tiene su nivel de saturación bajo a 0.2 V, entonces es necesario un desplazamiento positivo de un nivel dc para posicionar la medición cero a un voltaje de offset igual o mayor a 0.2 V. Lo mismo sería en el caso en los niveles de saturación alto, con la diferencia de que el desplazamiento ahora es negativo. Todo esto nos permitirá establecer una ventana de alrededor de 4.6 V.

3.3.2 La Función de Transferencia de la Etapa de Ganancia y Desplazamiento usando dos amplificadores operacionales.

La función de transferencia de un circuito de acondicionamiento de señal usando dos opamps, como lo muestra la figura 23, puede ser obtenida usando análisis nodal a este circuito en los nodos 1 y 2. Como muestra la figura 23, V_{in2} y V_{in1} son las entradas diferenciales (siendo $V_{in2} > V_{in1}$), y V_{ref} es el punto de ajuste de offset. Si se utiliza sensores con un offset de cero muy pequeño, los operacionales pueden ser alimentados usando una fuente de alimentación positiva.

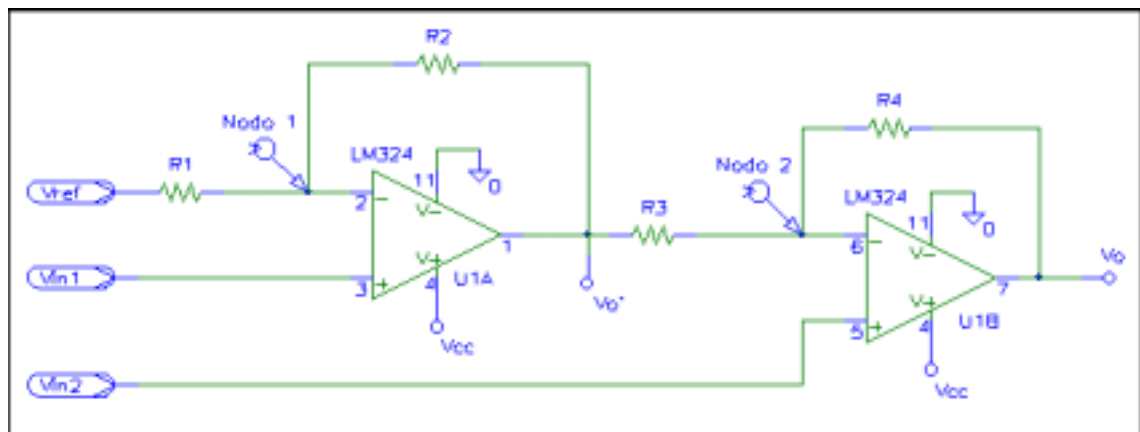


Figura 23. Etapa de Amplificación con dos operacionales.

Primero, la función de transferencia para V_{in1} es determinada al poner a tierra V_{ref} y V_{in2} en el nodo 1:

$$\frac{V_{in1}}{R_1} = \frac{V_{o'} - V_{in1}}{R_2} \quad (1)$$

y en el nodo 2:

$$\frac{V_{o'}}{R_3} = -\frac{V_o}{R_4} \quad (2)$$

Al resolver las ecuaciones (1) y (2) para $V_{o'}$ e igualando, la ecuación (3) resulta:

$$\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)V_{in1} = -\frac{R_3}{R_4}V_o \quad (3)$$

Resolviendo para V_o :

$$V_{o1} = -\frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)V_{in1} \quad (4)$$

donde V_{o1} representa la parte de V_o en que V_{in1} contribuye.

Para determinar la función de transferencia para V_{in2} , V_{in1} y V_{ref} son puestos a tierra, usando el mismo análisis resulta:

$$V_{o2} = \left(\frac{R_4}{R_3} + 1\right)V_{in2} \quad (5)$$

Para determinar la función de transferencia entre V_o y V_{ref} , V_{in1} y V_{in2} son puestos a tierra obteniéndose:

$$V_{oref} = \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} V_{ref} \quad (6)$$

donde V_{oref} representa la parte de V_o en que V_{ref} contribuye.

Usando superposición para las contribuciones de V_{in1} , V_{in2} y V_{ref} esto da como resultado la función de transferencia total de la etapa acondicionadora.

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} + V_{oref}$$

$$V_o = -\frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)V_{in1} + \left(\frac{R_4}{R_3} + 1\right)V_{in2} + \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} V_{ref} \quad (7)$$

La ecuación (7) es la función de transferencia general para una etapa de acondicionamiento. A pesar de su complejidad, si no se mantienen los factores de resistencias iguales, entonces ocurrirá un bajo rechazo de modo común.

Una forma para simplificar la ecuación anterior consiste en asumir lo sgt.:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2}$$

A través de esta simplificación, la ecuación (7) se convierte en:

$$V_o = \left(\frac{R_4}{R_3} + 1 \right) (V_{in2} - V_{in1}) + V_{ref} \quad (8)$$

Al examinar la ecuación (8), la ganancia diferencial de la etapa acondicionadora es:

$$G = \frac{R_4}{R_3} + 1$$

V_{ref} es típicamente ajustada mediante un divisor de voltaje. Algunos requerimientos se deben cumplir al diseñar el divisor de voltaje y estos son:

Para establecer un nivel de estable a V_{ref} , el voltaje V_{cc} (alimentación) debería ser regulado, de otra manera V_{ref} variará si V_{cc} también varia.

La resistencia equivalente de la combinación en paralelo de los resistores que forman el circuito divisor deberá ser mucho menor que la resistencia R_1 en serie de la entrada.

Si no se cumple esto afectará en forma significativa la ganancia del amplificador y reducirá el rechazo de modo común.

Capítulo IV

Construcción del Equipo de Adquisición de Señales

En este capítulo, se mostrarán los detalles de construcción del equipo, en el se mostrara lo sgt:

- Diagramas Esquemáticos:

Circuito de Adquisición de Datos

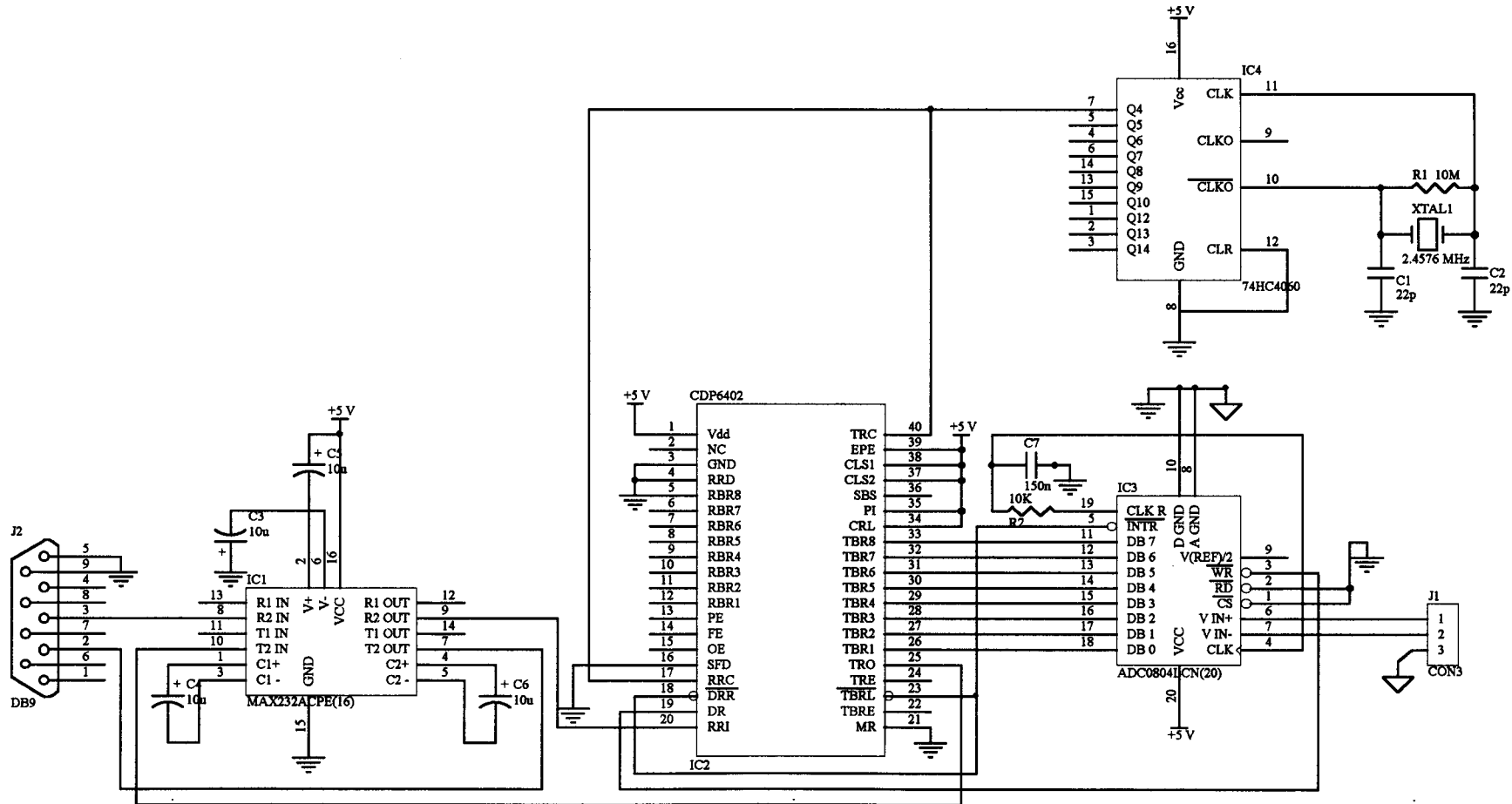
Fuente de Alimentación

Circuitos Acondicionadores de los Sensores de Temperatura

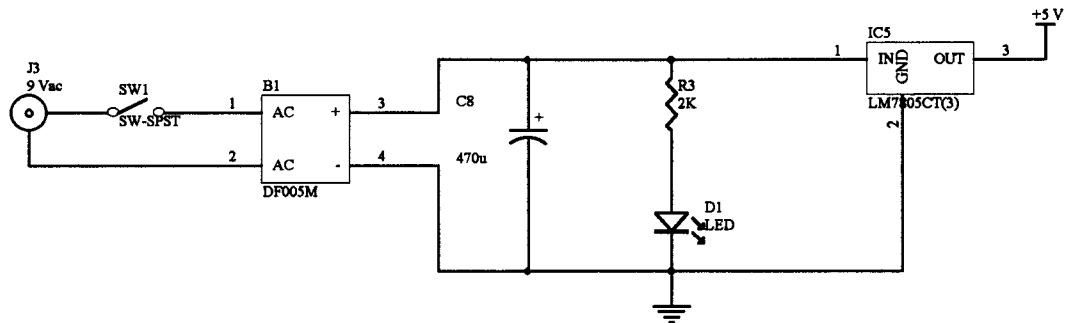
Circuito Acondicionador del sensor MPX5050GP

- Layout y Fotograbado:
 - Modulo de Adquisición de Datos
 - Modulo Acondicionador
- Lista de Materiales

4.1 Diagramas Esquemáticos



Title		
Circuito de Adquisición de Datos		
Size	Number	Revision
A4	Topico de Electronica Médica - ESPOL	Ing. Miguel Yapur
Date:	23-Nov-1997	Sheet of 1 of 4
File:	D:\ADV\SCH\1.SCH	Drawn By: German Vargas L.



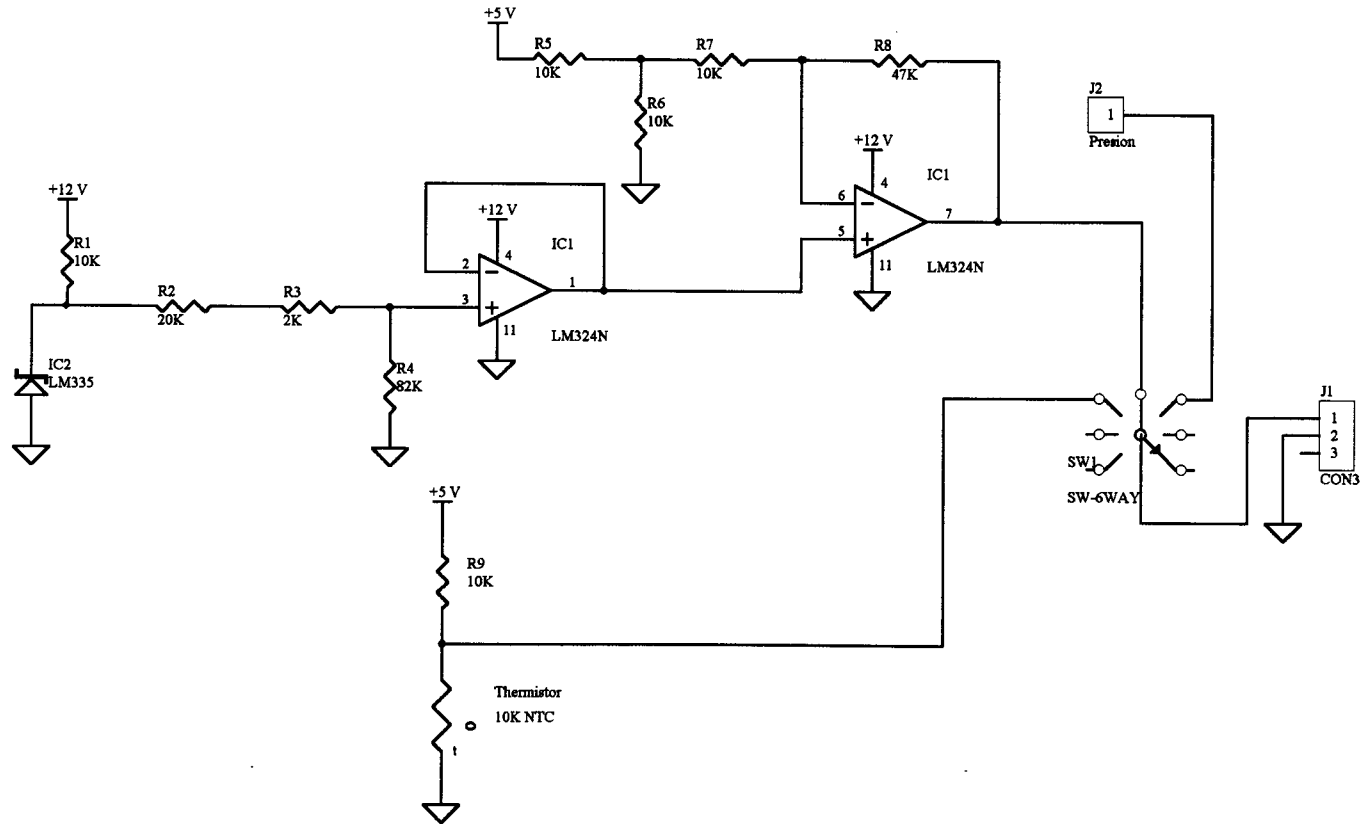
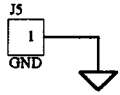
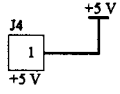
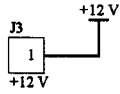
Title		
Fuente de Alimentacion de +5 V		
Size	Number	Revision
A4	Topico de Electronica Médica - ESPOL	Ing. Miguel Yapur
Date:	23-Nov-1997	Sheet of 2 of 4
File:	D:\ADVSCHSCH_1.SCH	Drawn By: German Vargas L.

1

2

3

4



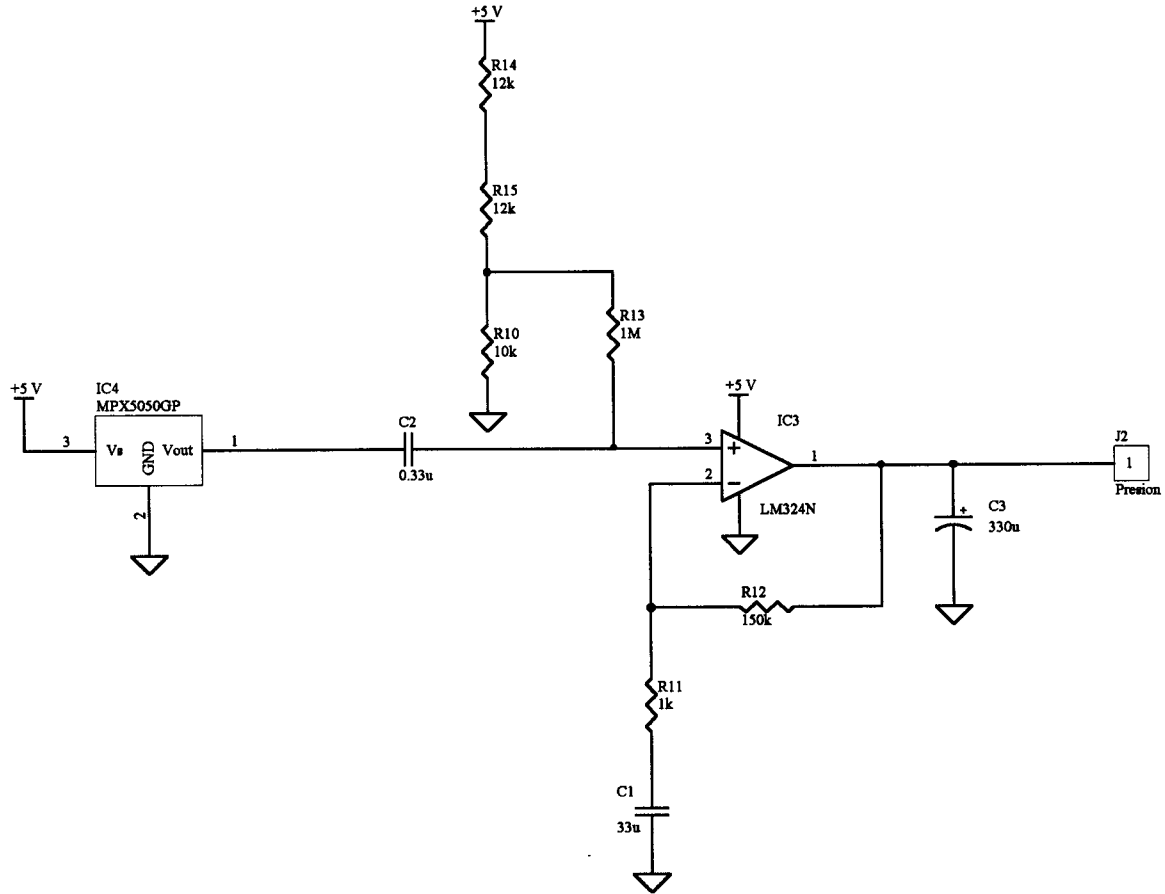
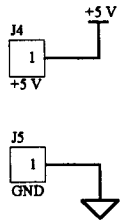
Title		
Circuitos Acondicionadores para Sensores de Temperatura		
Size	Number	Revision
A4	Tópico de Electrónica Médica - ESPOL	Ing. Miguel Yapur
Date:	24-Nov-1997	Sheet of 3 of 4
File:	E:\MSIMPR63\ANTERIOR\SCH	Drawn By: Germán Vargas L.

1

2

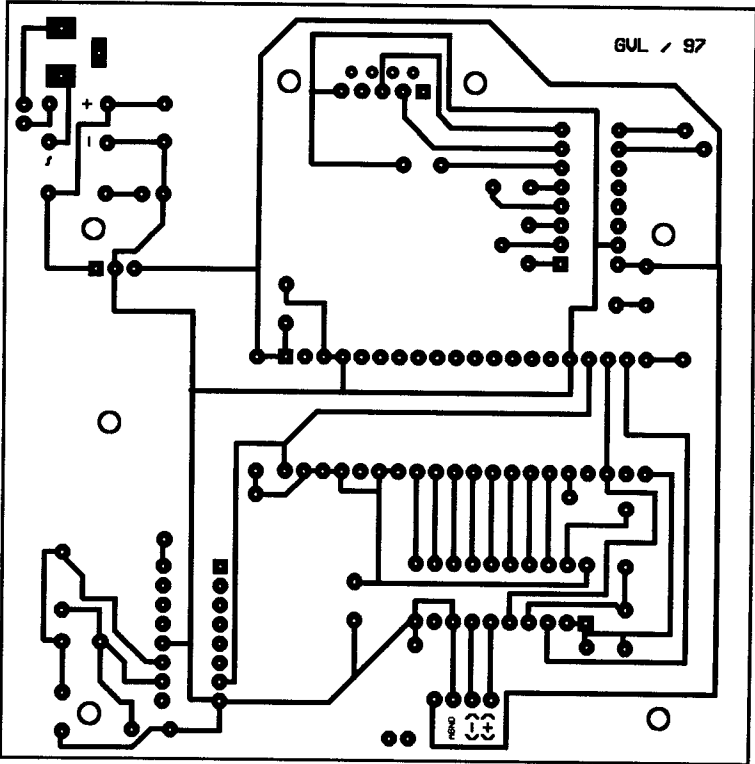
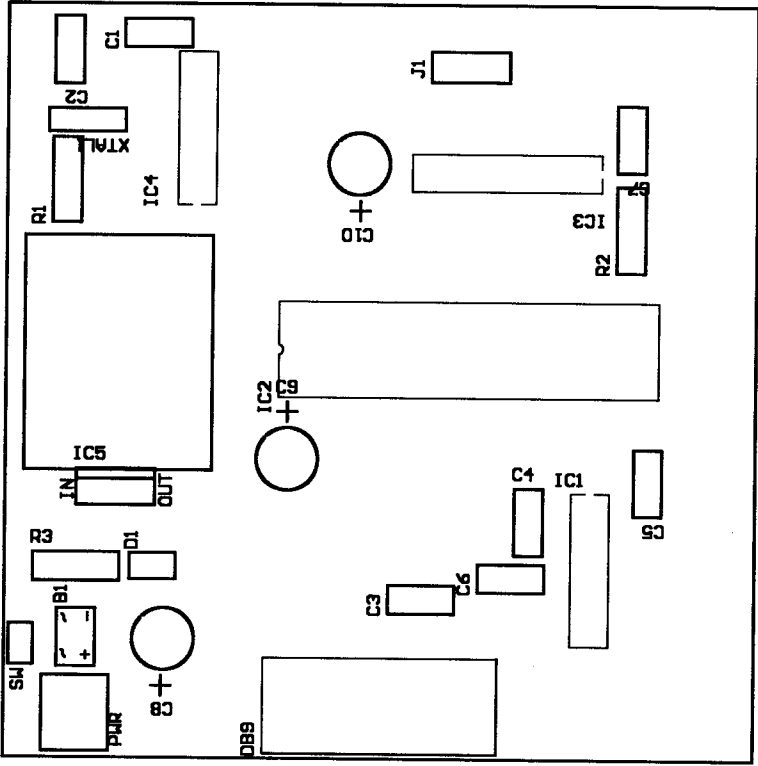
3

4

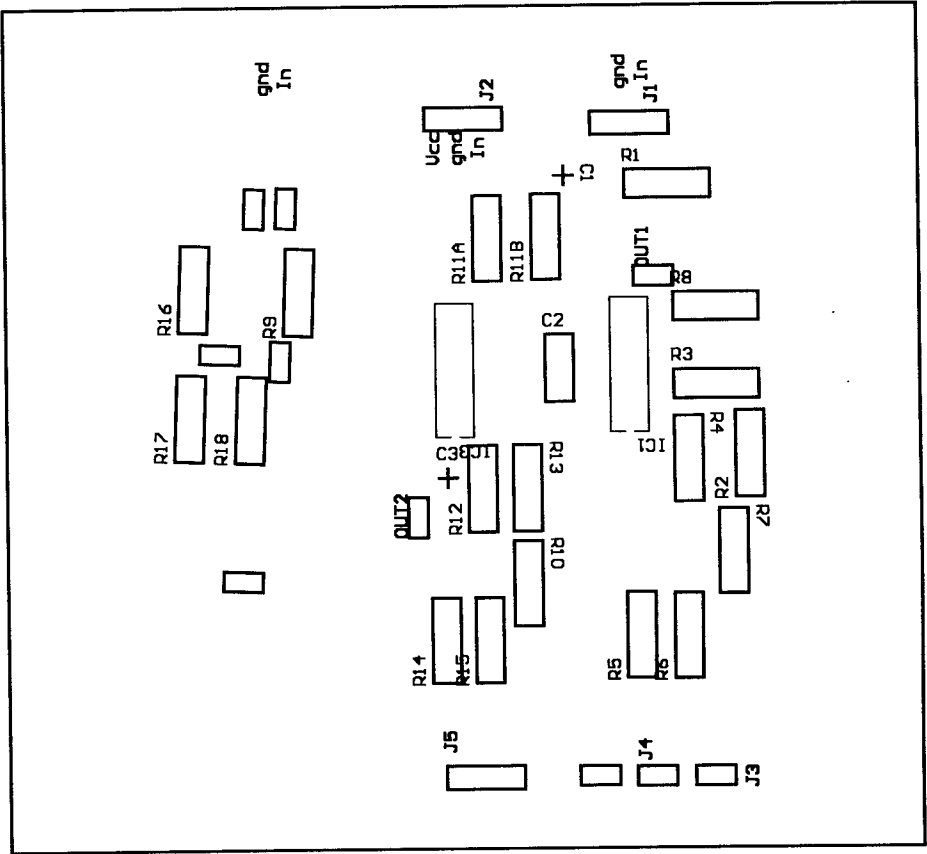


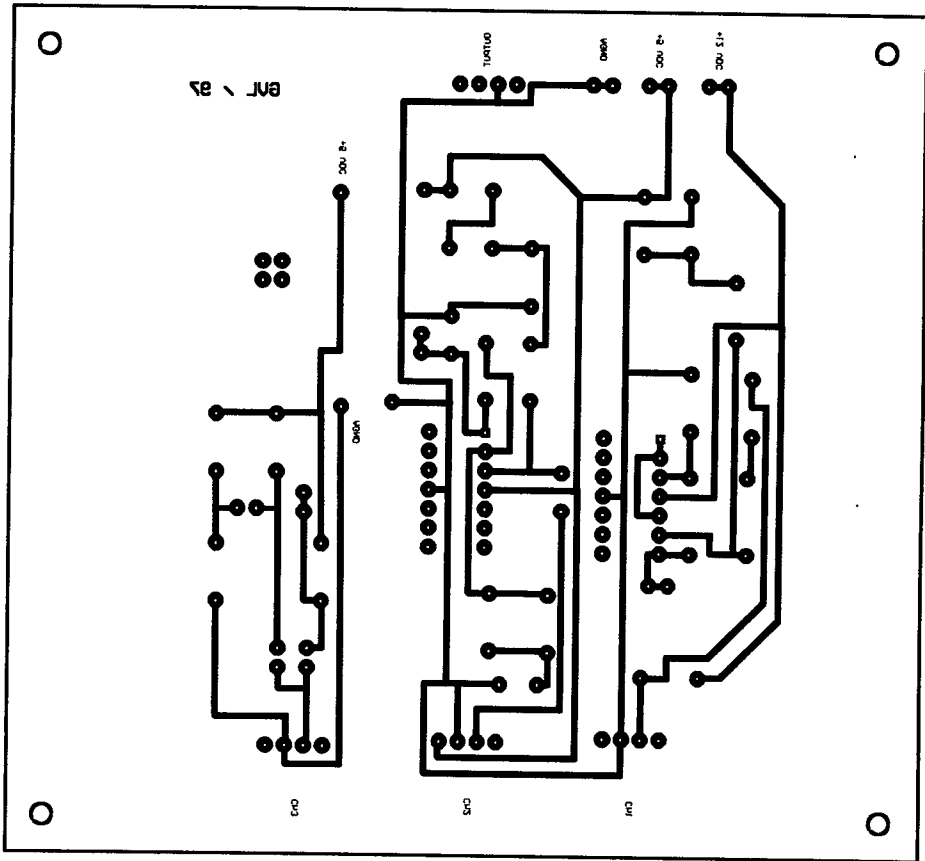
Title		
Circuito Acondicionador para el Sensor de Presión MPX5050GP		
Size	Number	Revision
A4	Tópico de Electrónica Médica - ESPOL	Ing. Miguel Yapur
Date:	24-Nov-1997	Sheet of 4 of 4
File:	D:\ADVSCHSCH 2.SCH	Drawn By: Germán Vargas L.

4.2 Layout y Fotograbado del Circuito de Adquisición de Datos



4.3 Layout y Fotograbado del Modulo Acondicionador





4.4 Listas de Materiales

Tabla III. Circuito de Adquisición de Datos

Item RefDes	Count	Mfg ID	Attributes
1 XTAL1	1	2.4576MHz	2.4576MHz
2	1	74HC4060	DIP16 IC4
3	1	ADC0804	DIP20 IC3
4	1	C	CK05 150n C7
5 C6	4	C	CK05 10u C3, C4, C5,
6	2	C	CK05 22p C1, C2
7	1	CDP6402	DIP40 IC2
8	1	DB9F-B	DSHELL09-F J2
9	1	MAX232	DIP16 IC1
10	1	R	RC05 10M R1
11	1	R	RC05 10k R2
12	1	C	CK05 470u C8
13	1	R	RC05 2k R3
14	1	LM7805	TO-220 IC5
15	1	LED	D1

Tabla IV. Circuitos Acondicionadores de Temperatura

Item	Count	Mfg ID	Attributes	RefDes
1	1	ERT-D2FHL103S	10K Termistor	Thermistor
2	1	LM324	DIP14	IC1
3	1	LM335	DO-35	IC2
4	1	R	RC05 47k	R8
5	1	R	RC05 82k	R4
6	1	R	RC05 2k	R3
7	1	R	RC05 20k	R2
8 R7,	5	R	RC05 10k	R1, R5, R6, R9

Tabla V. Circuito Acondicionador del Sensor MPX5050GP

Item	Count	Mfg ID	Attributes	RefDes
1	3	C	CK05 33u	C1
2	1	C	CK05 0.33u	C2
3	1	C	CK05 330u	C3
4	1	LM324	DIP14	IC3
5	1	MPX5050GP	TO-220AB	IC4
6	1	R	RC05 10k	R10
7	1	R	RC05 1k	R11
8	1	R	RC05 150k	R12
9	1	R	RC05 1M	R13
10	1	R	RC05 12k	R14 ,R15

Conclusiones y Recomendaciones

Este proyecto me ha permitido aprender el uso de los sensores en la medición de dos parámetros importantes: la temperatura y la presión.. Además, pude utilizar los conceptos sobre acondicionamiento de señal, los cuales son importantes cuando el rango de la señal a medir no corresponde a todo el rango dinámico del convertidor A/D.

Además, del uso de los sensores, vale la pena mencionar la importancia del conocimiento de lenguajes de programación. Para este proyecto decidí usar el lenguaje Visual Basic, principalmente porque el lenguaje permite el diseño de interfaces gráficas de usuario de una manera fácil y además su uso se encuentra muy extendido en diversas aplicaciones de las ramas de Ingeniería. Sin embargo, el programa tiene limitaciones en cuanto a que es más difícil escribir rutinas para usar todos los recursos del hardware de una PC. Esto se debe principalmente a que

Windows 95 es un sistema de multitareas y no deja que un programa tome el control absoluto de los recursos del sistema como memoria física, puertos de comunicaciones, y demás.

Esas limitaciones imposibilitaron el uso de rutinas que permitan una mayor velocidad de transmisión de datos, así como el de realizar operaciones en tiempo real , lo cual implica que el sistema no puede tomar señales analógicas de gran ancho de banda como señales de audio.

Dejando a un lado esas limitaciones el software fue relativamente fácil de programar, se usaron componentes o porciones de código incluidas en el paquete de Visual Basic, lo cual permitió acelerar la puesta en operación de la aplicación y luego probarla junto con el circuito.

En cuanto a las aplicaciones del equipo, estas fueron el de realizar mediciones de temperatura de ambientes como el aire, agua. Además se obtuvieron las gráficas de la presión de brazal y también se graficó y registró las variaciones de la presión sanguínea cuando un brazo es comprimido al usar el brazal. Este procedimiento es una parte del proceso que realizan los actuales presiómetros de medición indirecta de la presión sanguínea, por lo que sirve para demostrar conceptos utilizados y como material de enseñanza.

También es posible usar el modulo de adquisición de datos con otros sensores, por lo que el proyecto puede ser usado como equipo de aprendizaje de sensores para el Laboratorio de Electrónica Médica.

Finalmente, este proyecto puede ser tomado como referencia para futuras mejoras, que podrían ser el de usar un microcontrolador a fin de aumentar el número de canales analógicos en la entrada, y en lo concerniente al software, se podría mejorar esta parte si se usan drivers especiales que puedan permitir un pleno control de los recursos del sistema, además es posible mejorar la interfaz gráfica al permitir mayor control por parte del usuario en la entrada de parámetros de otros sensores y en la presentación de los resultados.

Bibliografía

1. R.Grier, "Visual Basic Programmer's Guide To Serial Communications", Seattle, WA; Mabry Publishing, 1997.
2. D. Appleman, "Visual Basic 5.0 Programmer's Guide to the Win32 API", Emeryville, CA; Ziff Davis Press, 1997.
3. Microsoft Corp., " Visual Basic 5.0 Programmers Guide", Redmond, WA; Microsoft Press, 1997.

4. National Semiconductors, " National Data Acquisition Databook", Santa Clara, CA; National Semiconductors, 1995.
5. Motorola Inc., "Integrated Silicon Sensors - Senseon™ Data Sheet"; Denver, CO; Motorola Literature Distribution, 1997.
6. P. Anderson, "The Parallel Port Manual: Volume 1", Baltimore, MD; Morgan State University, 1996.
7. E. Jacobsen, J. Baum " The ABC's of Signal Conditioning Amplifier Design for Sensor Applications", Phoenix, AZ; Motorola Signal Products Division, 1997.
8. J. Webster, et al. "Medical Instrumentation: Application and Design", Houghton Mifflin Company, 1978

APENDICES

APENDICE A.

Listado del Programa en Visual Basic 5.0

CONSULTAR
DIRECTAMENTE A LA TESIS

APENDICE B.

Datos Técnicos del Sensor MPX5050GP Motorola



Integrated Silicon Pressure Sensor On-Chip Signal Conditioned, Temperature Compensated and Calibrated

The MPX5050 series piezoresistive transducer is a state-of-the-art monolithic silicon pressure sensor designed for a wide range of applications, but particularly those employing a microcontroller or microprocessor with A/D inputs. This patented, single element transducer combines advanced micromachining techniques, thin-film metallization, and bipolar processing to provide an accurate, high level analog output signal that is proportional to the applied pressure.

- Features**
- 2.5% Maximum Error over 0° to 85°C
 - Ideally suited for Microprocessor or Microcontroller-Based Systems
 - Temperature Compensated Over -40° to +125°C
 - Patented Silicon Shear Stress Strain Gauge
 - Durable Epoxy Unibody Element
 - Easy-to-Use Chip Carrier Option

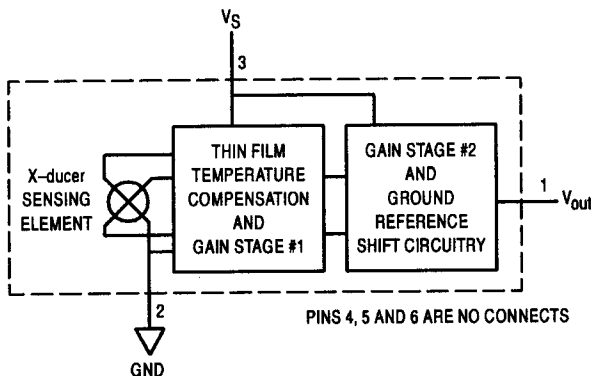


Figure 1. Fully Integrated Pressure Sensor Schematic

MAXIMUM RATINGS(1)

Parametrics	Symbol	Value	Unit
Overpressure(2) (P1 > P2)	P _{max}	200	kPa
Burst Pressure(2) (P1 > P2)	P _{burst}	700	kPa
Storage Temperature	T _{stg}	-40° to +125°	°C
Operating Temperature	T _A	-40° to +125°	°C

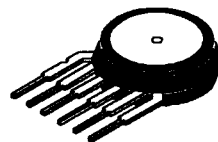
1. T_C = 25°C unless otherwise noted.

2. Exposure beyond the specified limits may cause permanent damage or degradation to the device.

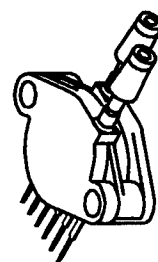
senseon and X-ducer are trademarks of Motorola, Inc.

MPX5050 SERIES

**OPERATING OVERVIEW
INTEGRATED
PRESSURE SENSOR**
0 to 50 kPa (0 to 7.25 psi)
0.2 to 4.7 Volts Output



**BASIC CHIP CARRIER
ELEMENT
CASE 867-08, STYLE 1**



**DIFFERENTIAL PORT OPTION
CASE 867C-05, STYLE 1**

NOTE: Pin 1 is the notched pin.

PIN NUMBER			
1	V _{out}	4	N/C
2	Grd	5	N/C
3	V _S	6	N/C

NOTE: Pins 4, 5, and 6 are internal device connections. Do not connect to external circuitry or ground.

1050 SERIES

Operating Characteristics ($V_S = 5.0$ Vdc, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted, $P_1 > P_2$)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Operating Pressure Range(1)	POP	0	—	50	kPa
Supply Voltage(2)	V_S	4.75	5.0	5.25	Vdc
Supply Current	I_o	—	7.0	10.0	mAdc
Minimum Pressure Offset(3) $V_S = 5.0$ Volts	V_{off}	0.088	0.20	0.313	Vdc
Full Scale Output(4) $V_S = 5.0$ Volts	V_{FSO}	4.587	4.70	4.813	Vdc
Full Scale Span(5) $V_S = 5.0$ Volts	V_{FSS}	—	4.50	—	Vdc
Linearity(6)	—	—	—	± 2.5	% V_{FSS}
Sensitivity	V/P	—	90	—	mV/kPa
Rise Time(7)	t_R	—	1.0	—	mS
Source Current at Full Scale Output	I_{o+}	—	0.1	—	mAdc
Settle Time(8)	—	—	20	—	mSec
Drift Stability(9)	—	—	± 0.5	—	% V_{FSS}

Operating circuit shown in Figure 4 required to meet electrical specifications.

NOMINAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Basic Element (Case 867)	—	—	4.0	—	Grams
Common Mode Line Pressure(10)	—	—	—	690	kPa

1 kPa (kiloPascal) equals 0.145 psi.

Output is ratiometric within this specified excitation range.

Offset (V_{off}) is defined as the output voltage at the minimum rated pressure.

Full Scale Output (V_{FSO}) is defined as the output voltage at the maximum or full rated pressure.

Full Scale Span (V_{FSS}) is defined as the algebraic difference between the output voltage at full rated pressure and the output voltage at the minimum rated pressure.

Accuracy (error budget) consists of the following:

Linearity: Output deviation from a straight line relationship with pressure over the specified pressure range.

Temperature Hysteresis: Output deviation at any temperature within the operating temperature range, after the temperature is cycled to and from the minimum or maximum operating temperature points, with zero differential pressure applied.

Pressure Hysteresis: Output deviation at any pressure within the specified range, when this pressure is cycled to and from minimum or maximum rated pressure at 25°C .

Temperature Span: Output deviation over the temperature range of 0° to 85°C , relative to 25°C .

Temperature Offset: Output deviation with minimum pressure applied, over the temperature range of 0° to 85°C , relative to 25°C .

Variation from Nominal: The variation from nominal values, for Offset or Full Scale Span, as a percent of V_{FSS} at 25°C .

Rise Time is defined as the time for the incremental change in the output to go from 10% to 90% of its final value when subjected to a specified step change in pressure.

Warm-up is defined as the time required for the product to meet the specified output voltage after the Pressure has been stabilized.

Offset stability is the product's output deviation when subjected to 1000 hours of Pulsed Pressure, Temperature Cycling with Bias Test.

Common mode pressures beyond what is specified may result in leakage at the case-to-lead interface.

Figure 3 illustrates the Differential/Gauge Sensing Chip in the basic chip carrier (Case 867). A fluorosilicone gel isolates the die surface and wire bonds from the environment, while allowing the pressure signal to be transmitted to the sensor diaphragm.

The MPX5050 series pressure sensor operating characteristics, and internal reliability and qualification tests are based on use of dry air as the pressure media. Media, other than dry air, may have adverse effects on sensor performance and long-term reliability. Contact the factory for in-

formation regarding media compatibility in your application.

Figure 4 shows a typical decoupling circuit for interfacing the integrated sensor to the A/D input of a microprocessor. Proper decoupling of the power supply is recommended.

Figure 2 shows the sensor output signal relative to pressure input. Typical, minimum, and maximum output curves are shown for operation over a temperature range of 0° to 85°C using the decoupling circuit below. (The output will saturate outside of the specified pressure range.)

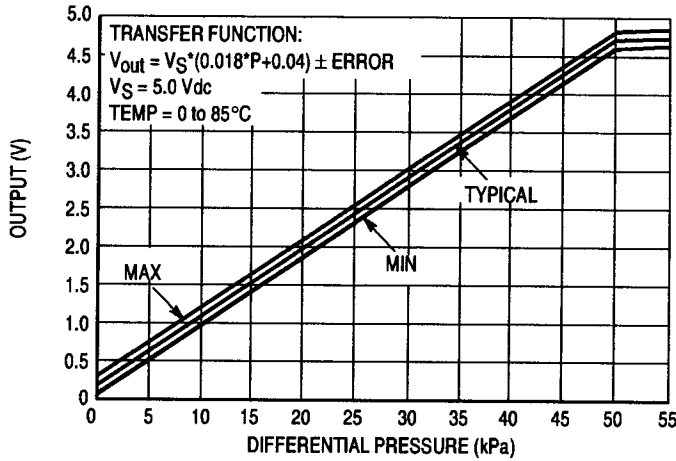


Figure 2. Output versus Pressure Differential

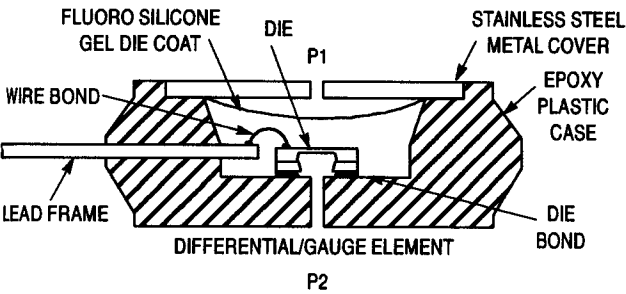


Figure 3. Cross-Sectional Diagram (Not to Scale)

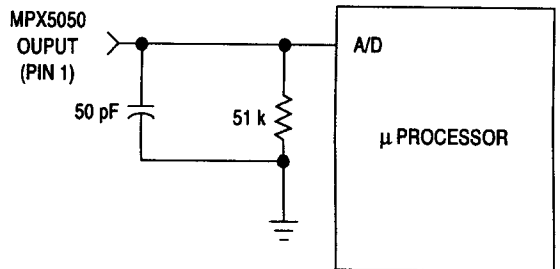


Figure 4. Typical Decoupling Filter for Sensor to Microprocessor Interface

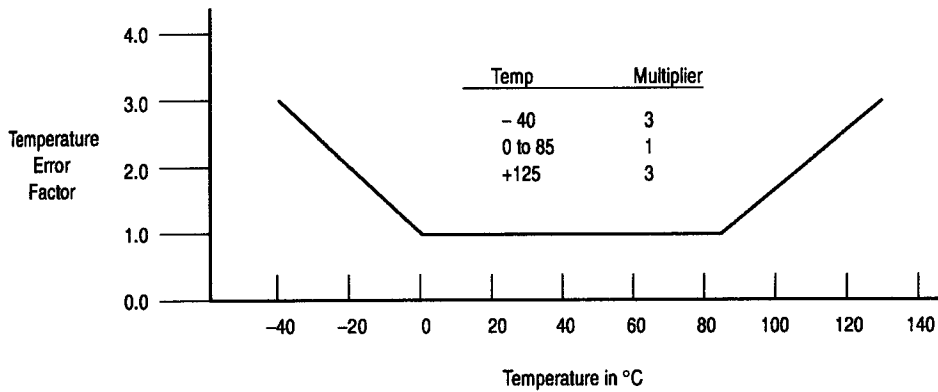
MPX5050 SERIES

Transfer Function

Initial Transfer Value: $V_{out} = V_S (P \times 0.018 + 0.04)$
 \pm (Pressure Error x Temp. Factor x V_S)
 $V_S = 5.0 \text{ V} \pm 0.25 \text{ Vdc}$

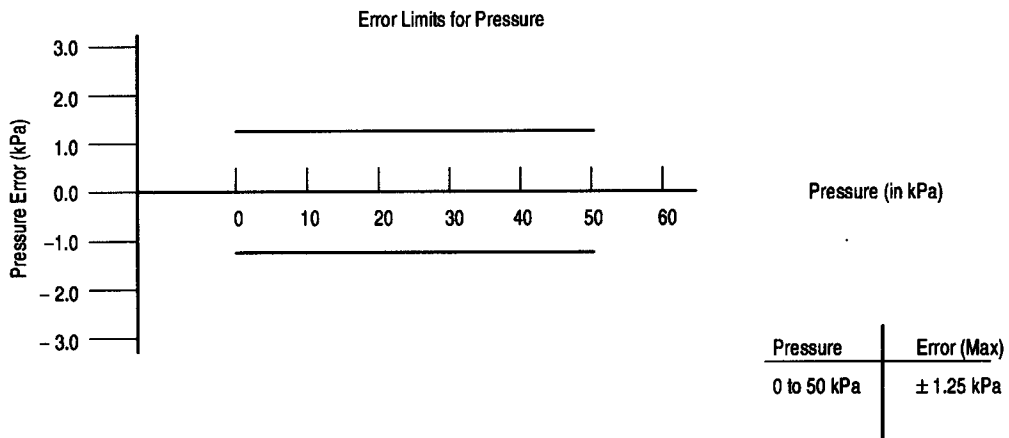
Temperature Error Band

MPX5050D Series



NOTE: The Temperature Multiplier is a linear response from 0° to -40°C and from 85° to 125°C.

Pressure Error Band



PRESSURE (P1) / VACUUM (P2) SIDE IDENTIFICATION TABLE

Motorola designates the two sides of the pressure sensor as the Pressure (P1) side and the Vacuum (P2) side. The Pressure (P1) side is the side containing fluorosilicone gel which protects the die from harsh media. The Motorola MPX

pressure sensor is designed to operate with positive differential pressure applied, $P1 > P2$.

The Pressure (P1) side may be identified by using the table below:

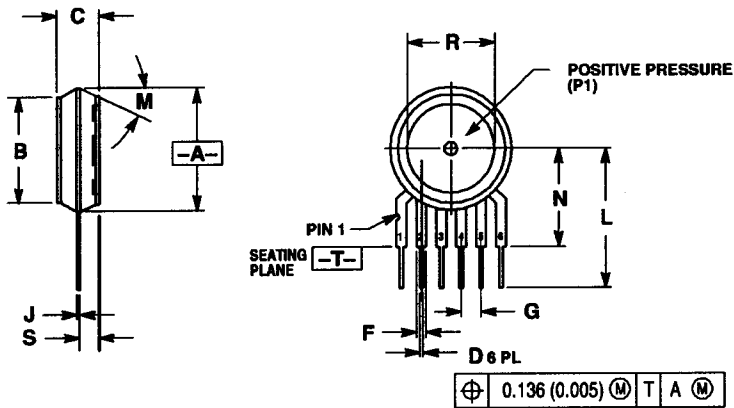
Part Number	Case Type	Pressure (P1) Side Identifier
MPX5050D	867-08	Stainless Steel Cap
MPX5050DP	867C-05	Side with Part Marking
MPX5050GP	867B-04	Side with Port Attached
MPX5050GVP	867D-04	Stainless Steel Cap
MPX5050GS	867E-03	Side with Port Attached
MPX5050GVS	867A-04	Stainless Steel Cap
MPX5050GSX	867F-03	Side with Port Attached
MPX5050GVSX	867G-03	Stainless Steel Cap

ORDERING INFORMATION

The MPX5050 pressure sensor is available in differential and gauge configurations. Devices are available in the basic element package or with pressure port fittings that provide printed circuit board mounting ease and barbed hose pressure connections.

Device Type	Options	Case Type	MPX Series	
			Order Number	Device Marking
Basic Element	Differential	867-08	MPX5050D	MPX5050D
Ported Elements	Differential Dual Ports	867C-05	MPX5050DP	MPX5050DP
	Gauge	867B-04	MPX5050GP	MPX5050GP
	Gauge Vacuum Port	867D-04	MPX5050GVP	MPX5050GVP
	Gauge, Axial	867E-03	MPX5050GS	MPX5050D
	Gauge Vacuum Axial	867A-04	MPX5050GVS	MPX5050D
	Gauge, Axial PC Mount	867F-03	MPX5050GSX	MPX5050D
	Gauge Vacuum Axial PC Mount	867G-03	MPX5050GVSX	MPX5050D

PACKAGE DIMENSIONS



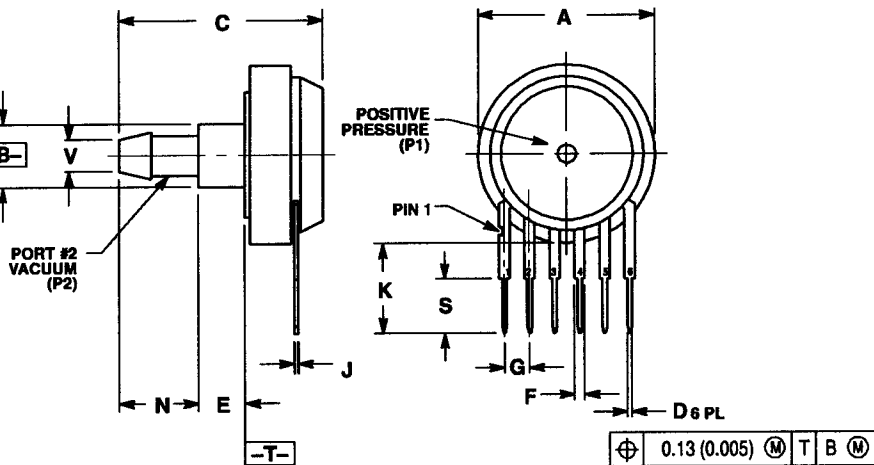
- NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION -A- IS INCLUSIVE OF THE MOLD STOP RING. MOLD STOP RING NOT TO EXCEED 16.00 (0.630).

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.630	15.11	16.00
B	0.514	0.534	13.06	13.56
C	0.200	0.220	5.08	5.59
D	0.027	0.033	0.68	0.84
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.40
L	0.695	0.725	17.65	18.42
M	30° NOM		30° NOM	
N	0.475	0.495	12.07	12.57
R	0.430	0.450	10.92	11.43
S	0.080	0.105	2.29	2.66

- STYLE 1:
 PIN 1: VOUT
 2. GROUND
 3. VCC
 4. V1
 5. V2
 6. VEX

CASE 867-08
 ISSUE N

BASIC ELEMENT (D)



- NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

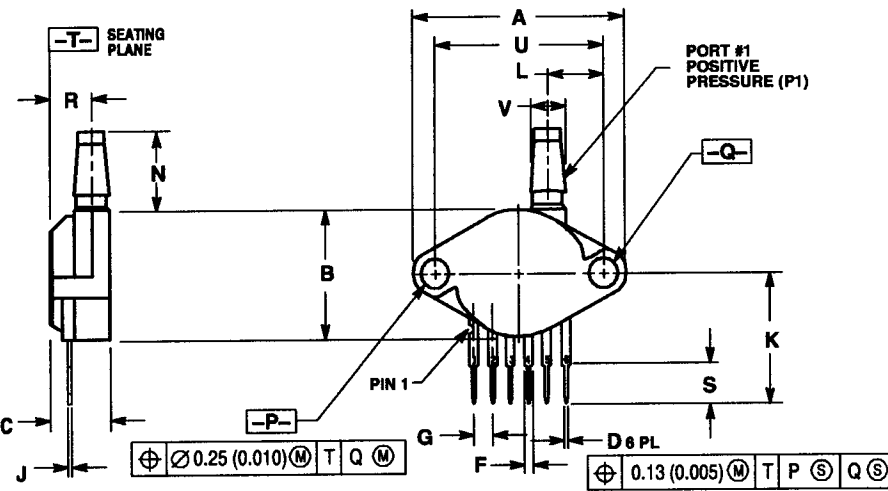
DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.690	0.720	17.53	18.28
B	0.245	0.255	6.22	6.48
C	0.780	0.820	19.81	20.82
D	0.027	0.033	0.69	0.84
E	0.178	0.186	4.52	4.72
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.345	0.375	8.76	9.53
N	0.300	0.310	7.62	7.87
S	0.220	0.240	5.59	6.10
V	0.182	0.184	4.62	4.93

- STYLE 1:
 PIN 1: VOUT
 2. GROUND
 3. VCC
 4. V1
 5. V2
 6. VEX

CASE 867A-04
 ISSUE E

VACUUM SIDE PORTED (GVS)

PACKAGE DIMENSIONS—CONTINUED



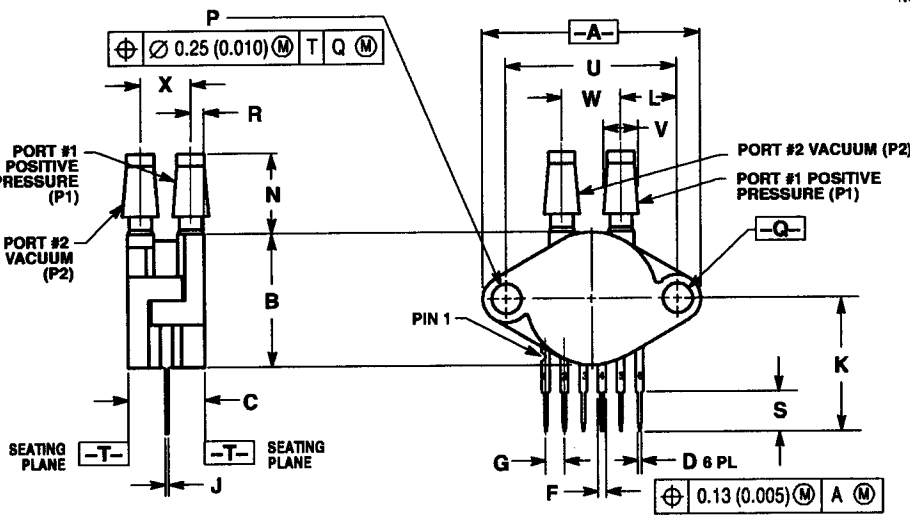
CASE 867B-04
ISSUE E

PRESSURE SIDE PORTED (GP)

- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.145	1.175	29.08	29.85
B	0.685	0.715	17.40	18.16
C	0.305	0.325	7.75	8.26
D	0.027	0.033	0.68	0.84
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.695	0.725	17.65	18.42
L	0.290	0.300	7.37	7.62
N	0.420	0.440	10.67	11.18
P	0.153	0.159	3.89	4.04
Q	0.153	0.159	3.89	4.04
R	0.230	0.250	5.84	6.35
S	0.220	0.240	5.59	6.10
U	0.910 BSC		23.11 BSC	
V	0.182	0.194	4.62	4.93

- STYLE 1:
PIN 1. V_{OUT}
2. GROUND
3. V_{CC}
4. V_I
5. V₂
6. V_{EX}



CASE 867C-05
ISSUE F

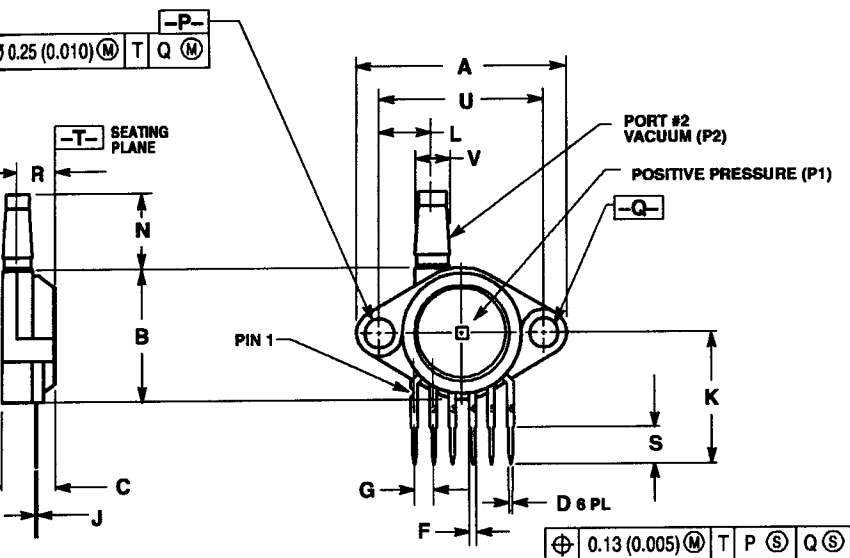
PRESSURE AND VACUUM SIDES PORTED (DP)

- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.145	1.175	29.08	29.85
B	0.685	0.715	17.40	18.16
C	0.405	0.435	10.29	11.06
D	0.027	0.033	0.68	0.84
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.695	0.725	17.65	18.42
L	0.290	0.300	7.37	7.62
N	0.420	0.440	10.67	11.18
P	0.153	0.159	3.89	4.04
Q	0.153	0.159	3.89	4.04
R	0.063	0.083	1.60	2.11
S	0.220	0.240	5.59	6.10
U	0.910 BSC		23.11 BSC	
V	0.182	0.194	4.62	4.93
W	0.310	0.330	7.87	8.38
X	0.248	0.278	6.30	7.06

- STYLE 1:
PIN 1. V_{OUT}
2. GROUND
3. V_{CC}
4. V_I
5. V₂
6. V_{EX}

PACKAGE DIMENSIONS—CONTINUED



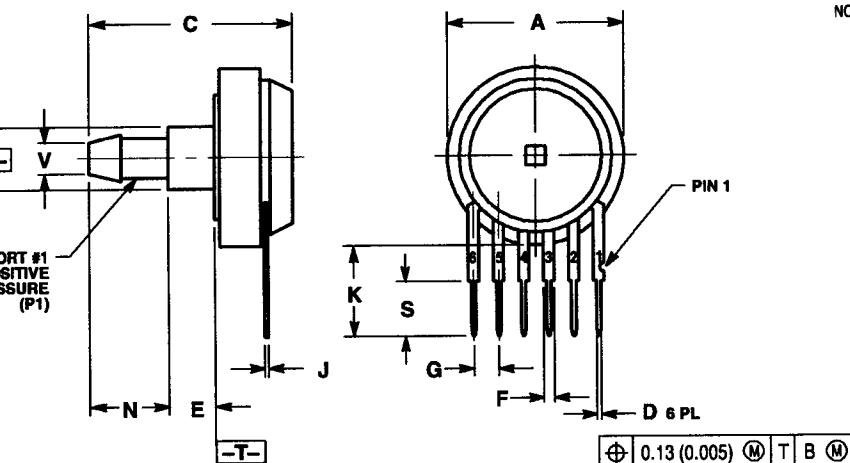
CASE 867D-04
ISSUE F

VACUUM SIDE PORTED (GVP)

NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.145	1.175	29.08	29.85
B	0.685	0.715	17.40	18.16
C	0.305	0.325	7.75	8.26
D	0.027	0.033	0.68	0.84
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.695	0.725	17.65	18.42
L	0.290	0.300	7.37	7.62
N	0.420	0.440	10.67	11.18
P	0.153	0.159	3.89	4.04
Q	0.153	0.159	3.89	4.04
R	0.230	0.250	5.84	6.35
S	0.220	0.240	5.59	6.10
U	0.910 BSC		23.11 BSC	
V	0.182	0.194	4.62	4.93

STYLE 1:
PIN 1: V_{OUT}
2. GROUND
3. V_{CC}
4. V_I
5. V₂
6. V_{EX}



CASE 867E-03
ISSUE D

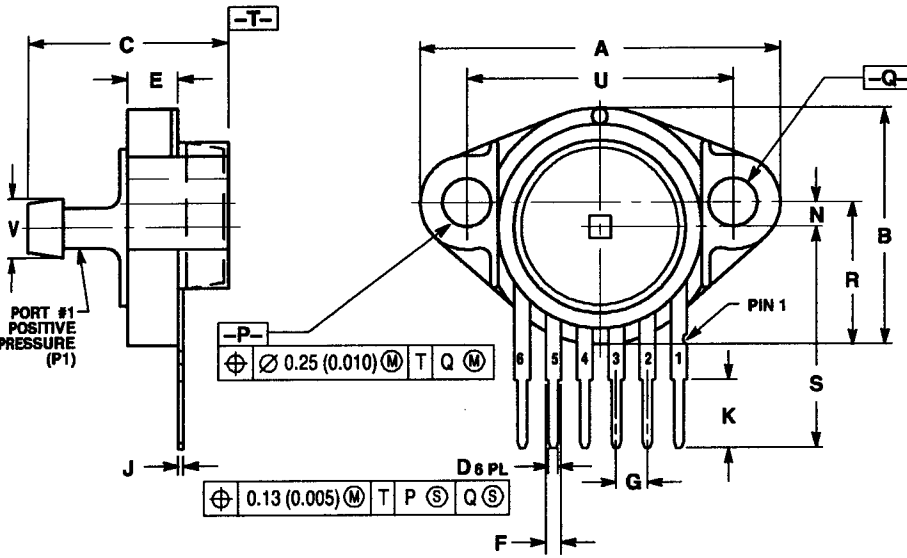
PRESSURE SIDE PORTED (AS, GS)

NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.690	0.720	17.53	18.28
B	0.245	0.255	6.22	6.48
C	0.780	0.820	19.81	20.82
D	0.027	0.033	0.69	0.84
E	0.178	0.186	4.52	4.72
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.345	0.375	8.76	9.53
N	0.300	0.310	7.62	7.87
S	0.220	0.240	5.59	6.10
V	0.182	0.194	4.62	4.93

STYLE 1:
PIN 1: V_{OUT}
2. GROUND
3. V_{CC}
4. V_I
5. V₂
6. V_{EX}

PACKAGE DIMENSIONS—CONTINUED



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

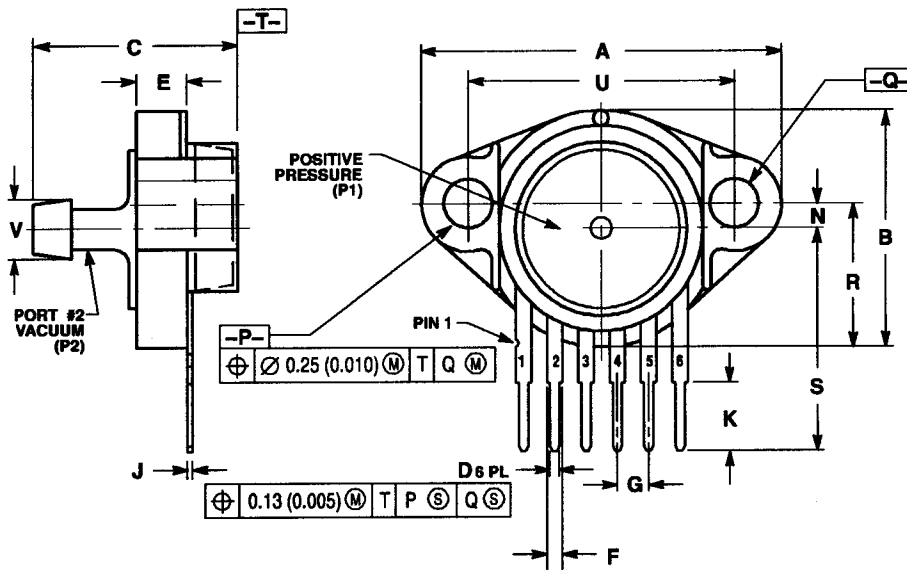
DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.080	1.120	27.43	28.45
B	0.740	0.780	18.80	19.30
C	0.630	0.650	16.00	16.51
D	0.027	0.033	0.68	0.84
E	0.160	0.180	4.06	4.57
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.220	0.240	5.59	6.10
N	0.070	0.080	1.78	2.03
P	0.150	0.160	3.81	4.06
Q	0.150	0.160	3.81	4.06
R	0.440	0.460	11.18	11.68
S	0.895	0.725	17.65	18.42
U	0.840	0.860	21.34	21.84
V	0.182	0.194	4.62	4.93

STYLE 1:

1. V_{OUT}
2. GROUND
3. V_{CC}
4. V_I
5. V₂
6. V_{EX}

CASE 867F-03
ISSUE D

PRESSURE SIDE PORTED (GSX)



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.


DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.080	1.120	27.43	28.45
B	0.740	0.780	18.80	19.30
C	0.630	0.650	16.00	16.51
D	0.027	0.033	0.68	0.84
E	0.160	0.180	4.06	4.57
F	0.048	0.064	1.22	1.63
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.220	0.240	5.59	6.10
N	0.070	0.080	1.78	2.03
P	0.150	0.160	3.81	4.06
Q	0.150	0.160	3.81	4.06
R	0.440	0.460	11.18	11.68
S	0.895	0.725	17.65	18.42
U	0.840	0.860	21.34	21.84
V	0.182	0.194	4.62	4.93

STYLE 1:

1. V_{OUT}
2. GROUND
3. V_{CC}
4. V_I
5. V₂
6. V_{EX}

CASE 867G-03
ISSUE D

VACUUM SIDE PORTED (GVSX)

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the reliability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and Motorola expressly disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of any other Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola, its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees incurred out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Buyer was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

For more information, please contact us:
EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
3500 Central Expressway, Santa Clara, CA 95051, USA
Tel: 408-757-1700 Fax: 408-757-1701
35405, Denver, Colorado 80217. 303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 81-3-3521-8315

USA: Motorola Literature Distribution, Dept. MBX505/D,
3500 Central Expressway, Santa Clara, CA 95051, USA
Tel: 408-757-1700 Fax: 408-757-1701
RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
- US & Canada ONLY 1-800-774-1848

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

Internet: <http://motorola.com/sps>

APENDICE C.

Datos Técnicos del Convertidor Analógico/Digital ADC0804 National
Semiconductors

ADC0801/ADC0802/ADC0803/ADC0804/ADC0805 8-Bit μ P Compatible A/D Converters

General Description

The ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 and ADC0805 are CMOS 8-bit successive approximation A/D converters that use a differential potentiometric ladder—similar to the 256R products. These converters are designed to allow operation with the NSC800 and INS8080A derivative control bus with TRI-STATE® output latches directly driving the data bus. These A/Ds appear like memory locations or I/O ports to the microprocessor and no interfacing logic is needed.

Differential analog voltage inputs allow increasing the common-mode rejection and offsetting the analog zero input voltage value. In addition, the voltage reference input can be adjusted to allow encoding any smaller analog voltage span to the full 8 bits of resolution.

Features

- Compatible with 8080 μ P derivatives—no interfacing logic needed - access time - 135 ns
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"

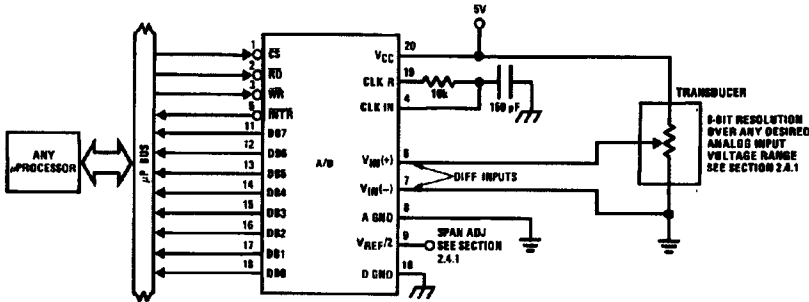
- Differential analog voltage inputs
- Logic inputs and outputs meet both MOS and TTL voltage level specifications
- Works with 2.5V (LM336) voltage reference
- On-chip clock generator
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero adjust required
- 0.3" standard width 20-pin DIP package
- 20-pin molded chip carrier or small outline package
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC}, 2.5 V_{DC}, or analog span adjusted voltage reference

Key Specifications

- Resolution 8 bits
- Total error $\pm 1/4$ LSB, $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- Conversion time 100 μ s

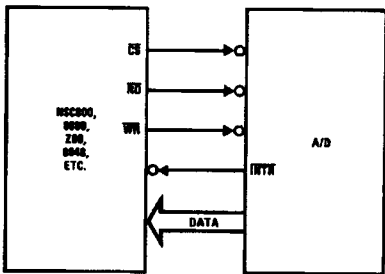
ADC0801/ADC0802/ADC0803/ADC0804/ADC0805
8-Bit μ P Compatible A/D Converters

Typical Applications



TL/H/5671-1

8080 Interface



TL/H/5671-31

Error Specification (Includes Full-Scale, Zero Error, and Non-Linearity)

Part Number	Full-Scale Adjusted	V _{REF} /2 = 2.500 V _{DC} (No Adjustments)	V _{REF} /2 = No Connection (No Adjustments)
ADC0801	$\pm 1/4$ LSB		
ADC0802		$\pm 1/2$ LSB	
ADC0803	$\pm 1/2$ LSB		
ADC0804		± 1 LSB	
ADC0805			± 1 LSB

TRI-STATE® is a registered trademark of National Semiconductor Corp.
Z-80® is a registered trademark of Zilog Corp.

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V
Logic Control Inputs	-0.3V to +18V
At Other Input and Outputs	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	875 mW
ESD Susceptibility (Note 10)	800V

Operating Ratings (Notes 1 & 2)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0801/02LJ, ADC0802LJ/883	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$
ADC0801/02/03/04LCJ	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
ADC0801/02/03/05LCN	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
ADC0804LCN	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$
ADC0802/03/04LCV	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$
ADC0802/03/04LCWM	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$
Range of V_{CC}	4.5 V_{DC} to 6.3 V_{DC}

Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5 V_{DC}$, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ and $f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$ unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
DC0801: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/4$	LSB
DC0802: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$			$\pm 1/2$	LSB
DC0803: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/2$	LSB
DC0804: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$			± 1	LSB
DC0805: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2$ -No Connection			± 1	LSB
$V_{REF}/2$ Input Resistance (Pin 9)	ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Note 9)	2.5 0.75	8.0 1.1		k Ω k Ω
Analog Input Voltage Range	(Note 4) $V(+)$ or $V(-)$	Gnd-0.05		$V_{CC} + 0.05$	V_{DC}
Common-Mode Error	Over Analog Input Voltage Range		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB
Power Supply Sensitivity	$V_{CC} = 5 V_{DC} \pm 10\%$ Over Allowed $V_{IN}(+)$ and $V_{IN}(-)$ Voltage Range (Note 4)		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB

AC Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5 V_{DC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{CONV}	Conversion Time	$f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$ (Note 6)	103		114	μs
t_{CONV}	Conversion Time	(Note 5, 6)	66		73	$1/f_{CLK}$
f_{CLK}	Clock Frequency Clock Duty Cycle	$V_{CC} = 5V$, (Note 5) (Note 5)	100 40	640	1460 60	kHz %
R	Conversion Rate in Free-Running Mode	\overline{INTR} tied to \overline{WR} with $\overline{CS} = 0 V_{DC}$, $f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$	8770		9708	conv/s
t_{WR}	Width of \overline{WR} Input (Start Pulse Width)	$\overline{CS} = 0 V_{DC}$ (Note 7)	100			ns
t_{ACC}	Access Time (Delay from Falling Edge of \overline{RD} to Output Data Valid)	$C_L = 100 \text{ pF}$		135	200	ns
t_{RHS}	TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of \overline{RD} to Hi-Z State)	$C_L = 10 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (See TRI-STATE Test Circuits)		125	200	ns
t_{RFL}	Delay from Falling Edge of \overline{WR} or \overline{RD} to Reset of \overline{INTR}			300	450	ns
C_{IN}	Input Capacitance of Logic Control Inputs			5	7.5	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance (Data Buffers)			5	7.5	pF

CONTROL INPUTS [Note: CLK IN (Pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately]

$V_{I(1)}$	Logical "1" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 5.25 V_{DC}$	2.0		15	V_{DC}
------------	---	------------------------	-----	--	----	----------

AC Electrical Characteristics (Continued)

The following specifications apply for $V_{CC} = 5V_{DC}$ and $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CONTROL INPUTS [Note: CLK IN (Pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately]						
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.8	V_{DC}
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 5 V_{DC}$		0.005	1	μA_{DC}
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 0 V_{DC}$	-1	-0.005		μA_{DC}
CLOCK IN AND CLOCK R						
V_{T+}	CLK IN (Pin 4) Positive Going Threshold Voltage		2.7	3.1	3.5	V_{DC}
V_{T-}	CLK IN (Pin 4) Negative Going Threshold Voltage		1.5	1.8	2.1	V_{DC}
V_H	CLK IN (Pin 4) Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)		0.6	1.3	2.0	V_{DC}
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" CLK R Output Voltage	$I_O = 360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4	V_{DC}
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" CLK R Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$ $V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
DATA OUTPUTS AND INTR						
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage Data Outputs INTR Output	$I_{OUT} = 1.6 mA, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$ $I_{OUT} = 1.0 mA, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$			0.4 0.4	V_{DC} V_{DC}
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	2.4			V_{DC}
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -10 \mu A, V_{CC} = 4.75 V_{DC}$	4.5			V_{DC}
I_{OUT}	TRI-STATE Disabled Output Leakage (All Data Buffers)	$V_{OUT} = 0 V_{DC}$ $V_{OUT} = 5 V_{DC}$	-3		3	μA_{DC} μA_{DC}
I_{SOURCE}		V_{OUT} Short to Gnd, $T_A = 25^\circ C$	4.5	6		mA_{DC}
I_{SINK}		V_{OUT} Short to V_{CC} , $T_A = 25^\circ C$	9.0	16		mA_{DC}
POWER SUPPLY						
I_{CC}	Supply Current (includes Ladder Current) ADC0801/02/03/04LCJ/05 ADC0804LCN/LCV/LCWM	$f_{CLK} = 640 kHz$, $V_{REF/2} = NC$, $T_A = 25^\circ C$ and $\overline{CS} = 5V$			1.1 1.9	1.8 2.5 mA

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All voltages are measured with respect to Gnd, unless otherwise specified. The separate A Gnd point should always be wired to the D Gnd.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to Gnd and has a typical breakdown voltage of $7 V_{DC}$.

Note 4: For $V_{IN(-)} \geq V_{IN(+)}$ the digital output code will be 0000 0000. Two on-chip diodes are tied to each analog input (see block diagram) which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. Be careful, during testing at low V_{CC} levels (4.5V), as high level analog inputs (5V) can cause this input diode to conduct—especially at elevated temperatures, and cause errors for analog inputs near full-scale. The spec allows 50 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 50 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 V_{DC} to 5 V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.950 V_{DC} over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Accuracy is guaranteed at $f_{CLK} = 640 kHz$. At higher clock frequencies accuracy can degrade. For lower clock frequencies, the duty cycle limits can be extended so long as the minimum clock high time interval or minimum clock low time interval is no less than 275 ns.

Note 6: With an asynchronous start pulse, up to 8 clock periods may be required before the internal clock phases are proper to start the conversion process. The start request is internally latched, see Figure 2 and section 2.0.

Note 7: The \overline{CS} input is assumed to bracket the \overline{WR} strobe input and therefore timing is dependent on the \overline{WR} pulse width. An arbitrarily wide pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the \overline{WR} pulse (see timing diagrams).

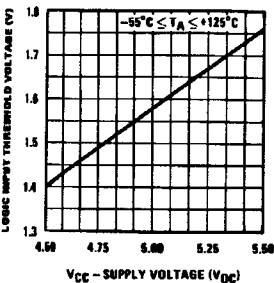
Note 8: None of these A/Ds requires a zero adjust (see section 2.5.1). To obtain zero code at other analog input voltages see section 2.5 and Figure 5.

Note 9: The $V_{REF/2}$ pin is the center point of a two-resistor divider connected from V_{CC} to ground. In all versions of the ADC0801, ADC0802, ADC0803, and ADC0805, and in the ADC0804LCJ, each resistor is typically 16 k Ω . In all versions of the ADC0804 except the ADC0804LCJ, each resistor is typically 2.2 k Ω .

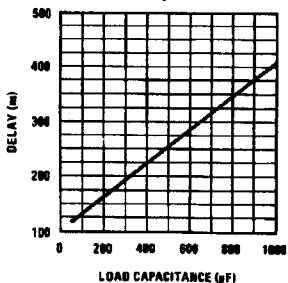
Note 10: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Typical Performance Characteristics

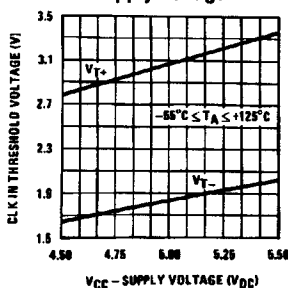
Logic Input Threshold Voltage vs. Supply Voltage



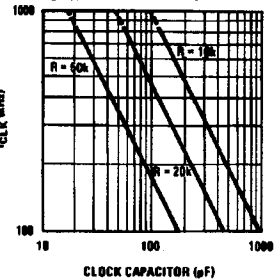
Delay From Falling Edge of RD to Output Data Valid vs. Load Capacitance



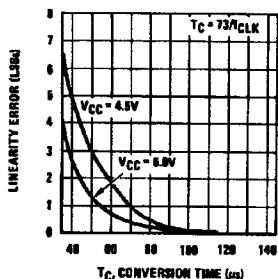
CLK IN Schmitt Trip Levels vs. Supply Voltage



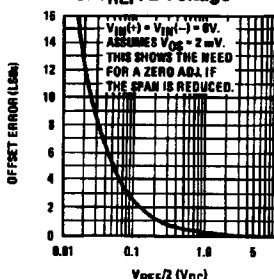
fCLK vs. Clock Capacitor



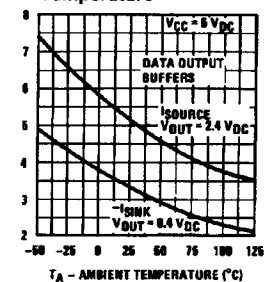
Full-Scale Error vs Conversion Time



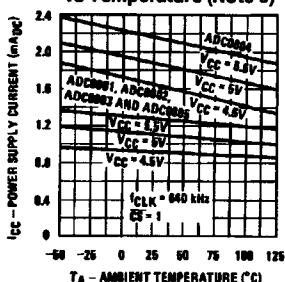
Effect of Unadjusted Offset Error vs. VREF/2 Voltage



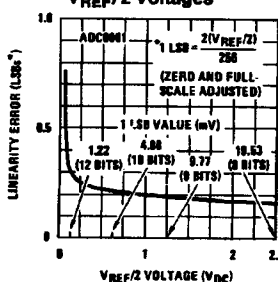
Output Current vs Temperature



Power Supply Current vs Temperature (Note 9)

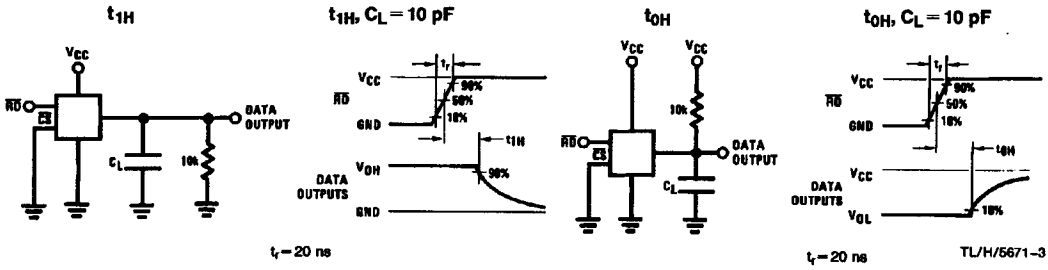


Linearity Error at Low VREF/2 Voltages

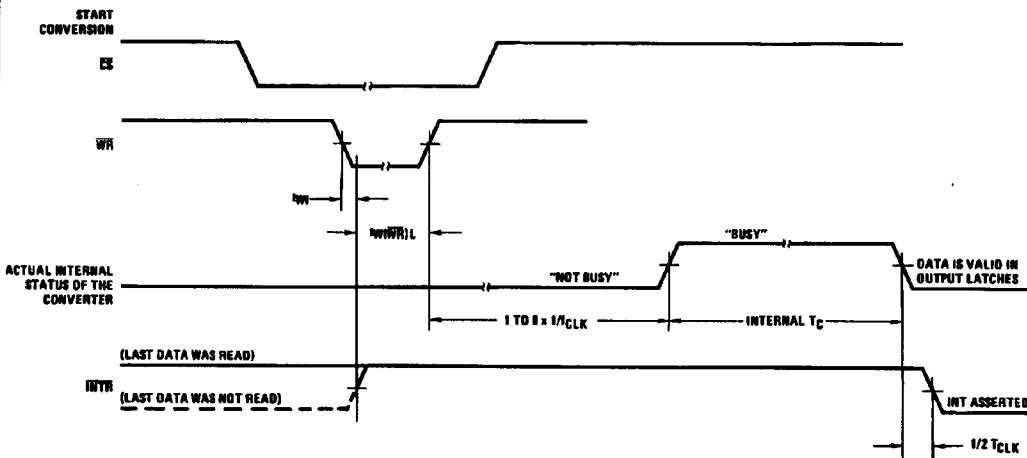


TL/H/5671-2

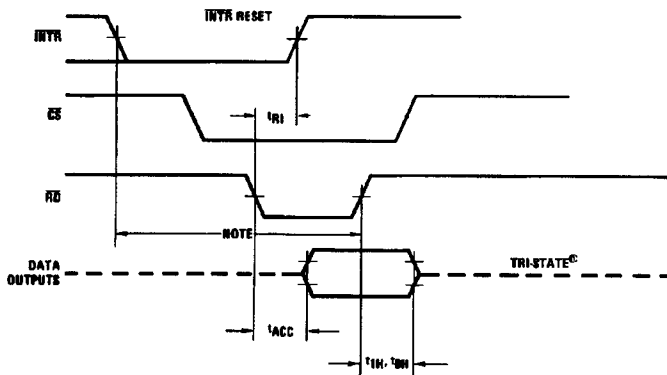
TRI-STATE Test Circuits and Waveforms



Timing Diagrams (All timing is measured from the 50% voltage points)



Output Enable and Reset INTR



TL/H/5671-4

Functional Description

1.0 UNDERSTANDING A/D ERROR SPECS

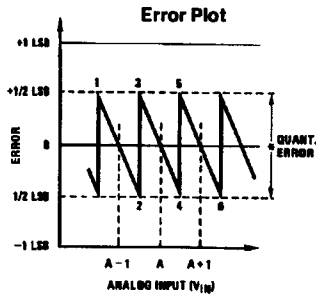
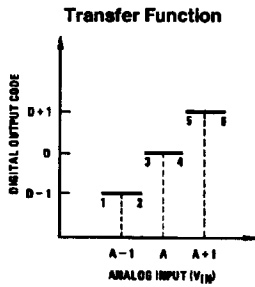
A perfect A/D transfer characteristic (staircase waveform) is shown in *Figure 1a*. The horizontal scale is analog input voltage and the particular points labeled are in steps of 1 LSB (19.53 mV with 2.5V tied to the $V_{REF}/2$ pin). The digital output codes that correspond to these inputs are shown as $D-1$, D , and $D+1$. For the perfect A/D, not only will center-value ($A-1$, A , $A+1$,) analog inputs produce the correct output digital codes, but also each riser (the transitions between adjacent output codes) will be located $\pm 1/2$ LSB away from each center-value. As shown, the risers are ideal and have no width. Correct digital output codes will be provided for a range of analog input voltages that extend $\pm 1/2$ LSB from the ideal center-values. Each tread (the range of analog input voltage that provides the same digital output code) is therefore 1 LSB wide.

Figure 1b shows a worst case error plot for the ADC0801. All center-valued inputs are guaranteed to produce the correct output codes and the adjacent risers are guaranteed to be no closer to the center-value points than $\pm 1/4$ LSB. In

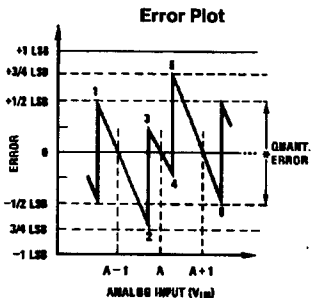
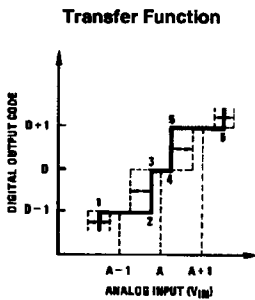
other words, if we apply an analog input equal to the center-value $\pm 1/4$ LSB, we *guarantee* that the A/D will produce the correct digital code. The maximum range of the position of the code transition is indicated by the horizontal arrow and it is guaranteed to be no more than $1/2$ LSB.

The error curve of *Figure 1c* shows a worst case error plot for the ADC0802. Here we guarantee that if we apply an analog input equal to the LSB analog voltage center-value the A/D will produce the correct digital code.

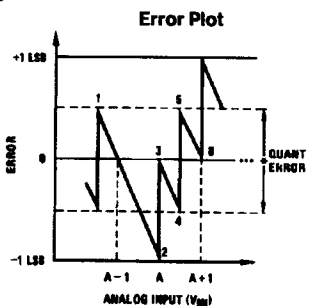
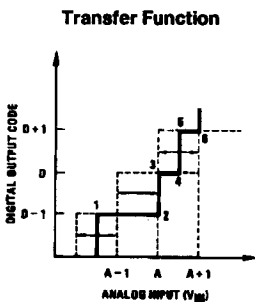
Next to each transfer function is shown the corresponding error plot. Many people may be more familiar with error plots than transfer functions. The analog input voltage to the A/D is provided by either a linear ramp or by the discrete output steps of a high resolution DAC. Notice that the error is continuously displayed and includes the quantization uncertainty of the A/D. For example the error at point 1 of *Figure 1a* is $+1/2$ LSB because the digital code appeared $1/2$ LSB in advance of the center-value of the tread. The error plots always have a constant negative slope and the abrupt upside steps are always 1 LSB in magnitude.



a) Accuracy = ± 0 LSB: A Perfect A/D



b) Accuracy = $\pm 1/4$ LSB



c) Accuracy = $\pm 1/2$ LSB

FIGURE 1. Clarifying the Error Specs of an A/D Converter

TL/H/5671-12

Functional Description (Continued)

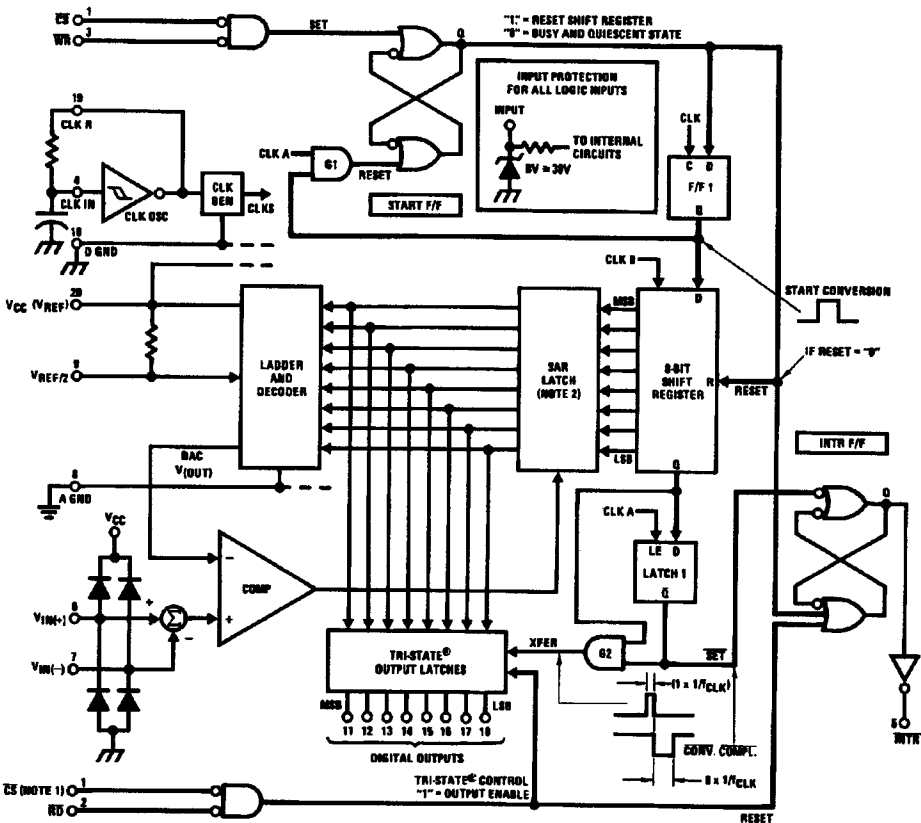
2.0 FUNCTIONAL DESCRIPTION

The ADC0801 series contains a circuit equivalent of the 256R network. Analog switches are sequenced by successive approximation logic to match the analog difference input voltage $[V_{IN}(+) - V_{IN}(-)]$ to a corresponding tap on the R network. The most significant bit is tested first and after 8 comparisons (64 clock cycles) a digital 8-bit binary code (1111 1111 = full-scale) is transferred to an output latch and then an interrupt is asserted (\overline{INTR} makes a high-to-low transition). A conversion in process can be interrupted by issuing a second start command. The device may be operated in the free-running mode by connecting \overline{INTR} to the \overline{WR} input with $\overline{CS}=0$. To ensure start-up under all possible conditions, an external \overline{WR} pulse is required during the first power-up cycle.

On the high-to-low transition of the \overline{WR} input the internal SAR latches and the shift register stages are reset. As long as the \overline{CS} input and \overline{WR} input remain low, the A/D will remain in a reset state. Conversion will start from 1 to 8 clock periods after at least one of these inputs makes a low-to-high transition.

A functional diagram of the A/D converter is shown in Figure 2. All of the package pinouts are shown and the major logic control paths are drawn in heavier weight lines.

The converter is started by having \overline{CS} and \overline{WR} simultaneously low. This sets the start flip-flop (F/F) and the resulting "1" level resets the 8-bit shift register, resets the Interrupt (\overline{INTR}) F/F and inputs a "1" to the D flop, F/F1, which is at the input end of the 8-bit shift register. Internal clock signals then transfer this "1" to the Q output of F/F1. The AND gate, G1, combines this "1" output with a clock signal to provide a reset signal to the start F/F. If the set signal is no longer present (either \overline{WR} or \overline{CS} is a "1") the start F/F is reset and the 8-bit shift register then can have the "1" clocked in, which starts the conversion process. If the set signal were to still be present, this reset pulse would have no effect (both outputs of the start F/F would momentarily be at a "1" level) and the 8-bit shift register would continue to be held in the reset mode. This logic therefore allows for wide \overline{CS} and \overline{WR} signals and the converter will start after at least one of these signals returns high and the internal clocks again provide a reset signal for the start F/F.



Note 1: \overline{CS} shown twice for clarity.
 Note 2: SAR = Successive Approximation Register.

TL/H/5671-13

FIGURE 2. Block Diagram

Functional Description (Continued)

After the "1" is clocked through the 8-bit shift register (which completes the SAR search) it appears as the input to the D-type latch, LATCH 1. As soon as this "1" is output from the shift register, the AND gate, G2, causes the new digital word to transfer to the TRI-STATE output latches. When LATCH 1 is subsequently enabled, the Q output makes a high-to-low transition which causes the INTR F/F to set. An inverting buffer then supplies the INTR input signal.

Note that this $\overline{\text{SET}}$ control of the INTR F/F remains low for 8 of the external clock periods (as the internal clocks run at $\frac{1}{6}$ of the frequency of the external clock). If the data output is continuously enabled ($\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ both held low), the INTR output will still signal the end of conversion (by a high-to-low transition), because the $\overline{\text{SET}}$ input can control the Q output of the INTR F/F even though the RESET input is constantly at a "1" level in this operating mode. This INTR output will therefore stay low for the duration of the $\overline{\text{SET}}$ signal, which is 8 periods of the external clock frequency (assuming the A/D is not started during this interval).

When operating in the free-running or continuous conversion mode (INTR pin tied to $\overline{\text{WR}}$ and $\overline{\text{CS}}$ wired low—see also section 2.8), the START F/F is SET by the high-to-low transition of the INTR signal. This resets the SHIFT REGISTER which causes the input to the D-type latch, LATCH 1, to go low. As the latch enable input is still present, the $\overline{\text{Q}}$ output will go high, which then allows the INTR F/F to be RESET. This reduces the width of the resulting INTR output pulse to only a few propagation delays (approximately 300 ns).

When data is to be read, the combination of both $\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ being low will cause the INTR F/F to be reset and the TRI-STATE output latches will be enabled to provide the 8-bit digital outputs.

2.1 Digital Control Inputs

The digital control inputs ($\overline{\text{CS}}$, $\overline{\text{RD}}$, and $\overline{\text{WR}}$) meet standard T²L logic voltage levels. These signals have been renamed when compared to the standard A/D Start and Output Enable labels. In addition, these inputs are active low to allow an easy interface to microprocessor control busses. For non-microprocessor based applications, the $\overline{\text{CS}}$ input (pin 1) can be grounded and the standard A/D Start function is obtained by an active low pulse applied at the $\overline{\text{WR}}$ input (pin 3) and the Output Enable function is caused by an active low pulse at the $\overline{\text{RD}}$ input (pin 2).

2.2 Analog Differential Voltage Inputs and Common-Mode Rejection

This A/D has additional applications flexibility due to the analog differential voltage input. The $V_{\text{IN}}(-)$ input (pin 7) can be used to automatically subtract a fixed voltage value from the input reading (tare correction). This is also useful in 4 mA–20 mA current loop conversion. In addition, common-mode noise can be reduced by use of the differential input.

The time interval between sampling $V_{\text{IN}}(+)$ and $V_{\text{IN}}(-)$ is $4\frac{1}{2}$ clock periods. The maximum error voltage due to this

slight time difference between the input voltage samples is given by:

$$\Delta V_e(\text{MAX}) = (V_P) (2\pi f_{\text{cm}}) \left(\frac{4.5}{f_{\text{CLK}}} \right),$$

where:

ΔV_e is the error voltage due to sampling delay

V_P is the peak value of the common-mode voltage

f_{cm} is the common-mode frequency

As an example, to keep this error to $\frac{1}{4}$ LSB (~ 5 mV) when operating with a 60 Hz common-mode frequency, f_{cm} , and using a 640 kHz A/D clock, f_{CLK} , would allow a peak value of the common-mode voltage, V_P , which is given by:

$$V_P = \frac{[\Delta V_e(\text{MAX}) (f_{\text{CLK}})]}{(2\pi f_{\text{cm}}) (4.5)}$$

or

$$V_P = \frac{(5 \times 10^{-3}) (640 \times 10^3)}{(6.28) (60) (4.5)}$$

which gives

$$V_P \approx 1.9V.$$

The allowed range of analog input voltages usually places more severe restrictions on input common-mode noise levels.

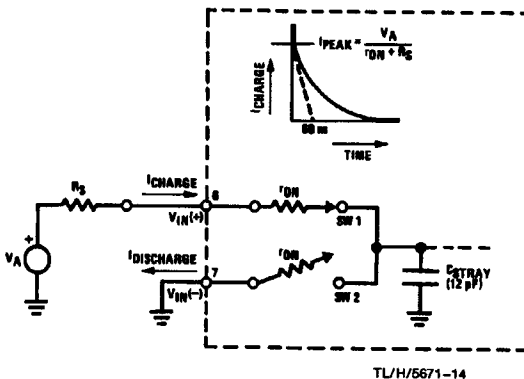
An analog input voltage with a reduced span and a relatively large zero offset can be handled easily by making use of the differential input (see section 2.4 Reference Voltage).

2.3 Analog Inputs

2.3.1 Input Current

Normal Mode

Due to the internal switching action, displacement currents will flow at the analog inputs. This is due to on-chip stray capacitance to ground as shown in Figure 3.



$$r_{\text{ON}} \text{ of SW 1 and SW 2} \approx 5 \text{ k}\Omega$$

$$t = r_{\text{ON}} C_{\text{STRAY}} \approx 5 \text{ k}\Omega \times 12 \text{ pF} = 60 \text{ ns}$$

FIGURE 3. Analog Input Impedance

Functional Description (Continued)

The voltage on this capacitance is switched and will result in currents entering the $V_{IN}(+)$ input pin and leaving the $V_{IN}(-)$ input which will depend on the analog differential input voltage levels. These current transients occur at the leading edge of the internal clocks. They rapidly decay and *do not cause errors* as the on-chip comparator is strobed at the end of the clock period.

Fault Mode

If the voltage source applied to the $V_{IN}(+)$ or $V_{IN}(-)$ pin exceeds the allowed operating range of $V_{CC} + 50$ mV, large input currents can flow through a parasitic diode to the V_{CC} pin. If these currents can exceed the 1 mA max allowed spec, an external diode (1N914) should be added to bypass this current to the V_{CC} pin (with the current bypassed with this diode, the voltage at the $V_{IN}(+)$ pin can exceed the V_{CC} voltage by the forward voltage of this diode).

2.3.2 Input Bypass Capacitors

Bypass capacitors at the inputs will average these charges and cause a DC current to flow through the output resistances of the analog signal sources. This charge pumping action is worse for continuous conversions with the $V_{IN}(+)$ input voltage at full-scale. For continuous conversions with a 640 kHz clock frequency with the $V_{IN}(+)$ input at 5V, this DC current is at a maximum of approximately 5 μ A. Therefore, *bypass capacitors should not be used at the analog inputs or the $V_{REF}/2$ pin* for high resistance sources (> 1 k Ω). If input bypass capacitors are necessary for noise filtering and high source resistance is desirable to minimize capacitor size, the detrimental effects of the voltage drop across this input resistance, which is due to the average value of the input current, can be eliminated with a full-scale adjustment while the given source resistor and input bypass capacitor are both in place. This is possible because the average value of the input current is a precise linear function of the differential input voltage.

2.3.3 Input Source Resistance

Large values of source resistance where an input bypass capacitor is not used, *will not cause errors* as the input currents settle out prior to the comparison time. If a low pass filter is required in the system, use a low valued series resistor (≤ 1 k Ω) for a passive RC section or add an op amp RC active low pass filter. For low source resistance applications, (≤ 1 k Ω), a 0.1 μ F bypass capacitor at the inputs will prevent noise pickup due to series lead inductance of a long wire. A 100 Ω series resistor can be used to isolate this capacitor—both the R and C are placed outside the feedback loop—from the output of an op amp, if used.

2.3.4 Noise

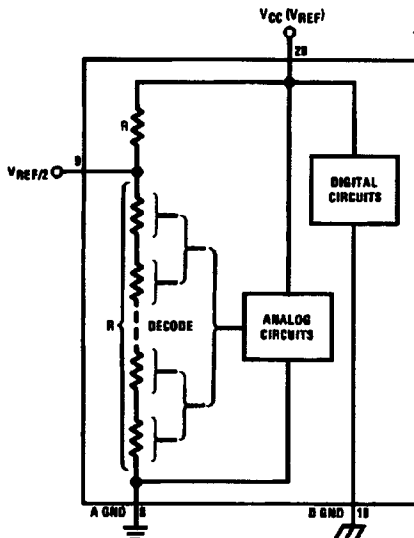
The leads to the analog inputs (pin 6 and 7) should be kept as short as possible to minimize input noise coupling. Both noise and undesired digital clock coupling to these inputs can cause system errors. The source resistance for these inputs should, in general, be kept below 5 k Ω . Larger values of source resistance can cause undesired system noise pickup. Input bypass capacitors, placed from the analog inputs to ground, will eliminate system noise pickup but can create analog scale errors as these capacitors will average the transient input switching currents of the A/D (see section 2.3.1.). This scale error depends on both a large source

resistance and the use of an input bypass capacitor. This error can be eliminated by doing a full-scale adjustment of the A/D (adjust $V_{REF}/2$ for a proper full-scale reading—see section 2.5.2 on Full-Scale Adjustment) with the source resistance and input bypass capacitor in place.

2.4 Reference Voltage

2.4.1 Span Adjust

For maximum applications flexibility, these A/Ds have been designed to accommodate a $5 V_{DC}$, $2.5 V_{DC}$ or an adjusted voltage reference. This has been achieved in the design of the IC as shown in *Figure 4*.



TL/H/6671-16

FIGURE 4. The $V_{REFERENCE}$ Design on the IC

Notice that the reference voltage for the IC is either $1/2$ of the voltage applied to the V_{CC} supply pin, or is equal to the voltage that is externally forced at the $V_{REF}/2$ pin. This allows for a ratiometric voltage reference using the V_{CC} supply, a $5 V_{DC}$ reference voltage can be used for the V_{CC} supply or a voltage less than $2.5 V_{DC}$ can be applied to the $V_{REF}/2$ input for increased application flexibility. The internal gain to the $V_{REF}/2$ input is 2, making the full-scale differential input voltage twice the voltage at pin 9.

An example of the use of an adjusted reference voltage is to accommodate a reduced span—or dynamic voltage range of the analog input voltage. If the analog input voltage were to range from $0.5 V_{DC}$ to $3.5 V_{DC}$, the span would be 3V as shown in *Figure 5*. With $0.5 V_{DC}$ applied to the $V_{IN}(-)$ pin to absorb the offset, the reference voltage can be made equal to $1/2$ of the 3V span or 1.5 V_{DC} . The A/D now will encode the $V_{IN}(+)$ signal from 0.5V to 3.5 V with the 0.5V input corresponding to zero and the 3.5 V_{DC} input corresponding to full-scale. The full 8 bits of resolution are therefore applied over this reduced analog input voltage range.

Functional Description (Continued)

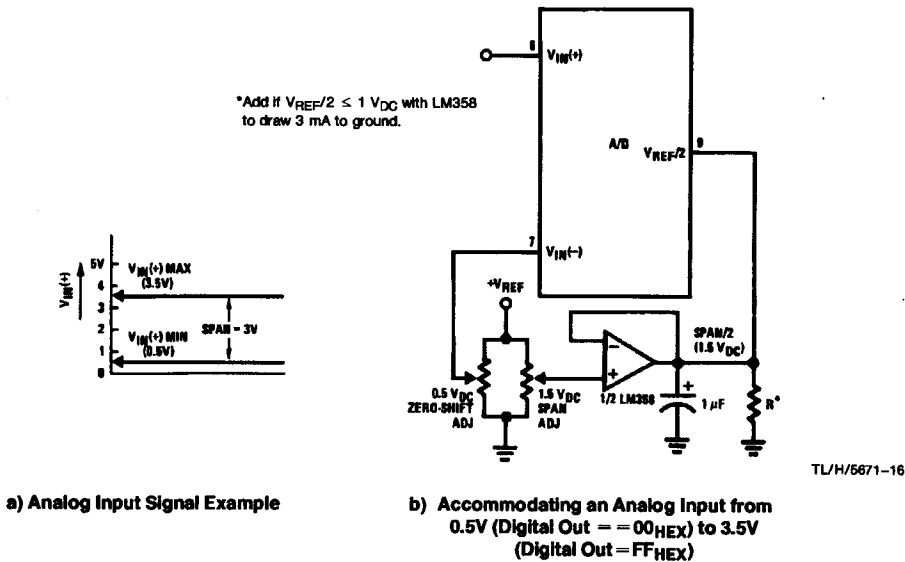


FIGURE 5. Adapting the A/D Analog Input Voltages to Match an Arbitrary Input Signal Range

2.4.2 Reference Accuracy Requirements

The converter can be operated in a ratiometric mode or an absolute mode. In ratiometric converter applications, the magnitude of the reference voltage is a factor in both the output of the source transducer and the output of the A/D converter and therefore cancels out in the final digital output code. The ADC0805 is specified particularly for use in ratiometric applications with no adjustments required. In absolute conversion applications, both the initial value and the temperature stability of the reference voltage are important factors in the accuracy of the A/D converter. For $V_{REF}/2$ voltages of $2.4 V_{DC}$ nominal value, initial errors of ± 10 mV_{DC} will cause conversion errors of ± 1 LSB due to the gain of 2 of the $V_{REF}/2$ input. In reduced span applications, the initial value and the stability of the $V_{REF}/2$ input voltage become even more important. For example, if the span is reduced to 2.5V, the analog input LSB voltage value is correspondingly reduced from 20 mV (5V span) to 10 mV and 1 LSB at the $V_{REF}/2$ input becomes 5 mV. As can be seen, this reduces the allowed initial tolerance of the reference voltage and requires correspondingly less absolute change with temperature variations. Note that spans smaller than 2.5V place even tighter requirements on the initial accuracy and stability of the reference source.

In general, the magnitude of the reference voltage will require an initial adjustment. Errors due to an improper value of reference voltage appear as full-scale errors in the A/D transfer function. IC voltage regulators may be used for references if the ambient temperature changes are not excessive. The LM336B 2.5V IC reference diode (from National Semiconductor) has a temperature stability of 1.8 mV typ (6 mV max) over $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$. Other temperature range parts are also available.

2.5 Errors and Reference Voltage Adjustments

2.5.1 Zero Error

The zero of the A/D does not require adjustment. If the minimum analog input voltage value, $V_{IN(MIN)}$, is not ground, a zero offset can be done. The converter can be made to output 0000 0000 digital code for this minimum input voltage by biasing the A/D $V_{IN}(-)$ input at this $V_{IN(MIN)}$ value (see Applications section). This utilizes the differential mode operation of the A/D.

The zero error of the A/D converter relates to the location of the first riser of the transfer function and can be measured by grounding the $V_{IN}(-)$ input and applying a small magnitude positive voltage to the $V_{IN}(+)$ input. Zero error is the difference between the actual DC input voltage that is necessary to just cause an output digital code transition from 0000 0000 to 0000 0001 and the ideal $\frac{1}{2}$ LSB value ($\frac{1}{2}$ LSB = 9.8 mV for $V_{REF}/2 = 2.500 V_{DC}$).

2.5.2 Full-Scale

The full-scale adjustment can be made by applying a differential input voltage that is $\frac{1}{4}$ LSB less than the desired analog full-scale voltage range and then adjusting the magnitude of the $V_{REF}/2$ input (pin 9 or the V_{CC} supply if pin 9 is not used) for a digital output code that is just changing from 1111 1110 to 1111 1111.

Functional Description (Continued)

2.5.3 Adjusting for an Arbitrary Analog Input Voltage Range

If the analog zero voltage of the A/D is shifted away from ground (for example, to accommodate an analog input signal that does not go to ground) this new zero reference should be properly adjusted first. A $V_{IN(+)}$ voltage that equals this desired zero reference plus $\frac{1}{2}$ LSB (where the LSB is calculated for the desired analog span, $1 \text{ LSB} = \text{analog span}/256$) is applied to pin 6 and the zero reference voltage at pin 7 should then be adjusted to just obtain the 00_{HEX} to 01_{HEX} code transition.

The full-scale adjustment should then be made (with the proper $V_{IN(-)}$ voltage applied) by forcing a voltage to the $V_{IN(+)}$ input which is given by:

$$V_{IN(+)} \text{ fs adj} = V_{\text{MAX}} - 1.5 \left[\frac{(V_{\text{MAX}} - V_{\text{MIN}})}{256} \right],$$

where:

V_{MAX} = The high end of the analog input range

and

V_{MIN} = the low end (the offset zero) of the analog range. (Both are ground referenced.)

The $V_{\text{REF}}/2$ (or V_{CC}) voltage is then adjusted to provide a code change from FE_{HEX} to FF_{HEX} . This completes the adjustment procedure.

2.6 Clocking Option

The clock for the A/D can be derived from the CPU clock or an external RC can be added to provide self-clocking. The CLK IN (pin 4) makes use of a Schmitt trigger as shown in Figure 6.

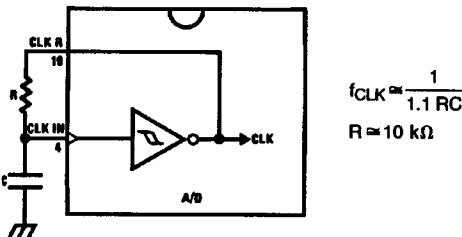


FIGURE 6. Self-Clocking the A/D

TL/H/5671-17

Heavy capacitive or DC loading of the clock R pin should be avoided as this will disturb normal converter operation. Loads less than 50 pF, such as driving up to 7 A/D converter clock inputs from a single clock R pin of 1 converter, are allowed. For larger clock line loading, a CMOS or low power TTL buffer or PNP input logic should be used to minimize the loading on the clock R pin (do not use a standard TTL buffer).

2.7 Restart During a Conversion

If the A/D is restarted ($\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{WR}}$ go low and return high) during a conversion, the converter is reset and a new conversion is started. The output data latch is not updated if the

conversion in process is not allowed to be completed, therefore the data of the previous conversion remains in this latch. The $\overline{\text{INTR}}$ output simply remains at the "1" level.

2.8 Continuous Conversions

For operation in the free-running mode an initializing pulse should be used, following power-up, to ensure circuit operation. In this application, the $\overline{\text{CS}}$ input is grounded and the $\overline{\text{WR}}$ input is tied to the $\overline{\text{INTR}}$ output. This $\overline{\text{WR}}$ and $\overline{\text{INTR}}$ node should be momentarily forced to logic low following a power-up cycle to guarantee operation.

2.9 Driving the Data Bus

This MOS A/D, like MOS microprocessors and memories, will require a bus driver when the total capacitance of the data bus gets large. Other circuitry, which is tied to the data bus, will add to the total capacitive loading, even in TRI-STATE (high impedance mode). Backplane bussing also greatly adds to the stray capacitance of the data bus.

There are some alternatives available to the designer to handle this problem. Basically, the capacitive loading of the data bus slows down the response time, even though DC specifications are still met. For systems operating with a relatively slow CPU clock frequency, more time is available in which to establish proper logic levels on the bus and therefore higher capacitive loads can be driven (see typical characteristics curves).

At higher CPU clock frequencies time can be extended for I/O reads (and/or writes) by inserting wait states (8080) or using clock extending circuits (6800).

Finally, if time is short and capacitive loading is high, external bus drivers must be used. These can be TRI-STATE buffers (low power Schottky such as the DM74LS240 series is recommended) or special higher drive current products which are designed as bus drivers. High current bipolar bus drivers with PNP inputs are recommended.

2.10 Power Supplies

Noise spikes on the V_{CC} supply line can cause conversion errors as the comparator will respond to this noise. A low inductance tantalum filter capacitor should be used close to the converter V_{CC} pin and values of 1 μF or greater are recommended. If an unregulated voltage is available in the system, a separate LM340LAZ-5.0, TO-92, 5V voltage regulator for the converter (and other analog circuitry) will greatly reduce digital noise on the V_{CC} supply.

2.11 Wiring and Hook-Up Precautions

Standard digital wire wrap sockets are not satisfactory for breadboarding this A/D converter. Sockets on PC boards can be used and all logic signal wires and leads should be grouped and kept as far away as possible from the analog signal leads. Exposed leads to the analog inputs can cause undesired digital noise and hum pickup, therefore shielded leads may be necessary in many applications.

Functional Description (Continued)

A single point analog ground that is separate from the logic ground points should be used. The power supply bypass capacitor and the self-clocking capacitor (if used) should both be returned to digital ground. Any $V_{REF}/2$ bypass capacitors, analog input filter capacitors, or input signal shielding should be returned to the analog ground point. A test for proper grounding is to measure the zero error of the A/D converter. Zero errors in excess of $1/4$ LSB can usually be traced to improper board layout and wiring (see section 2.5.1 for measuring the zero error).

3.0 TESTING THE A/D CONVERTER

There are many degrees of complexity associated with testing an A/D converter. One of the simplest tests is to apply a known analog input voltage to the converter and use LEDs to display the resulting digital output code as shown in Figure 7.

For ease of testing, the $V_{REF}/2$ (pin 9) should be supplied with 2.560 V_{DC} and a V_{CC} supply voltage of 5.12 V_{DC} should be used. This provides an LSB value of 20 mV.

If a full-scale adjustment is to be made, an analog input voltage of 5.090 V_{DC} ($5.120 - 1/2$ LSB) should be applied to the $V_{IN}(+)$ pin with the $V_{IN}(-)$ pin grounded. The value of the $V_{REF}/2$ input voltage should then be adjusted until the digital output code is just changing from 1111 1110 to 1111 1111. This value of $V_{REF}/2$ should then be used for all the tests.

The digital output LED display can be decoded by dividing the 8 bits into 2 hex characters, the 4 most significant (MS) and the 4 least significant (LS). Table I shows the fractional binary equivalent of these two 4-bit groups. By adding the voltages obtained from the "VMS" and "VLS" columns in Table I, the nominal value of the digital display (when

$V_{REF}/2 = 2.560V$) can be determined. For example, for an output LED display of 1011 0110 or B6 (in hex), the voltage values from the table are $3.520 + 0.120$ or 3.640 V_{DC}. These voltage values represent the center-values of a perfect A/D converter. The effects of quantization error have to be accounted for in the interpretation of the test results.

For a higher speed test system, or to obtain plotted data, a digital-to-analog converter is needed for the test set-up. An accurate 10-bit DAC can serve as the precision voltage source for the A/D. Errors of the A/D under test can be expressed as either analog voltages or differences in 2 digital words.

A basic A/D tester that uses a DAC and provides the error as an analog output voltage is shown in Figure 8. The 2 op amps can be eliminated if a lab DVM with a numerical subtraction feature is available to read the difference voltage, "A-C", directly. The analog input voltage can be supplied by a low frequency ramp generator and an X-Y plotter can be used to provide analog error (Y axis) versus analog input (X axis).

For operation with a microprocessor or a computer-based test system, it is more convenient to present the errors digitally. This can be done with the circuit of Figure 9, where the output code transitions can be detected as the 10-bit DAC is incremented. This provides $1/4$ LSB steps for the 8-bit A/D under test. If the results of this test are automatically plotted with the analog input on the X axis and the error (in LSB's) as the Y axis, a useful transfer function of the A/D under test results. For acceptance testing, the plot is not necessary and the testing speed can be increased by establishing internal limits on the allowed error for each code.

4.0 MICROPROCESSOR INTERFACING

To discuss the interface with 8080A and 6800 microprocessors, a common sample subroutine structure is used. The microprocessor starts the A/D, reads and stores the results of 16 successive conversions, then returns to the user's program. The 16 data bytes are stored in 16 successive memory locations. All Data and Addresses will be given in hexadecimal form. Software and hardware details are provided separately for each type of microprocessor.

4.1 Interfacing 8080 Microprocessor Derivatives (8048, 8085)

This converter has been designed to directly interface with derivatives of the 8080 microprocessor. The A/D can be mapped into memory space (using standard memory address decoding for \overline{CS} and the \overline{MEMR} and \overline{MEMW} strobes) or it can be controlled as an I/O device by using the $\overline{I/O R}$ and $\overline{I/O W}$ strobes and decoding the address bits $A0 \rightarrow A7$ (or address bits $A8 \rightarrow A15$ as they will contain the same 8-bit address information) to obtain the \overline{CS} input. Using the I/O space provides 256 additional addresses and may allow a simpler 8-bit address decoder but the data can only be input to the accumulator. To make use of the additional memory reference instructions, the A/D should be mapped into memory space. An example of an A/D in I/O space is shown in Figure 10.

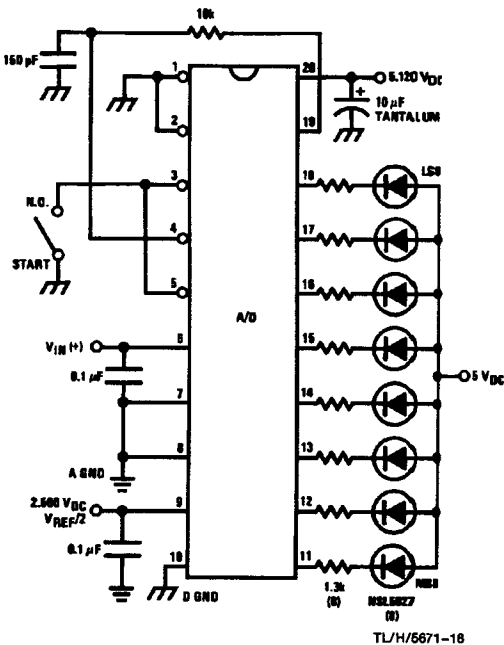


FIGURE 7. Basic A/D Tester

APENDICE D.

Datos Técnicos del Sensor Preciso de Temperatura LM335 National Semiconductors

LM135/LM235/LM335, LM135A/LM235A/LM335A Precision Temperature Sensors

General Description

The LM135 series are precision, easily-calibrated, integrated circuit temperature sensors. Operating as a 2-terminal zener, the LM135 has a breakdown voltage directly proportional to absolute temperature at +10 mV/°K. With less than 1Ω dynamic impedance the device operates over a current range of 400 μA to 5 mA with virtually no change in performance. When calibrated at 25°C the LM135 has typically less than 1°C error over a 100°C temperature range. Unlike other sensors the LM135 has a linear output.

Applications for the LM135 include almost any type of temperature sensing over a -55°C to +150°C temperature range. The low impedance and linear output make interfacing to readout or control circuitry especially easy.

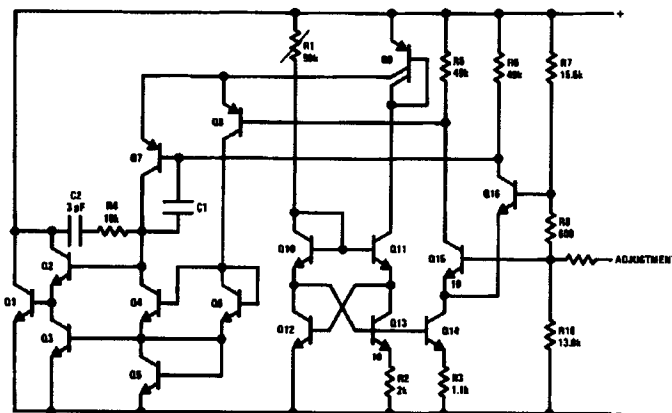
The LM135 operates over a -55°C to +150°C temperature range while the LM235 operates over a -40°C to +125°C

temperature range. The LM335 operates from -40°C to +100°C. The LM135/LM235/LM335 are available packaged in hermetic TO-46 transistor packages while the LM335 is also available in plastic TO-92 packages.

Features

- Directly calibrated in °Kelvin
- 1°C initial accuracy available
- Operates from 400 μA to 5 mA
- Less than 1Ω dynamic impedance
- Easily calibrated
- Wide operating temperature range
- 200°C overrange
- Low cost

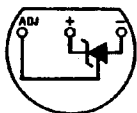
Schematic Diagram



TL/H/5698-1

Connection Diagrams

TO-92
Plastic Package

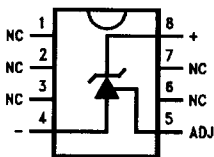


Bottom View

TL/H/5698-8

Order Number LM335Z or LM335AZ
See NS Package Number Z03A

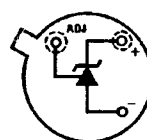
SO-8
Surface Mount Package



TL/H/5698-25

Order Number LM335M or LM335AM
See NS Package Number M08A

TO-46
Metal Can Package*



Bottom View

TL/H/5698-26

*Case is connected to negative pin
Order Number LM135H,
LM135H-MIL, LM235H, LM335H,
LM135AH, LM235AH or LM335AH
See NS Package Number H03H

LM135/LM235/LM335, LM135A/LM235A/LM335A Precision Temperature Sensors

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 4)

Reverse Current	15 mA
Forward Current	10 mA
Storage Temperature	
TO-46 Package	-60°C to +180°C
TO-92 Package	-60°C to +150°C
SO-8 Package	-65°C to +150°C

Specified Operating Temp. Range

	Continuous	Intermittent (Note 2)
LM135, LM135A	-55°C to +150°C	150°C to 200°C
LM235, LM235A	-40°C to +125°C	125°C to 150°C
LM335, LM335A	-40°C to +100°C	100°C to 125°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)		
TO-92 Package:		260°C
TO-46 Package:		300°C
SO-8 Package:		300°C
Vapor Phase (60 seconds)		215°C
Infrared (15 seconds)		220°C

Temperature Accuracy LM135/LM235, LM135A/LM235A (Note 1)

Parameter	Conditions	LM135A/LM235A			LM135/LM235			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$	2.97	2.98	2.99	2.95	2.98	3.01	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$		0.5	1		1	3	°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{\text{MIN}} \leq T_C \leq T_{\text{MAX}}$, $I_R = 1\text{ mA}$		1.3	2.7		2	5	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{\text{MIN}} \leq T_C \leq T_{\text{MAX}}$, $I_R = 1\text{ mA}$		0.3	1		0.5	1.5	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	$T_C = T_{\text{MAX}}$ (Intermittent)		2			2		°C
Non-Linearity	$I_R = 1\text{ mA}$		0.3	0.5		0.3	1	°C

Temperature Accuracy LM335, LM335A (Note 1)

Parameter	Conditions	LM335A			LM335			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$	2.95	2.98	3.01	2.92	2.98	3.04	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$		1	3		2	6	°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{\text{MIN}} \leq T_C \leq T_{\text{MAX}}$, $I_R = 1\text{ mA}$		2	5		4	9	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{\text{MIN}} \leq T_C \leq T_{\text{MAX}}$, $I_R = 1\text{ mA}$		0.5	1		1	2	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	$T_C = T_{\text{MAX}}$ (Intermittent)		2			2		°C
Non-Linearity	$I_R = 1\text{ mA}$		0.3	1.5		0.3	1.5	°C

Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	LM135/LM235 LM135A/LM235A			LM335 LM335A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Operating Output Voltage Change with Current	$400\ \mu\text{A} \leq I_R \leq 5\text{ mA}$ At Constant Temperature		2.5	10		3	14	mV
Dynamic Impedance	$I_R = 1\text{ mA}$		0.5			0.6		Ω
Output Voltage Temperature Coefficient			+10			+10		mV/°C
Time Constant	Still Air		80			80		sec
	100 ft/Min Air		10			10		sec
	Stirred Oil		1			1		sec
Time Stability	$T_C = 125^\circ\text{C}$		0.2			0.2		°C/khr

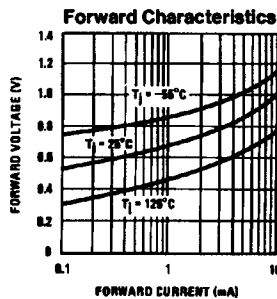
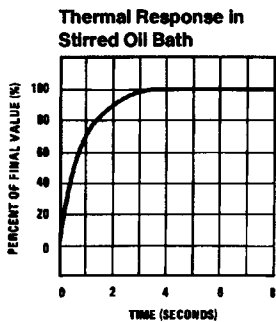
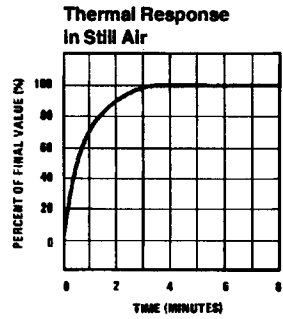
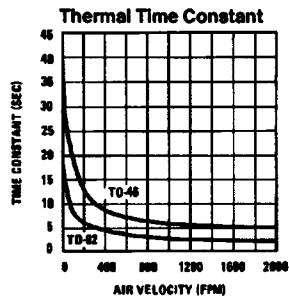
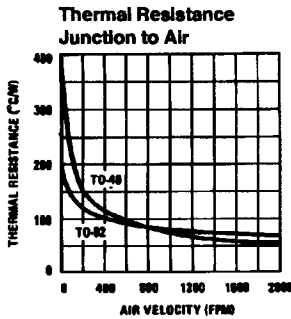
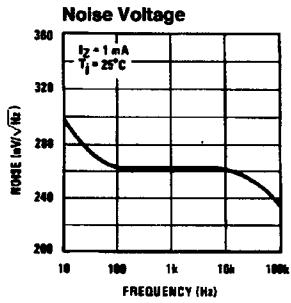
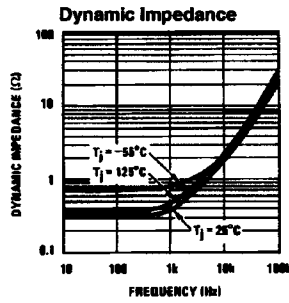
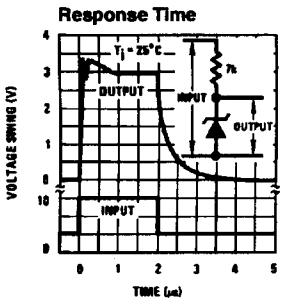
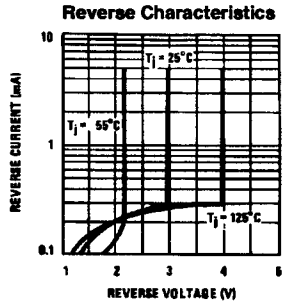
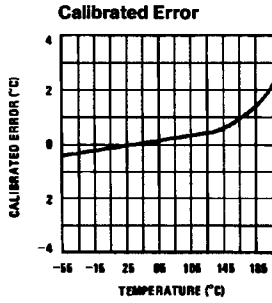
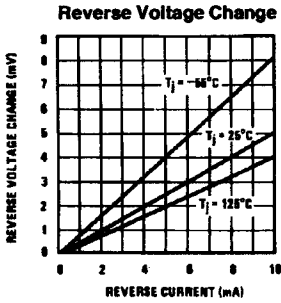
Note 1: Accuracy measurements are made in a well-stirred oil bath. For other conditions, self heating must be considered.

Note 2: Continuous operation at these temperatures for 10,000 hours for H package and 5,000 hours for Z package may decrease life expectancy of the device.

Note 3: Thermal Resistance
 θ_{JA} (junction to ambient) TO-92 TO-46 SO-8
 θ_{JC} (junction to case) 202°C/W 400°C/W 185°C/W
 170°C/W N/A N/A

Note 4: Refer to RETS135H for military specifications.

Typical Performance Characteristics



TL/H/5698-3

Application Hints

CALIBRATING THE LM135

Included on the LM135 chip is an easy method of calibrating the device for higher accuracies. A pot connected across the LM135 with the arm tied to the adjustment terminal allows a 1-point calibration of the sensor that corrects for inaccuracy over the full temperature range.

This single point calibration works because the output of the LM135 is proportional to absolute temperature with the extrapolated output of sensor going to 0V output at 0°K (-273. 15°C). Errors in output voltage versus temperature are only slope (or scale factor) errors so a slope calibration at one temperature corrects at all temperatures.

The output of the device (calibrated or uncalibrated) can be expressed as:

$$V_{OUT_T} = V_{OUT_{T_0}} \times \frac{T}{T_0}$$

where T is the unknown temperature and T₀ is a reference temperature, both expressed in degrees Kelvin. By calibrating the output to read correctly at one temperature the output at all temperatures is correct. Nominally the output is calibrated at 10 mV/°K.

To insure good sensing accuracy several precautions must be taken. Like any temperature sensing device, self heating can reduce accuracy. The LM135 should be operated at the lowest current suitable for the application. Sufficient current, of course, must be available to drive both the sensor and the calibration pot at the maximum operating temperature as well as any external loads.

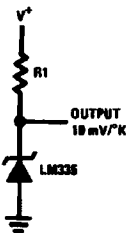
If the sensor is used in an ambient where the thermal resistance is constant, self heating errors can be calibrated out. This is possible if the device is run with a temperature stable current. Heating will then be proportional to zener voltage and therefore temperature. This makes the self heating error proportional to absolute temperature the same as scale factor errors.

WATERPROOFING SENSORS

Meltable inner core heat shrinkable tubing such as manufactured by Raychem can be used to make low-cost waterproof sensors. The LM335 is inserted into the tubing about 1/2" from the end and the tubing heated above the melting point of the core. The unfilled 1/2" end melts and provides a seal over the device.

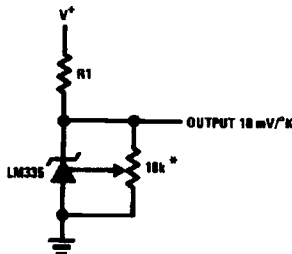
Typical Applications

Basic Temperature Sensor



TL/H/5698-2

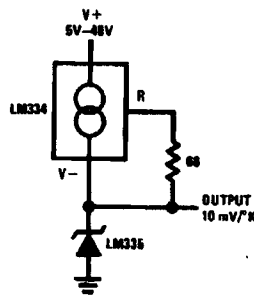
Calibrated Sensor



TL/H/5698-9

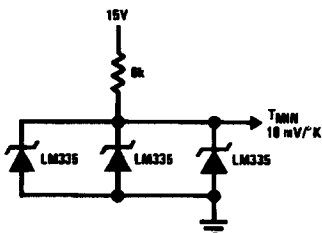
*Calibrate for 2.982V at 25°C

Wide Operating Supply



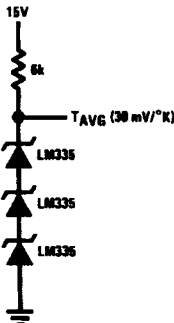
TL/H/5698-10

Minimum Temperature Sensing



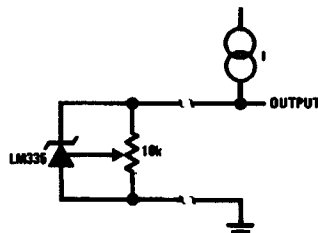
TL/H/5698-4

Average Temperature Sensing



TL/H/5698-18

Remote Temperature Sensing



TL/H/5698-19

Wire length for 1°C error due to wire drop

AWG	I _R = 1 mA		I _R = 0.5 mA*	
	FEET	FEET	FEET	FEET
14	4000	8000		
16	2500	5000		
18	1600	3200		
20	1000	2000		
22	625	1250		
24	400	800		

*For I_R = 0.5 mA, the trim pot must be deleted.

APENDICE E.

Datos Técnicos del Contador Oscilador Binario SN74HC4060, Texas Instruments.

SN54HC4060, SN74HC4060

14-STAGE ASYNCHRONOUS BINARY COUNTERS AND OSCILLATORS

SCLS161A – DECEMBER 1982 – REVISED JANUARY 1996

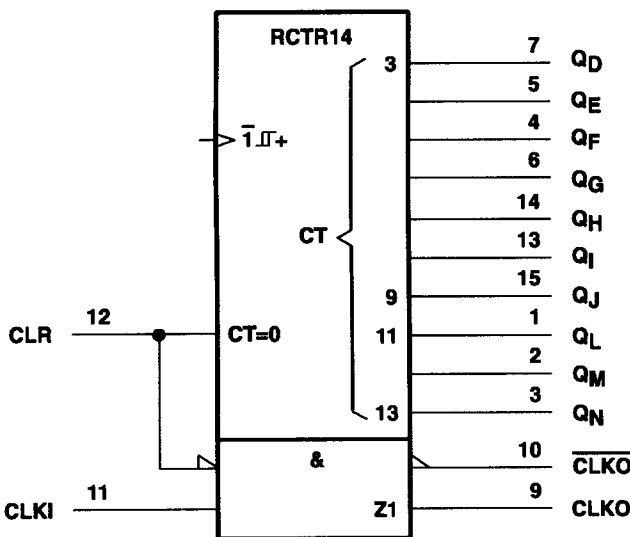
- Allow Design of Either RC or Crystal Oscillator Circuits
- Package Options Include Plastic Small-Outline (D) and Ceramic Flat (W) Packages, Ceramic Chip Carriers (FK), and Standard Plastic (N) and Ceramic (J) 300-mil DIPs

description

The 'HC4060 consist of an oscillator section and 14 ripple-carry binary counter stages. The oscillator configuration allows design of either RC or crystal-oscillator circuits. A high-to-low transition on the clock (CLKI) input increments the counter. A high level at the clear (CLR) input disables the oscillator ($\overline{\text{CLKO}}$ goes high and CLKO goes low) and resets the counter to zero (all Q outputs low).

The SN54HC4060 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The SN74HC4060 is characterized for operation from -40°C to 85°C .

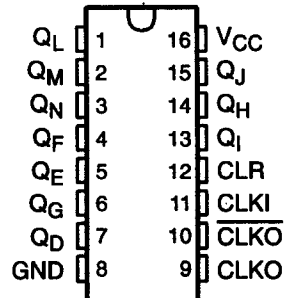
logic symbol†



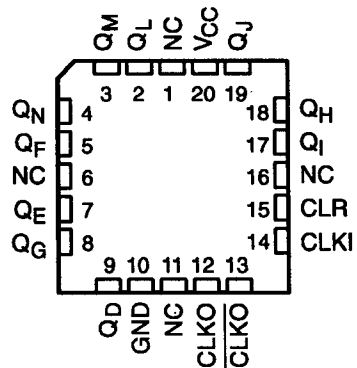
† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

Pin numbers shown are for the D, J, N, and W packages.

SN54HC4060 . . . J OR W PACKAGE
SN74HC4060 . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54HC4060 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection



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

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

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

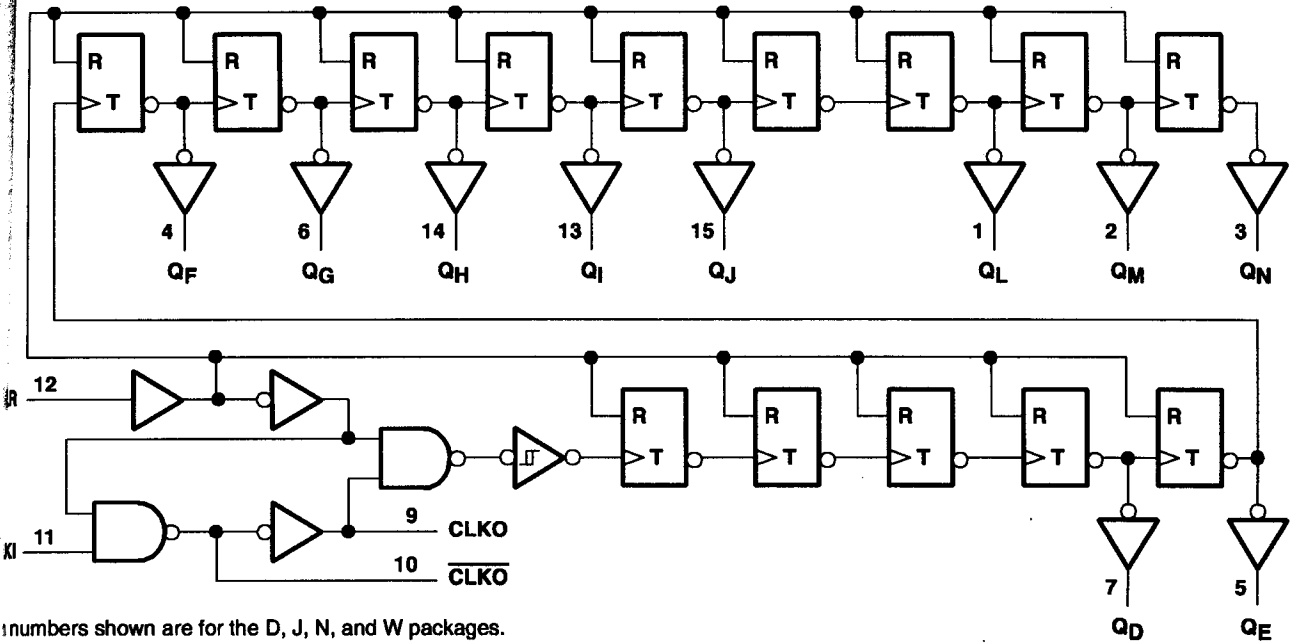
Copyright © 1996, Texas Instruments Incorporated

74HC4060, SN74HC4060

10-BIT ASYNCHRONOUS BINARY COUNTERS AND OSCILLATORS

74HC4060 - DECEMBER 1982 - REVISED JANUARY 1996

Logic diagram (positive logic)



Pin numbers shown are for the D, J, N, and W packages.

Absolute maximum ratings over operating free-air temperature range†

Supply voltage range, V_{CC}	-0.5 V to 7 V
Input clamp current, I_{IK} ($V_I < 0$ or $V_I > V_{CC}$) (see Note 1)	± 20 mA
Output clamp current, I_{OK} ($V_O < 0$ or $V_O > V_{CC}$) (see Note 1)	± 20 mA
Continuous output current, I_O ($V_O = 0$ to V_{CC})	± 25 mA
Continuous current through V_{CC} or GND	± 50 mA
Maximum power dissipation at $T_A = 55^\circ\text{C}$ (in still air) (see Note 2): D package	1.3 W
..... N package	1.1 W
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. The input and output voltage ratings may be exceeded if the input and output current ratings are observed.
 2. The maximum package power dissipation is calculated using a junction temperature of 150°C and a board trace length of 750 mils, except for the N package, which has a trace length of zero.



SN54HC4060, SN74HC4060

14-STAGE ASYNCHRONOUS BINARY COUNTERS AND OSCILLATORS

SCLS161A – DECEMBER 1982 – REVISED JANUARY 1996

recommended operating conditions

		SN54HC4060			SN74HC4060			UNIT	
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX		
V _{CC}	Supply voltage	2	5	6	2	5	6	V	
V _{IH}	High-level input voltage	V _{CC} = 2 V		1.5	1.5		V		
		V _{CC} = 4.5 V		3.15	3.15				
		V _{CC} = 6 V		4.2	4.2				
V _{IL}	Low-level input voltage	V _{CC} = 2 V		0	0.5	0	0.5	V	
		V _{CC} = 4.5 V		0	1.35	0	1.35		
		V _{CC} = 6 V		0	1.8	0	1.8		
V _I	Input voltage	0	V _{CC}		0	V _{CC}		V	
V _O	Output voltage	0	V _{CC}		0	V _{CC}		V	
t _t	Input transition (rise and fall) time	V _{CC} = 2 V		0	1000	0	1000	ns	
		V _{CC} = 4.5 V		0	500	0	500		
		V _{CC} = 6 V		0	400	0	400		
T _A	Operating free-air temperature	-55		125		-40		85	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		V _{CC}	T _A = 25°C			SN54HC4060		SN74HC4060		UNIT
					MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
V _{OH}	All outputs	V _I = V _{IH} or V _{IL}	I _{OH} = -20 μA	2 V	1.9	1.998		1.9		1.9	V	
				4.5 V	4.4	4.499		4.4		4.4		
				6 V	5.9	5.999		5.9		5.9		
	Q outputs	V _I = V _{IH} or V _{IL}	I _{OH} = -4 mA	4.5 V	3.98	4.3		3.7		3.84		
I _{OH} = -5.2 mA			6 V	5.48	5.8		5.2		5.34			
V _{OL}	All outputs	V _I = V _{IH} or V _{IL}	I _{OL} = 20 μA	2 V		0.002	0.1		0.1		0.1	V
				4.5 V		0.001	0.1		0.1		0.1	
				6 V		0.001	0.1		0.1		0.1	
	Q outputs	V _I = V _{IH} or V _{IL}	I _{OL} = 4 mA	4.5 V		0.17	0.26		0.4		0.33	
I _{OL} = 5.2 mA			6 V		0.15	0.26		0.4		0.33		
I _I	V _I = V _{CC} or 0			6 V		±0.1	±100		±1000		±1000	nA
I _{CC}	V _I = V _{CC} or 0, I _O = 0			6 V			8		160		80	μA
C _i				2 V to 6 V		3	10		10		10	pF



54HC4060, SN74HC4060 STAGE ASYNCHRONOUS BINARY COUNTERS AND OSCILLATORS

161A - DECEMBER 1982 - REVISED JANUARY 1986

Timing requirements over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		V _{CC}	T _A = 25°C		SN54HC4060		SN74HC4060		UNIT
			MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Clock	Clock frequency	2 V	0	5.5	0	3.7	0	4.3	MHz
		4.5 V	0	28	0	19	0	22	
		6 V	0	33	0	22	0	25	
Pulse duration	CLKI high or low	2 V	90		135		115		ns
		4.5 V	18		27		23		
		6 V	15		23		20		
	CLR high	2 V	90		135		115		
		4.5 V	18		27		23		
		6 V	15		23		20		
Setup time, CLR inactive before CLKI↓		2 V	160		240		200		ns
		4.5 V	32		48		40		
		6 V	27		41		34		

Switching characteristics over recommended operating free-air temperature range, C_L = 50 pF (unless otherwise noted) (see Figure 1)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	V _{CC}	T _A = 25°C			SN54HC4060		SN74HC4060		UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
f _{max}			2 V	5.5	10		3.7		4.3	MHz	
			4.5 V	28	45		19		22		
			6 V	33	53		22		25		
t _{pd}	CLKI	Q _D	2 V		240	490		735		615	ns
			4.5 V		58	98		147		123	
			6 V		42	83		125		105	
t _{PHL}	CLR	Any Q	2 V		66	140		210		175	ns
			4.5 V		18	28		42		35	
			6 V		14	24		36		30	
t _t		Any	2 V		28	75		110		95	ns
			4.5 V		8	15		22		19	
			6 V		6	30		19		16	

Operating characteristics, T_A = 25°C

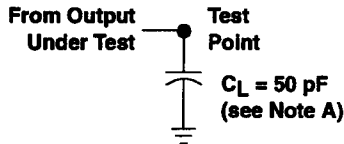
PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
C _{pd} Power dissipation capacitance	No load	88	pF



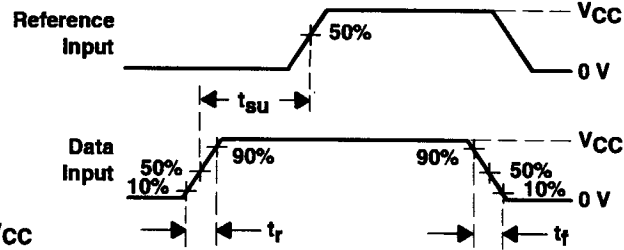
SN54HC4060, SN74HC4060 14-STAGE ASYNCHRONOUS BINARY COUNTERS AND OSCILLATORS

SCLS161A – DECEMBER 1982 – REVISED JANUARY 1996

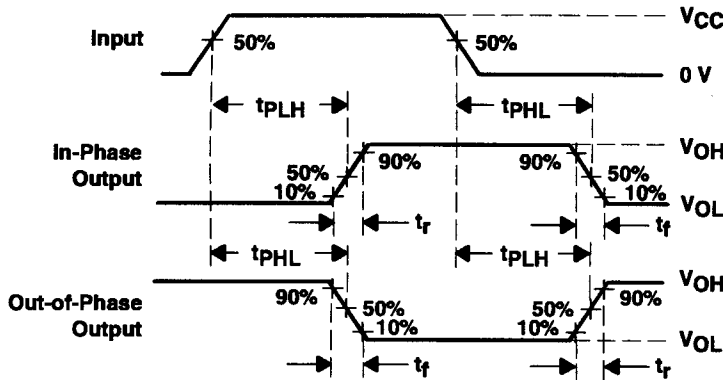
PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



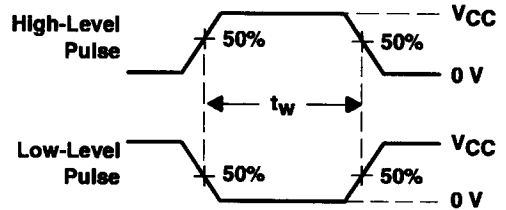
LOAD CIRCUIT



VOLTAGE WAVEFORMS SETUP AND INPUT RISE AND FALL TIMES



VOLTAGE WAVEFORMS PROPAGATION DELAY AND OUTPUT TRANSITION TIMES



VOLTAGE WAVEFORMS PULSE DURATIONS

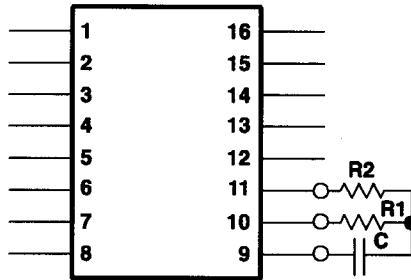
- NOTES: A. C_L includes probe and test-fixture capacitance.
 B. Phase relationships between waveforms were chosen arbitrarily. All input pulses are supplied by generators having the following characteristics: $PRR \leq 1 \text{ MHz}$, $Z_O = 50 \Omega$, $t_r = 6 \text{ ns}$, $t_f = 6 \text{ ns}$.
 C. For clock inputs, f_{max} is measured when the input duty cycle is 50%.
 D. The outputs are measured one at a time with one input transition per measurement.
 E. t_{pLH} and t_{pHL} are the same as t_{pd} .

Figure 1. Load Circuit and Voltage Waveforms

CONNECTING AN RC OSCILLATOR CIRCUIT TO THE 'HC4060

The 'HC4060 consists of an oscillator section and 14 ripple-carry binary counter stages. The oscillator configuration allows design of either RC or crystal-oscillator circuits.

When an RC oscillator circuit is implemented, two resistors and a capacitor are required. The components are attached to the terminals as shown below:



To determine the values of capacitance and resistance necessary to obtain a specific oscillator frequency (f), use this formula:

$$f = \frac{1}{2(R1)(C)\left(\frac{0.405 R2}{R1 + R2} + 0.693\right)}$$

If $R2 \gg R1$ (i.e., $R2 = 10R1$), the above formula simplifies to:

$$f = \frac{0.455}{RC}$$