

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**TEMA: CONSTRUCCIÓN DE UN MÓDULO DIDÁCTICO PARA SENSAR
PRESIÓN DENTRO DE UN EDIFICIO**

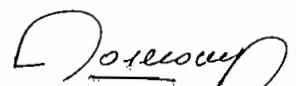
AUTOR: CRISTIAN PARREÑO PÁEZ

DIRECTOR: ING. PATRICIO ROSERO

**TESIS PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO
EN ELECTRÓNICA Y CONTROL**

QUITO, AGOSTO / 98

Certifico que el presente
trabajo ha sido realizado
en su totalidad por el Sr.
Cristian Parreño Páez.



Ing. Patricio Rosero

DIRECTOR DE TESIS

Agradecimiento:

Agradezco a Dios por
brindarme la posibilidad
de culminar mis
estudios de ingeniería.

CFPP

Dedicatoria:

Dedico este trabajo a
mis padres quienes me
han dado todo su amor
y apoyo.

CFPP

ÍNDICE GENERAL

I.	INTRODUCCIÓN	1 - 1
1.	CAPÍTULO I: <u>PRESIÓN</u>	
1.1.	Conceptos y Definiciones Básicas	1 - 1
1.2.	Métodos de Medición	1 - 2
1.2.1.	Métodos Sensores	1 - 2
1.2.1.1.	Diafragma	1 - 3
1.2.1.2.	Membranas	1 - 4
1.2.1.3.	Cápsula	1 - 4
1.2.1.4.	Fuelles	1 - 5
1.2.1.5.	Tubo de Bourdon	1 - 6
1.2.2.	Transductores de Presión	1 - 7
1.2.2.1.	Capacitivos	1 - 7
1.2.2.2.	Galgas Extensométricas	1 - 8
1.2.2.3.	Transmisores electrónicos de equilibrio de fuerzas	1 - 11
1.2.2.4.	Tipo Oscilador	1 - 13
1.2.2.5.	Resistivos	1 - 14
1.2.2.6.	Piezoelectrinos	1 - 15
1.2.2.7.	Interruptores de Presión	1 - 16
1.2.2.8.	Inductancia Variable	1 - 16
1.2.2.9.	Reluctancia Variable	1 - 17
1.3.	Criterios para seleccionar un transductor de Presión	1 - 18
1.4.	Especificaciones técnicas del sensor de presión SCX05DNC ...	1 - 22

1.4.1.	Descripción General del sensor SCX05DNC	1 - 22
1.4.2.	Características de Operación del sensor SCX05DNC ...	1 - 23
1.5.	Diseño del circuito acondicionador de Señal para el sensor SCX05DNC.....	1 - 25
2.	CAPÍTULO II :<u>TRANSMISIÓN DE SEÑALES DENTRO DE UN EDIFICIO</u>	
2.1.	Método de transmisión de señales	2 - 1
2.1.1.	Interfaces de comunicación serial	2 - 2
2.1.1.1.	Norma RS-232C	2 - 2
2.1.1.1.1.	Descripción de Señales	2 - 5
2.1.1.2.	Nórmas RS-422 A , RS-423 A y RS-449	2 - 7
2.1.1.3.	Empleo de las señales de Handshake	2 - 10
2.2.	Consideraciones prácticas para la selección del método mas apropiado.....	2 - 12
2.3.	Diseño y construcción del circuito de transmisión de señal	2 - 13
2.3.1.	Circuitos para comunicación serial	2 - 13
2.3.1.1.	Interface TTL - RS232C	2 - 13
2.3.1.2.	Interface TTL - RS422A	2 - 13
2.3.1.3.	Interface TTL - RS423A	2 - 14
2.3.2.	Circuito de transmisión de señal	2 - 14
3.	CAPÍTULO III :<u>DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL CIRCUITO RECOLLECTOR DE DATOS E INTERFACE CON EL COMPUTADOR.</u>	
3.1.	Diseño y construcción del circuito que controla la visualización de la variable , manejo de datos y comunicación con la computadora.....	3 - 1
3.1.1.	Visualización de la variable	3 - 1

3.1.2.	Manejo de datos y comunicación con el computador... ..	3 - 3
3.2.	Diseño del programa computacional que controla la recopilación y visualización de datos desde el módulo hacia el computador	3 - 6
3.2.1.	Programa desarrollado en lenguaje ensamblador para el microcontrolador 8751	3 - 6
3.2.2.	Descripción del programa desarrollado en Visual Basic para visualizar las variables en el computador.....	3 - 9
4.	CAPÍTULO IV : PRUEBAS Y RESULTADOS DE LAS PRUEBAS .	
4.1.	Resultados de las pruebas realizadas al módulo y sus partes	4 - 1
4.1.1.	Fuente de alimentación	4 - 1
4.1.2.	Acondicionamiento de señal para el sensor SCX05DNC... ..	4 - 1
4.1.3.	Visualización de la variable	4 - 3
4.1.4.	Conversión análoga / digital y comunicación serial con el computador	4 - 4
4.1.5.	Pruebas al módulo ensamblado	4 - 5
4.1.6.	Conclusiones y Recomendaciones	4 - 5
4.2.	Bibliografía.....	4 - 7
4.3.	Hojas de especificaciones de los diferentes elementos utilizados en la construcción del módulo	4 - 7
5.	ANEXO 1: Programa fuente para el microcontrolador INTEL8751	A1 - 1
6.	ANEXO 2: Programa fuente CFPP_1 desarrollado en Visual Basic	A2 - 1
7.	ANEXO 3: Archivos de datos generados por el programa de adquisición CFPP_1.EXE	A3 - 1
8.	ANEXO 4: Manual de usuario	A4 - 1

INTRODUCCIÓN

INTRODUCCIÓN

El objetivo del presente trabajo de tesis de Grado , es construir un módulo didáctico de laboratorio que sea capaz de medir presión de medios gaseosos secos a distancias mayores a 10 metros , que son las que se manejan dentro de una construcción , este prototipo podrá ser utilizado en el análisis de la presión en un control ambiental , ya que esta variable física es una de las que se debe monitorear y controlar para mantener el confort dentro de una habitación.

A continuación se incluye una breve descripción de cada capítulo: En el Capítulo I se realiza el estudio de diferentes sensores y transductores de presión , se elige un transductor que cumpla con ciertas especificaciones técnicas y se realiza el diseño del circuito acondicionador de señal .

En el Capítulo II , se escoge el método más conveniente para transmitir señales a distancia (dentro de un edificio) ; se estudia varios interfaces de comunicación serial que cumplen con el requerimiento de distancia , especialmente el interface RS-232 que es el adecuado para ser usado en un laboratorio .

En el Capítulo III se diseña : el circuito para visualizar la variable en displays y el circuito que realiza la conversión A / D y la transmisión de la información de manera serial hacia el computador . Como complemento adicional al hardware se diseña el software necesario para la adquisición y visualización en pantalla de la información recibida desde el módulo .

Finalmente , en el Cuarto capítulo se detallan las pruebas realizadas al módulo y a sus partes , obteniéndose de manera experimental y real una evaluación de los mismos . También se incluye información técnica específica de los elementos más importantes usados en la construcción de los módulos además de las respectivas conclusiones y recomendaciones .

CAPÍTULO I

CAPÍTULO I : PRESIÓN

1 . 1 .- Conceptos y definiciones básicas.

La presión es una fuerza que se aplica a una unidad de superficie y puede expresarse en unidades tales como : gramos por centímetro cuadrado (g/cm^2) , milímetros de mercurio (mmHg) , libras por pulgada cuadrada (lb/plg²) , atmósferas , Pascal (Nw/m²) que ès la unidad normalizada , etc. En la siguiente tabla se encuentran las equivalencias más usuales :

	PSI	Pulg.de Hg	Atm.	Kg/cm ²	mm.de Hg	Bar	Pa (Nw/m ²)
PSI	1	2.036	0.068	0.0703	51.72	0.0689	7142
Pulg.de Hg	0.4912	1	0.0334	0.0345	25.4	0.0333	3448
Atm.	14.7	29.92	1	1.033	760	1.0131	101000
Kg/cm ²	14.22	28.96	0.9678	1	735.6	0.98	98100
mm.de Hg	0.0193	0.0393	0.0013	0.0013	1	0.00133	133
Bar	14.5	29.99	0.987	1.02	750	1	10^5
Pa (Nw/m ²)	0.00014	0.00029	9.8×10^{-6}	1.02×10^{-5}	0.0075	0.0001	1

Tabla 1.1 .- Unidades de presión más usuales .

La presión puede medirse en valores absolutos y diferenciales , en la figura 1.1 se indican las distintas clases de presión que los instrumentos miden comúnmente en procesos industriales :

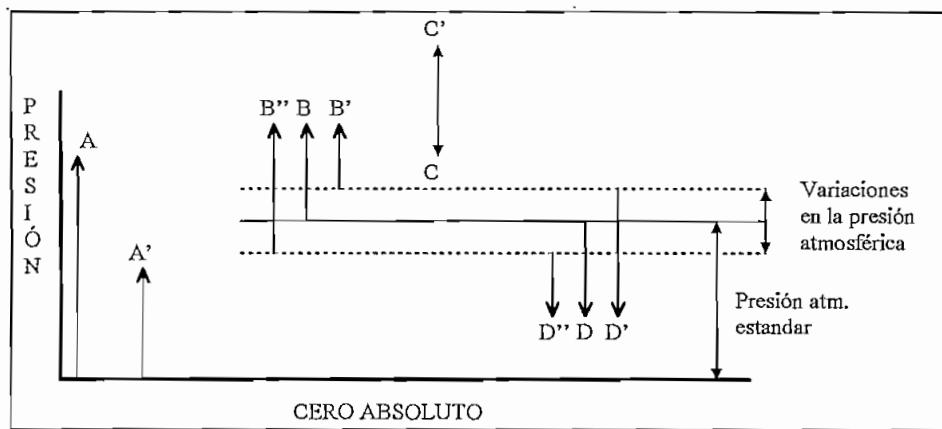


Fig. 1.1

- La presión absoluta se mide con relación al cero absoluto de presión (A , A') .

- La presión atmosférica es la presión ejercida por la atmósfera terrestre medida mediante un barómetro . A nivel del mar , esta presión es de aproximadamente 760 mmHg absolutos ó 14.7 PSI y estos valores definen la presión ejercida por la atmósfera estándar .
- La presión relativa es la determinada por un elemento que mide la diferencia entre la presión absoluta y la presión atmosférica del lugar donde se efectúa la medición (B) . Hay que señalar que al aumentar o disminuir la presión atmosférica los valores medidos tiene variación , pero es despreciable al medir presiones elevadas (B , B' , B'') .
- La presión diferencial es la diferencia entre dos presiones , C y C' .
- El vacío es la diferencia de presiones entre la presión atmosférica existente y la presión absoluta , es decir , es la presión medida por debajo de la atmosférica (D, D', D'') . Las variaciones de presión atmosférica influyen considerablemente en las lecturas que se obtienen .

En aplicaciones industriales , la presión se mide normalmente mediante medidores o registradores indicadores . Estos instrumentos pueden tener un funcionamiento mecánico , electromecánico , eléctrico o electrónico .

1 . 2 .- Métodos de Medición.

1 . 2 . 1 .- Métodos sensores.

La presión se detecta esencialmente mediante elementos sensores mecánicos , una membrana elástica , como una lámina , una corteza , o un tubo , que ofrecen a la presión (fuerza) una superficie (área) de actuación . Cuando esta fuerza no está equilibrada por otra fuerza igual actuante en la superficie opuesta del elemento sensor , el elemento entra en flexión . Esta flexión se traduce como un desplazamiento o una deformación .

Aunque todos los elementos sensores de presión realmente responden a un cambio de presión diferencial a través de ellos , los transductores pueden ser diseñados para medir presiones absolutas , manométricas o diferenciales dependiendo de la *presión de referencia* mantenida o admitida por el elemento del lado de referencia .

Los elementos sensores más comúnmente usados son :

1 . 2 . 1 . 1 .- Diafragma .

Un **diafragma** es esencialmente una lámina circular delgada unida continuamente alrededor de su borde a un elemento mecánico que le sirva de sostén . En los transductores de presión se usan dos tipos básicos de diafragmas : el diafragma plano y el diafragma ondulado.

Los **diafragmas planos** (figura 1.2.a) se deforman de acuerdo con las leyes aplicables a las láminas circulares bajo condiciones de cargas simétricas . El diafragma plano básico consiste en una lámina circular plana soportada por los bordes . Los diafragmas se construyen de manera que incluyen el soporte , así como posibles porciones adicionales del transductor , o pueden estar formadas por elementos separados y posteriormente soldados al soporte.

Los **diafragmas ondulados** (figura 1.2.b) contienen un número de ondulaciones concéntricas . Esto aumenta la rigidez así como el área efectiva del diafragma proporcionando una mayor flexión que el suministrado por un diafragma plano . Las ondulaciones se hacen progresivamente más planas en la periferia que hacia el centro debido a que la deformación es máxima cerca de la periferia y mínima en el centro.

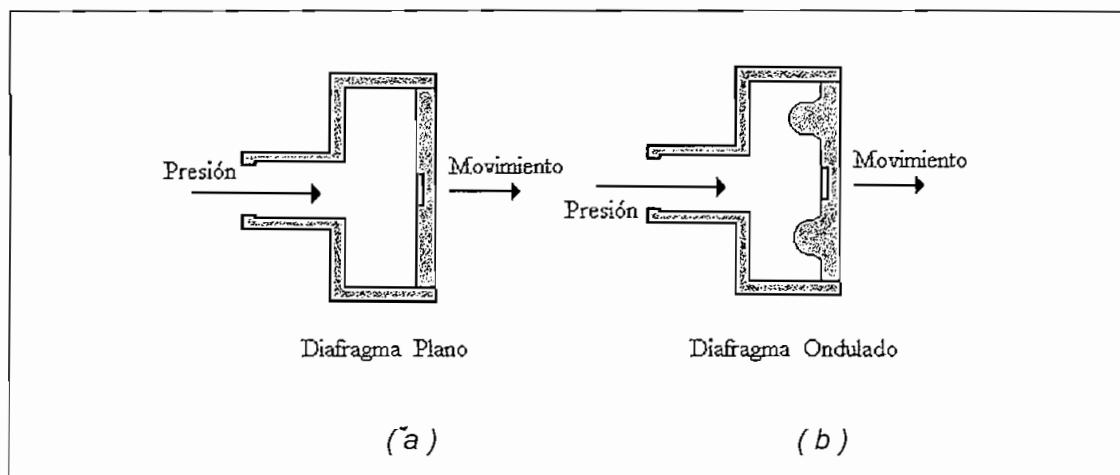


Fig. 1.2

La flexión del diafragma varía inversamente con la potencia 1,2 a 1,6 de su espesor y aproximadamente con la potencia cuarta de su diámetro.

Dentro de los límites en los que la flexión cambia linealmente con la presión la flexión es proporcional a la presión ; esta región está influenciada por el diseño de las ondulaciones , el material , su preparación y tratamiento , la manera con que está unida la membrana a la pared del soporte periférico y el diámetro del refuerzo central.

Los materiales utilizados en la construcción de diafragmas son aleaciones metálicas elásticas como el latón , bronce , bronce-fósforo , cobre-berilio , acero inoxidable , también se utiliza aleaciones especiales como Monel , Inconel-X u Ni-Span-C.

La selección del material del diafragma está fuertemente influenciada por las propiedades químicas del fluido a medir y que entra en contacto con el diafragma.

1 . 2 . 1 . 2 . - Membranas .

Las **membranas** son diafragmas ligeros hechas de láminas de metal delgado , de caucho o plástico . Se usan como elementos sensores de presión , accionados mediante un muelle que proporciona las propiedades elásticas necesarias.

Frecuentemente se usan como diafragmas de aislamiento , para prevenir la incompatibilidad de tener fluidos de entrada en contacto con el elemento sensor ; el volumen existente entre el elemento sensor y el diafragma de aislamiento se rellena con un líquido compatible , como puede ser aceite de silicona para transferir la fuerza ocasionada por la presión desde la membrana hasta el elemento sensor.

1 . 2 . 1 . 3 . - Cápsula .

Una **cápsula ó aneroide** (figura 1.3) consiste en dos diafragmas ondulados anulares , con las curvaturas de la ondulación en oposición y selladas juntas por su periferia . En una cápsula única un diafragma dispone de la entrada de presión y el otro dispone de un reforzamiento para originar el desplazamiento

mecánico . Alternativamente , un diafragma dispone de un reforzamiento interno unido a una varilla de accionamiento ; la varilla de accionamiento sale a través de un orificio en el diafragma opuesto , en el cual se admite la presión (usualmente una presión referencial).

El uso de dos diafragmas en forma de cápsula duplica el efecto de flexión obtenido a partir de un diafragma único .

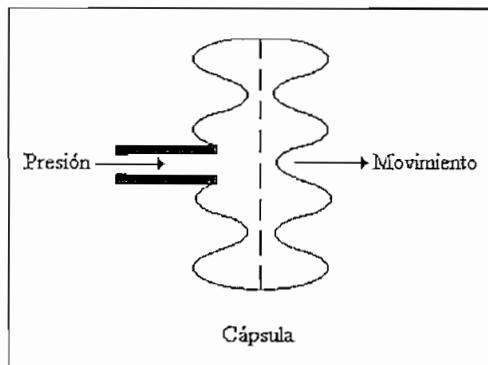


Fig. 1.3

1 . 2 . 1 . 4 .- Fuelles .

Los **fuelles** (figura 1.4) están hechos típicamente a partir de tubos de paredes finas formando convoluciones en donde uno de los extremos está cerrado , el fuelle se desplaza axialmente cuando se aplica una presión en la apertura del lado opuesto .

El número de convoluciones puede variar desde 10 hasta 20 dependiendo del rango de presión y del desplazamiento requerido y el diámetro exterior. Dado que los diámetros internos de los fuelles se encuentran entre el 50 y el 90% del diámetro exterior , el área efectiva de una convolución es substancialmente menor que el de una cápsula.

Los fuelles se usan esencialmente para rangos de presión baja y cuando no existen vibraciones significativas en el ambiente . También pueden utilizarse para aislamiento de la misma manera como se ha descrito para las membranas , y con la colaboración de un transductor .

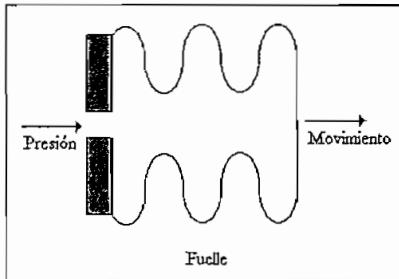


Fig. 1.4

1 . 2 . 1 .5 .- Tubo de Bourdon .

El **tubo de Bourdon** (figuras 1.5.a y 1.5.b) es un tubo curvado o trenzado , de sección oval o elíptica , que tiene un extremo cerrado . Cuando se aplica una presión en el extremo libre , el tubo tiende a ponerse recto . Esto provoca una deformación angular del extremo cerrado en el caso de un tubo trenzado y una deformación curvilineal del extremo cerrado en los tubos curvados.

El tubo de Bourdon en forma de C (figura 1.5.b) tiene un ángulo de curvatura entre 180 y 270 grados y la trayectoria del extremo aumenta con el aumento de presión . Un elemento parecido es el tubo de Bourdon en forma de U , que tiene su entrada de presión en el centro de alguna curva de alrededor de 270 grados , ambos extremos están cerrados y las trayectorias separan los extremos con el aumento de la presión .

El tubo de Bourdon trenzado (figura 1.5.a) es un tubo aplanado , trenzado a lo largo (entre 2 a 5 giros) , con la línea central del tubo a lo largo de la longitud.

La deformación de un tubo de Bourdon varía con relación de los ejes mayor y menor de la sección del mismo , la longitud del tubo , el radio de curvatura y el ángulo total , y con la presión aplicada ; también varía inversamente con el espesor de la pared del tubo y con el módulo de elasticidad del material tras el proceso.

Los materiales son similares a los usados para los diafragmas ; adicionalmente se ha utilizado en algún diseño cuarzo.

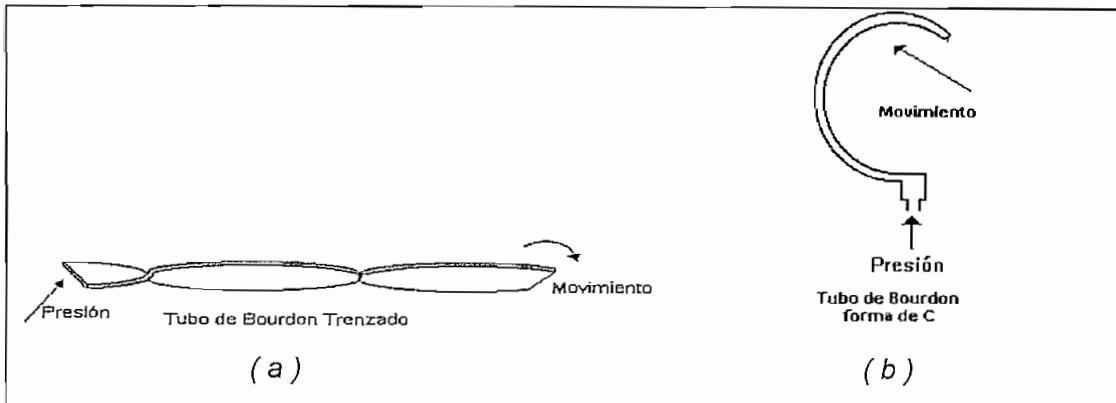


Fig. 1.5

1 . 2 . 2 .- Transductores de Presión.

1 . 2 . 2 . 1 .- Transductores de Presión Capacitivos.

Se basan en la variación de capacidad que se produce en un condensador al desplazarse una de sus placas por la aplicación de presión . La placa móvil tiene la forma de diafragma y se encuentra situada entre dos placas fijas .

De este modo se tienen dos condensadores uno de capacidad fija o de referencia y el otro de capacidad variable , que pueden compararse en circuitos oscilantes o bien en circuitos de puente de Wheatstone alimentados por corriente alterna.

Los transductores capacitivos (figura 1.6) se caracterizan por su pequeño tamaño y su construcción robusta , tienen un pequeño desplazamiento volumétrico y son adecuados para medidas estáticas y dinámicas. Su señal de salida es débil por lo que precisan de amplificadores con el riesgo de introducir errores en la medición

Son sensibles a las variaciones de temperatura y a las aceleraciones transversales y precisan de un ajuste de los circuitos oscilantes y de los puentes de corriente alterna a los que están acoplados.

Su intervalo de medida es relativamente amplio , entre 0.05-5 a 0.5-600 Kg/cm cuadrado y su precisión es del orden de ± 0.2 a ± 0.5 %.

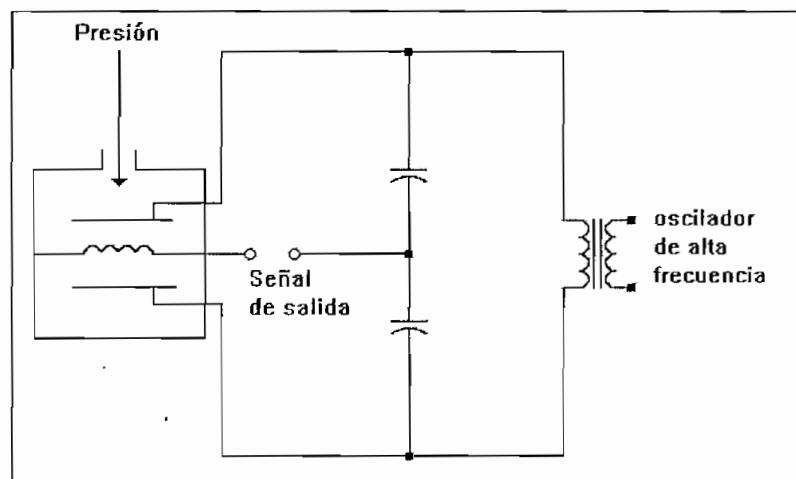


Fig . 1.6 Transductor Capacitivo

1 . 2 . 2 . 2 .- Galgas extensométricas .

Se basan en la variación de longitud y de diámetro , y por lo tanto de resistencia , que tiene lugar cuando un hilo de resistencia se encuentra sometido a una tensión mecánica por la acción de una presión.

Existen dos tipos de galgas extensométricas : galgas cementadas (figura 1.7.a) , formadas por varios bucles de hilo muy fino que están pegados a una hoja base de cerámica , papel o plástico , y galgas sin cementar (figura 1.7.b) en las que los hilos de resistencia descansan entre un armazón fijo y otro móvil bajo una ligera tensión inicial.

En ambos tipos de galgas , la aplicación de presión estira o comprime los hilos según sea la disposición que el fabricante haya adoptado , modificando la resistencia de los mismos.

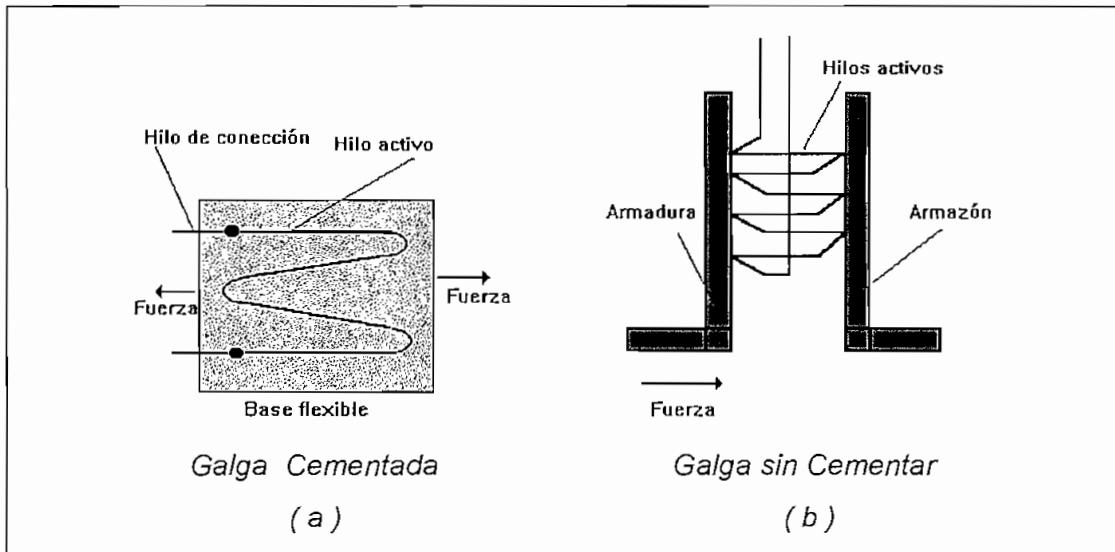


Fig. 1.7

La galga forma parte de un puente de Wheatstone (figura 1.8) y cuando está sin tensión tiene una resistencia eléctrica determinada . Se aplica al circuito una tensión nominal tal que la pequeña corriente que circula por la resistencia crea una caída de tensión en la misma y el puente se equilibra para estas condiciones. Cualquier variación de presión que mueva el diafragma del transductor cambia la resistencia de la galga y desequilibra el puente .

El intervalo de medida de estos transductores varía de 0-0.6 a 0-10000 kg/cm cuadrado y su precisión es del orden de $\pm 0.5 \%$.

Una innovación de la galga extensométrica constituyen los transductores de presión de silicio difundido. Consisten en un elemento de silicio situado dentro de una cámara que contiene silicona que está en contacto con el proceso a través de un diafragma flexible .

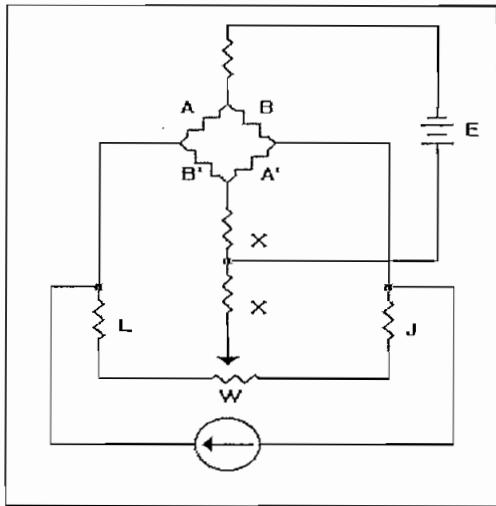


Fig. 1.8 Puente de Wheatstone para galga extesométrica.

El sensor está fabricado a partir de un monocristal de silicio en cuyo seno se difunde boro para formar varios puentes de Wheatstone constituyendo así una galga extensométrica autocontenido . El espesor del sensor determina el intervalo de medida del instrumento .

Cuando no hay presión , las tensiones E_1 y E_2 (ver figura 1.9) son iguales y , al aplicar la presión del proceso R_b y R_c disminuyen su resistencia y R_a y R_d la aumentan dando lugar a caídas de tensión distintas y a una diferencia entre E_1 y E_2 .

Esta diferencia se aplica a un amplificador diferencial de alta ganancia que controla un regulador de corriente variable . Un margen de corriente continua de 3 a 19 mA con 1 mA del puente produce una señal de salida de 4 a 20 mA de corriente continua .

Esta corriente circula a través de la resistencia de realimentación R_{fb} y produce una caída de tensión que equilibra el puente . Como esta caída es proporcional a R_{fb} esta resistencia fija el intervalo de medida (rango) del transductor . El cero del instrumento se varía intercalando resistencias fijas en el brazo izquierdo del puente (cero basto) y un potenciómetro en el brazo derecho (cero fino).

El intervalo de medida de los transductores de silicio difundido varía de 0-2 a 0-600 kg / cm cuadrado , con una precisión del orden de $\pm 0.2\%$.

Las galgas extensométricas pueden alimentarse con C.C. o C.A. , tienen una respuesta frecuencial excelente y pueden utilizarse en medidas estáticas y dinámicas , presentan una compensación de temperatura relativamente fácil y generalmente no son influenciadas por campos magnéticos .

Con excepción de las galgas de silicio difundido , las galgas extensométricas poseen las siguientes desventajas : señal de salida débil , pequeño movimiento de la galga , alta sensibilidad a vibraciones y estabilidad dudosa a lo largo del tiempo de funcionamiento.

La galga de silicio difundido (figura 1.9) tiene la ventaja adicional de estar en contacto directo con el proceso sin mecanismos intermedios de medición de la presión pudiendo así trabajar correctamente aunque el fluido se deposite parcialmente sobre el diafragma del elemento ya que mide directamente la presión del fluido y no la fuerza que éste hace sobre el diafragma .

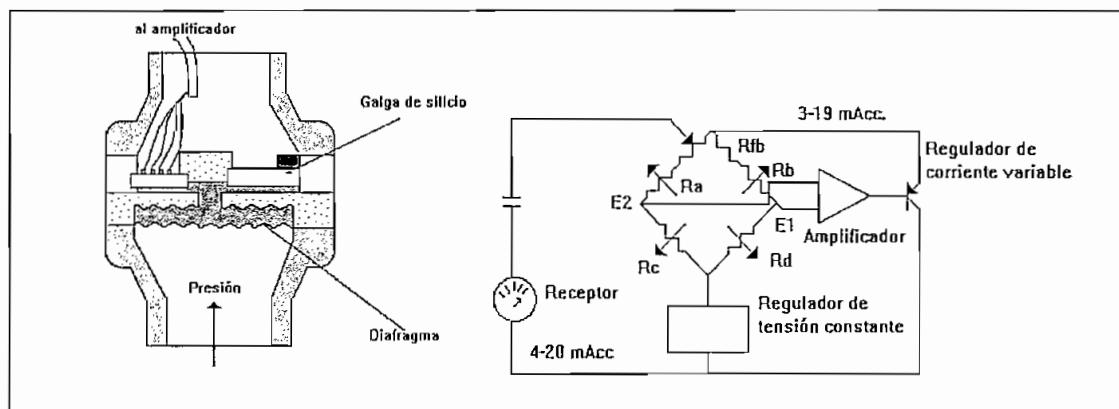


Fig. 1.9 Transductor de presión de silicio difundido .

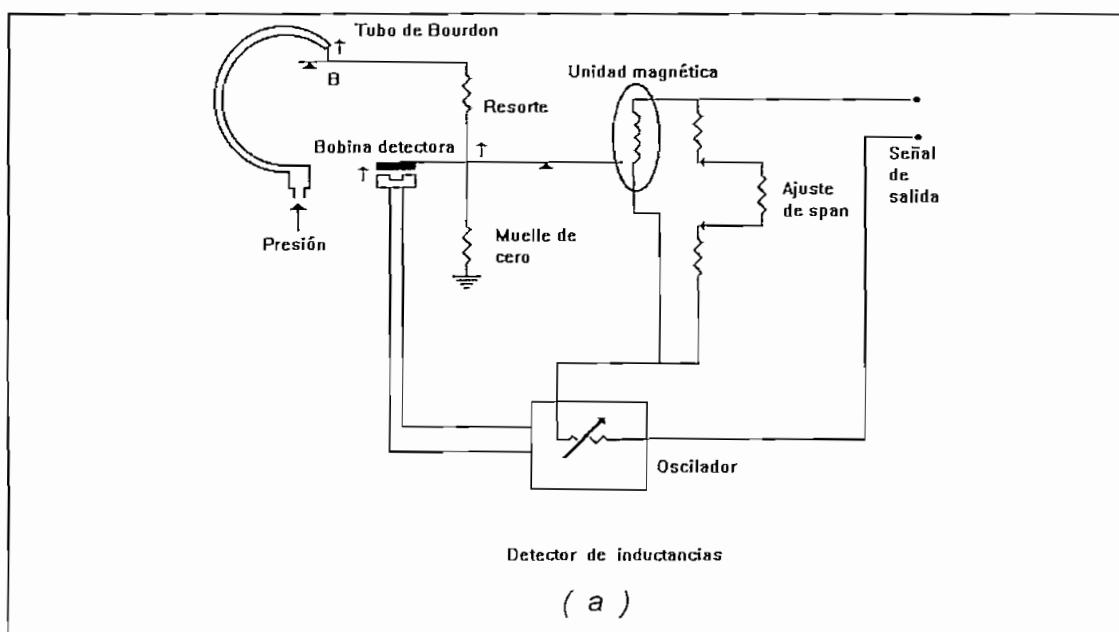
1 . 2 . 2 . 3 .- Transmisores electrónicos de equilibrio de fuerzas.

En la figura 1.10 está representado un transmisor electrónico , en este instrumento el elemento mecánico de medición ejerce una fuerza sobre una barra rígida del transmisor .

Para cada valor de la presión , la barra adopta una posición determinada , exitándose un transductor de desplazamiento tal como un detector de inductancia , un transformador diferencial o bien un detector fotoeléctrico . Un circuito oscilador asociado con cualquiera de estos detectores alimenta una unidad magnética y la fuerza generada reposiciona la barra de equilibrio de fuerzas . Se completa así un circuito de realimentación variando la corriente de salida en forma proporcional al intervalo de presiones del proceso .

Los transductores electrónicos de equilibrio de fuerzas se caracterizan por tener un movimiento muy pequeño de la barra de equilibrio , poseen realimentación , una elasticidad muy buena y un nivel alto en la señal de salida.

Por su constitución mecánica presentan un ajuste del cero y del alcance complicado y una alta sensibilidad a vibraciones y su estabilidad en el tiempo es de media a pobre .



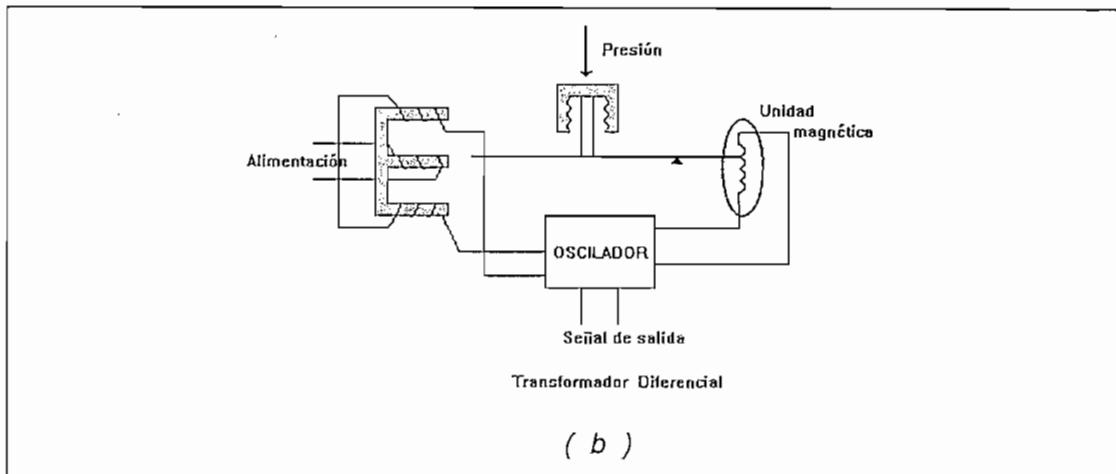


Fig. 1.10 Transmisores electrónicos de equilibrio de fuerzas.

Su intervalo de medida corresponde al del elemento mecánico que utilizan y su precisión es del orden de 0.5-1 % .

1 . 2 . 2 . 4 .- Transductores de tipo oscilador .

En los transductores tipo oscilador se emplean materiales semiconductores y funcionan con base en el principio de que la frecuencia de un oscilador a transistor varía en función de los cambios de inductancia o capacitancia en un miembro sumador de fuerzas de un elemento transductor .

La estabilidad del oscilador es de importancia primordial para la estabilidad de esta clase de unidad de medición de presión . Las ventajas son su tamaño reducido , su salida alta , la capacidad para medir presiones estáticas y dinámicas y su conveniencia para fines de telemetría .

Las salida es adaptable a presentaciones numéricas en unidades de presión , almacenamiento magnético y códigos decimales en binario para computadora .

Las desventajas son su rango de temperatura pequeño determinado por los materiales semiconductores , su costo , la baja precisión y la necesidad que tienen de equipos especiales para la conversión analógica . También tienen un cambio excesivo de cero por efecto térmico y poca sensibilidad .

1 . 2 . 2 . 5 .- Transductores resistivos .

Consisten en un elemento elástico (tubo de Bourdon o cápsula) que varía la resistencia óhmica de un potenciómetro en función de la presión . El potenciómetro puede adoptar la forma de un solo hilo continuo o bien estar arrollado a una bobina siguiendo un valor lineal de resistencia .

Existen varios tipos de potenciómetros según el elemento resistivo : potenciómetros de grafito , de resistencia bobinada , de película metálica y de plástico moldeado . En la figura 1.11 puede verse un transductor resistivo representativo que consta de un muelle de referencia , el elemento de presión y un potenciómetro de precisión .

El muelle de referencia es el corazón del transductor ya que su desviación al comprimirse debe ser únicamente función de la presión y además debe ser independiente de la temperatura , de la aceleración y de otros factores del medio ambiente externo .

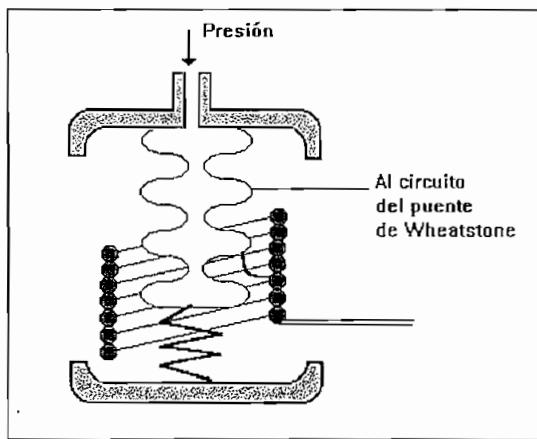


Fig. 1.11 Transductor resistivo .

El movimiento del elemento de presión se transmite a un brazo móvil aislado que se apoya sobre el potenciómetro de precisión . Este está conectado a un circuito de puente de Wheatstone .

Los transductores resistivos son simples y su señal de salida es bastante potente como para proporcionar una corriente de salida suficiente para el funcionamiento de los instrumentos de indicación sin necesidad de amplificación .

El rango de medida de estos transductores corresponde al elemento de presión que utilizan y varía en general de 0-0.1 a 0-300 kg / cm cuadrados ; la precisión es del orden de 1-2 %.

1 . 2 . 2 . 6 .- Transductores piezoeléctricos .

Los elementos piezoeléctricos son materiales cristalinos que , al deformarse físicamente por la acción de una presión (figura 1.12) , generan una señal eléctrica . Dos materiales típicos que se emplean en los transductores piezoeléctricos son el cuarzo y el titanato de Bario , capaces de soportar temperaturas del orden de 150 ° C en servicio continuo y de 230 ° C en servicio intermitente .

Son elementos ligeros , de pequeño tamaño y de construcción robusta . Su señal de respuesta a una variación de presión es lineal y son adecuados para medidas dinámicas , al ser capaces de respuestas frecuenciales , de hasta un millón de ciclos por segundo .

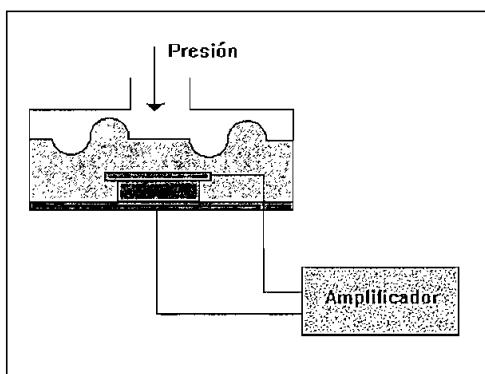


Fig. 1.12 Transductor piezoeléctrico.

Tienen la desventaja de ser sensibles a los cambios en la temperatura y de experimentar deriva en el cero y precisar ajuste de impedancias en caso de fuerte choque . Asimismo , su señal de salida es relativamente débil por lo que precisan de amplificadores y acondicionadores de señal que pueden introducir errores en la medición .

1 . 2 . 2 . 7 .- Interruptores de Presión .

Los interruptores de presión son probablemente el tipo más abundante de sensores de presión . Millones de ellos se utilizan en aplicaciones de uso doméstico , además de un amplio uso industrial .

Muchos de estos dispositivos cuentan con los siguientes elementos : un elemento sensor de presión , normalmente equilibrado por uno o dos muelles de tensión ajustable , un enlace mecánico actuado por el elemento sensor y un interruptor del tipo pulsador .

El elemento sensor puede ser un fuelle , pero es más frecuente un diafragma hecho de metal o no metal . El muelle antagonista se utiliza para determinar el punto de conmutación .

Muchos elementos incluyen la posibilidad de ajuste exterior del punto de tensión y por lo tanto del punto de conmutación . Se utiliza una gran variedad de enlaces y palancas , algunos de ellos con posibilidad de ajuste de la banda de histéresis .

El interruptor básico electromecánico es un tipo de interruptor que requiere un desplazamiento muy pequeño para actuar . Se encuentran diversas configuraciones de interruptores : tipo normalmente abierto solo , normalmente cerrado solo , un par de contactos abierto y cerrado por separado , o más comúnmente un único interruptor que proporciona un contacto normalmente cerrado así como un contacto normalmente abierto .

El encapsulado del transductor de presión puede ser muy variado , desde un simple molde de plástico con terminales a la vista hasta sistemas metálicos resistentes a la corrosión y a prueba de explosión con bloques terminales herméticos .

1 . 2 . 2 . 8 .- Transductores de inductancia variable .

Su principio de funcionamiento se basa en el desplazamiento de un núcleo móvil dentro de una bobina , cuya inductancia aumenta en forma casi proporcional con la porción metálica del núcleo contenida dentro de la bobina .

El devanado de la bobina se alimenta con una corriente alterna y la fem de autoinducción generada se opone a la fem de alimentación , de tal modo que al ir penetrando el núcleo móvil dentro de la bobina la corriente presente en el circuito se va reduciendo por aumentar la fem de autoinducción .

El transformador diferencial (figura 1.10) es también un transductor de inductancia variable , si bien , en lugar de considerar una sola bobina con un núcleo móvil , se trata de tres bobinas en las que la bobina central o primaria es alimentada con una corriente alterna y el flujo magnético gerido induce tensiones en las otras dos bobinas , con la particularidad de que si el núcleo está en el centro , las dos tensiones son iguales y opuestas y si se desplaza a la derecha o a la izquierda , las tensiones son distintas . Es decir , que el transformador diferencial es más bien un dispositivo de relación de inductancias .

Los transductores de inductancia variable (figura 1.13) tienen las siguientes ventajas : no producen rozamiento en la medición , tienen una respuesta lineal , son pequeños y de construcción robusta y no precisan ajustes críticos en el montaje ; su precisión es del orden de $\pm 1\%$.

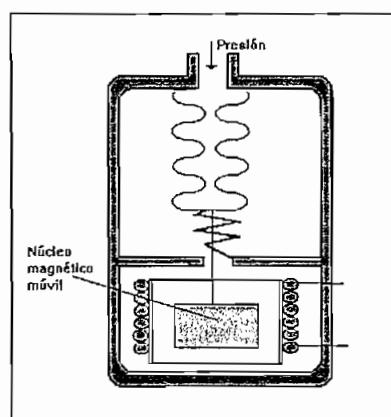


Fig. 1.13 Transductor de inductancia variable

1 . 2 . 2 . 9 . - Transductores de reluctancia variable .

Consisten en un imán permanente o un electroimán que crea un campo magnético dentro del cual se mueve una armadura de material magnético .

Un circuito magnético se alimenta con una fuerza magnetomotriz constante con lo cual al cambiar la posición de la armadura varía la reluctancia y por lo tanto el flujo magnético . Esta variación del flujo da lugar a una corriente inducida en una bobina que es , por tanto , proporcional al grado de desplazamiento de la armadura móvil .

El movimiento de la armadura es pequeño (del orden de un grado como máximo en armaduras giratorias) sin contacto alguno con las partes fijas , por lo cual no existen rozamientos eliminándose la histéresis mecánica típica de otros instrumentos .

Los transductores de reluctancia variable (figura 1.14) presentan una alta sensibilidad a las vibraciones , una estabilidad media en el tiempo y son sensibles a la temperatura ; su precisión es del orden de $\pm 0.5\%$.

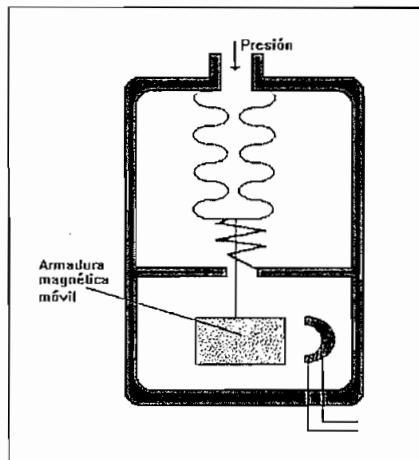


Fig.1.14 Transductor de reluctancia variable

1 . 3 .- Criterios para la selección de un transductor de presión .

Las características a especificar en los transductores de presión están encabezadas por el **rango** y el tipo de presión de referencia . Cuando la aplicación lo requiere el rango del transductor puede estar expresado en términos

de altura o de profundidad de agua , dado que las curvas de calibración de los transductores utilizan estas unidades .

El sistema U.S. Customary de unidades permite la identificación de la presión de referencia mediante el nombre y el símbolo de la unidad (psia , psig , psid) . El SI no dispone de esta diferenciación ; el pascal es la unidad de presión absoluta .

Los sufijos "a" para presión absoluta y "d" para presión diferencial no presentan problemas debido a las palabras derivadas del latín similares en la mayoría de los lenguajes europeos ; sin embargo , no existe una palabra equivalente con "g " (de presión atmosférica) en estos lenguajes .

Las *características mecánicas* a considerar incluyen : la configuración , el tipo de montaje y todas las dimensiones pertinentes , incluyendo los tornillos de sujeción ; localización y tipo de conexiones eléctricas ; fluido a medir ; tipos de sellado del transductor ; elementos sensores de aislamiento , si existen , como membranas de aislamiento o fluidos de transferencia : par de montaje o de acople de presiones , peso , localización y contenido de la placa de características ; tipo de amortiguamiento .

Si el transductor debe ser limpiado con disolvente el fluido utilizado en la limpieza debe ser considerado como un fluido de medida . Si un transductor está herméticamente sellado se deben indicar detalles sobre el tipo de sellado ; las juntas y los anillos en O pueden deteriorarse , las uniones soldadas pueden tener flujos de escape por las soldaduras , pudiendo crearse pequeños agujeros en las uniones .

En los transductores sumergidos en agua deben considerar sellados especiales del transductor y del cable eléctrico .

Las *características eléctricas* incluyen : excitación máxima y nominal ; impedancia de salida y en algunos tipos de transductores también la impedancia de entrada ; resistencia de aislamiento o tensión de ruptura ;

aislamiento eléctrico de entrada y salida ; ruido de escobillas ; ruido a la salida y cualquier previsión integral utilizada para calibración simulada .

En determinados tipos de transductores o en ciertas aplicaciones son necesarias especificaciones adicionales . En los transductores de presión diferencial es necesario identificar las dos entradas de presión . Cuando se requiere una respuesta frecuencial alta en un transductor de montaje no nivelado puede ser importante conocer el volumen total de la cavidad sensora .

Detalles sobre los elementos sensores y de transducción pueden aportar información necesaria para el usuario . Las conexiones eléctricas externas deben estar perfectamente indicadas , señalando su función en los conectores o a través de un código de colores .

En algunas aplicaciones se indica el eje en el cual el transductor tiene su máxima sensibilidad a las vibraciones . En los transductores de presión elevada se acostumbra a especificar la presión máxima de ruptura del transductor . Los enlaces de presión dentro del encapsulado deben prever presiones que provocarían la ruptura eventual del encapsulado , convirtiendo la plataforma que transporta el conector eléctrico en un peligroso proyectil .

Las *características de precisión* a veces están especificadas en términos de banda de error y a veces en término de características individuales como linealidad , histéresis , repetibilidad , equilibrio de cero y deriva del cero . También se especifica el período de calentamiento .

En algunos transductores de presión la sensibilidad se considera como la característica primaria .

El rango de la presión de referencia y el efecto del error de la presión de referencia debe especificarse en los transductores de presión diferencial , así como el sobrerrango en la mayoría de transductores de presión.

Las *características dinámicas* se expresan usualmente en términos de respuesta frecuencial plana y relación de amortiguamiento , a veces como constante de tiempo y sobrepico .

Las características ambientales deben tener en cuenta los efectos térmicos que pueden expresarse en términos de banda de error de temperatura o , bajo especificaciones individuales como derivas térmicas de la sensibilidad y del cero , rango de temperatura operativo o rango de temperatura del fluido a medir que es más severa .

En algunas especificaciones los límites de error son aplicables en un rango de temperaturas , no determinándose los límites de error fuera de este rango . Debe indicarse también el efecto térmico sobre el amortiguamiento .

En los transductores de respuesta amplia se muestran las respuestas frecuenciales a temperaturas especificadas , elevadas o frías . Puede ser necesario considerar también los errores por gradiente de temperatura .

Las *características de fiabilidad* incluyen el ciclo de vida y la vida de operación así como los errores introducidos por largos períodos de almacenamiento , y la estabilidad .

Independientemente de que determinado grupo de características pueden ser más importantes en la selección de un transductor , dependiendo de la aplicación , las características fundamentales a tener en cuenta en la selección de un transductor son : el rango , la precisión , el tipo de salida , la respuesta frecuencial , la naturaleza de los fluidos a medir y las características ambientales .

Para el presente trabajo de tesis de grado y tomando en cuenta estas consideraciones , se ha seleccionado un sensor de estado sólido de la casa SENSYM (SCX05DNC) ya que cumple con las características que se requiere para monitorear y controlar la presión en un sistema de acondicionamiento ambiental , por ejemplo , mantener el confort de varias personas dentro de una habitación ; estas características se encuentran detalladas a continuación.

1 . 4 . - Especificaciones Técnicas del sensor de Presión SCX05DNC .

1 . 4 . 1 .- Descripción General del sensor de presión (SCX05DNC).

Los sensores de presión del tipo SCX C de la casa SENSYM , proveen una solución satisfactoria para un sinnúmero de aplicaciones . Son sensores con compensación de temperatura y calibración interna lo que hace que la salida sea confiable y estable en un rango de temperatura que va desde los cero hasta los 70 grados centígrados , además su uso se restringe a fluidos gaseosos no corrosivos y no iónicos tales como aire y gases secos .

Con estos elementos se puede medir presiones absolutas y diferenciales desde 1 psi (SCX01) hasta 100 psi (SCX100) . Los sensores de presión absoluta (A) poseen internamente una referencia de vacío y cuya salida es proporcional a la presión absoluta . Los del tipo diferencial (D) poseen dos pórticos entre los cuales se realiza la diferencia de presión , y cuya salida es proporcional a dicha diferencia .

Internamente se encuentra un sensor de circuito integrado y una delgada película de cerámica cortada con láser , empacados en una carcasa de nylon .

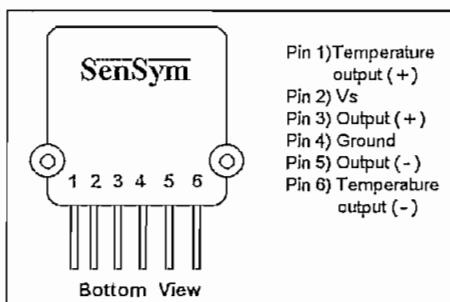


Fig 1.15 Conexiones eléctricas del sensor.

Este encapsulado presenta una excelente resistencia a la corrosión y evita deformaciones del sensor por causa de fuerzas externas , además el encapsulado posee dos pórticos para las conexiones de presión , que facilita al usuario ya que se puede conectar a través de tubería plástica estandarizada .

Todos los dispositivos SCX fueron diseñados para aplicaciones de bajo costo donde se provee típicamente un fino ajuste del cero y del alcance en un circuito externo . Si la aplicación requiere de confiabilidad en un rango mayor de la temperatura de operación existen , dos pines , los cuales proveen un voltaje de salida proporcional a la temperatura de operación y con los cuales se puede diseñar un circuito externo para ampliar el rango de la temperatura de operación .

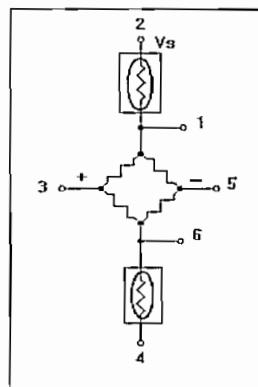


Fig. 1.16 Circuito equivalente .

Debido a su respuesta rápida en el tiempo que es de aproximadamente de 100 microsegundos y por su inmunidad al ruido es excelente para aplicaciones en equipo médico , periféricos de computadoras y en control neumático .

1 . 4 . 2 .- Características de operación del sensor SCX05DNC.

En la siguiente tabla se muestra las características , bajo las siguientes condiciones de operación :

- Voltaje de alimentación: $V_s = 12 \text{ V.}$
- Temperatura de operación: 25°C
- Presión en modo común: 0 psig

Característica	Mínimo	Típico	Máximo	Unidad
Rango de presión de operación	-	-	5	psi
Sensibilidad	-	12	-	mV/psi
Rango a plena escala	57.5	60	62.5	mV
Offset de presión cero	-1	0	1	mV
Histéresis y linealidad combinadas	-	±0.1	±1	%FSO
Efecto de la temperatura en el rango (0-70°C)	-	±0.4	±2	%FSO
Efecto de la temperatura en el Offset (0-70°C)	-	±0.2	±1	mV
Repetibilidad	-	±0.2	±0.5	%FSO
Impedancia de entrada	-	4	-	KΩ
Impedancia de salida	-	4	-	KΩ
Voltaje en modo común	5.7	6	6.3	Vdc
Tiempo de respuesta		100		μsec
Estabilidad de Offset y Rango	-	±0.1	-	%FSO

Tabla 1. 2 .- Características eléctricas del sensor SCX05DNC .

Las siguientes especificaciones son válidas para todos los sensores de la serie SCX :

Rangos máximos.	
Voltaje Máximo Vs.	+30 vDC
Presión en modo común	50 psig
Temperatura de soldadura	300 °C (10 segundos)

Especificaciones Ambientales	
<u>Rango de temperatura :</u>	
Compensado	0 - 70 °C
Operación	-40 °C a + 85 °C
Almacenamiento	-55 °C a +125 °C
<u>Límites de humedad</u>	0 a 100 % RH.

1 . 5 .- Diseño del circuito acondicionador de señal para el sensor SCX05DNC.

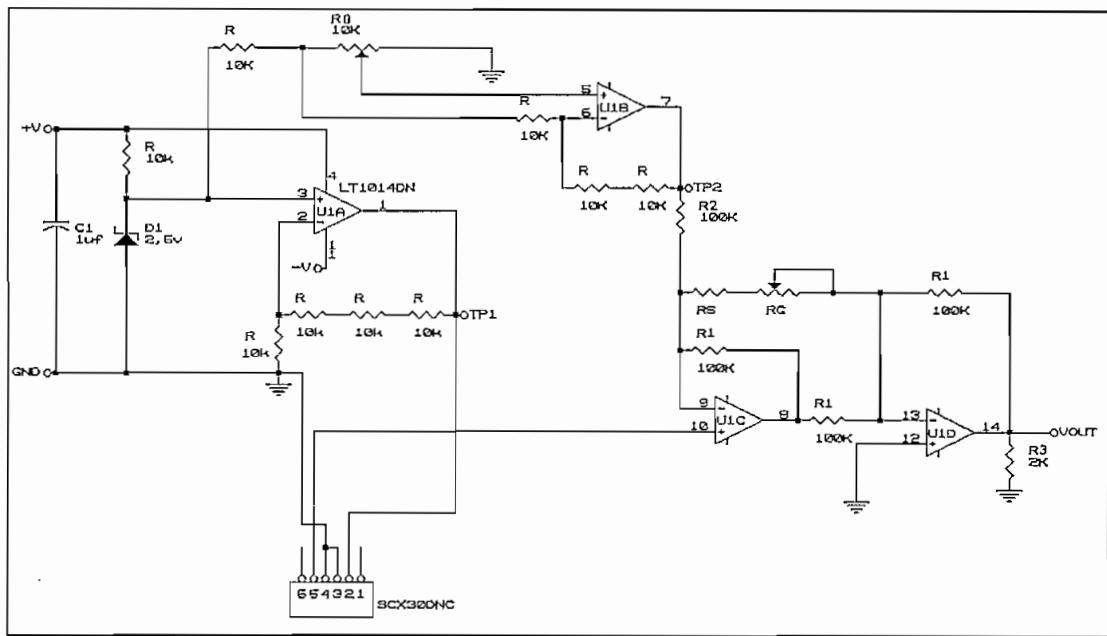


Fig. 1.17 .- Circuito Acondicionador

El circuito acondicionador del sensor SCX05DNC (figura 1.17) , es un circuito recomendado por el manual del sensor , el cual está implementado en una tarjeta llamada SCX - EB , la cual ha sido configurada de fábrica para ser polarizada con fuentes duales de + 12v (para V+) y -12v (para V-) y para obtener un voltaje de salida que varíe de 0 a 5 voltios (5v para una presión ejercida por una columna de líquido de 50 cm) ; a continuación se detalla las funciones de cada etapa del circuito acondicionador ; además , se realiza la demostración matemática de la ecuación de ganancia de voltaje de la configuración :

El amplificador U1A cumple una función de regulador de voltaje (figura 1.18) para la polarización del sensor , lo cual hace que el sensor no dependa de las variaciones de la fuente , rizado y perturbaciones en general .

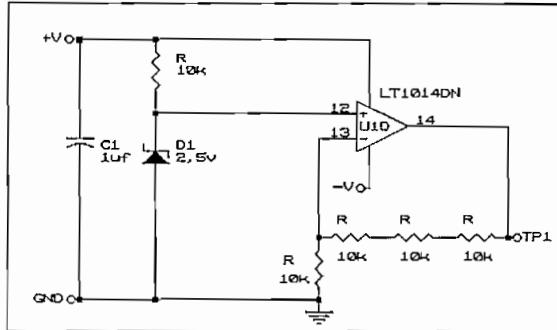


Fig. 1.18 .- Etapa de alimentación del sensor SCX05DNC .

Los amplificadores U1C y U1D forman en conjunto un amplificador de instrumentación de ganancia variable (figura 1.19).

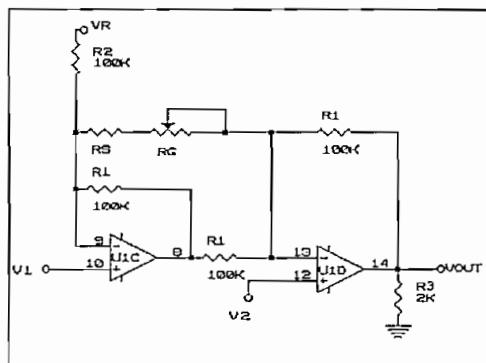


Fig. 1.19 .- Amplificador de instrumentación .

El voltaje VR proviene del amplificador U1B (figura 1.20) , este voltaje es el de offset y variando el potenciómetro R7 se puede calibrar este a un determinado valor inicial (ajuste fino del cero) .

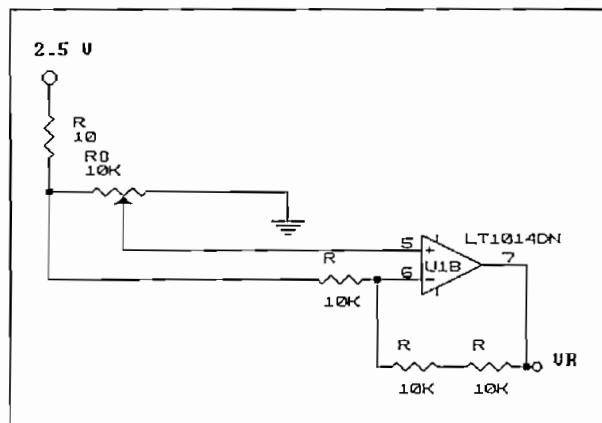


Fig. 1.20 .- Voltaje de Offset .

Considerando el circuito equivalente del sensor (figura 1.16) , el voltaje de salida está dado por la siguiente ecuación :

$$V = S * V_s * P \pm V_{os} \quad (1.1)$$

donde : V es la salida diferencial del puente (sensor) en mV.

S es la sensibilidad en mV/V por PSI.

V_s es el voltaje aplicado al puente .

P es la presión aplicada en PSI .

V_{os} es el voltaje diferencial de salida (error) que se

presenta cuando la presión aplicada al sensor es cero .

El primer término del lado derecho de la ecuación , $S * V_s * P$ es conocido como **ALCANCE** y para el sensor SCX05DNC es de 60 mV. , el término V_{os} es el **VOLTAJE DE OFFSET** que se encuentra en un rango de -1 mV a +1 mV ; todo esto cuando el puente opera alimentado con un voltaje de 10 V .

Como el voltaje de salida del puente (V) es un voltaje diferencial , el amplificador de instrumentación que forman los amplificadores operacionales U1C y U1D , debe convertir la salida diferencial en una salida referida a tierra . Segundo , el amplificador debe proveer un método para eliminar el término de error V_{os} . Tercero , como el voltaje en modo común que aparece en los brazos de salida del sensor es aproximadamente la mitad de V_s , el amplificador no debe tomar en cuenta este voltaje , es decir , que el amplificador debe tener una alta razón de rechazo en modo común , no debe cargar el puente (brazos del sensor) , pues esto incluiría errores adicionales y por supuesto debe amplificar la señal deseada proveniente del sensor . Finalmente , todos los ajustes necesarios para conseguir el cumplimiento de estas condicionantes deben ser no-interactuantes . Un circuito que cumple con estas particularidades es el representado en la figura 1.19 .

Para obtener la ecuación del voltaje de salida del circuito en función del voltaje diferencial de entrada ($V_2 - V_1$) y VR se debe aplicar los conceptos de tierra virtual y superposición de fuentes al circuito ; si hacemos que :

A) $V_1 = V_2 = 0$, el circuito equivalente será (figura 1.21) :

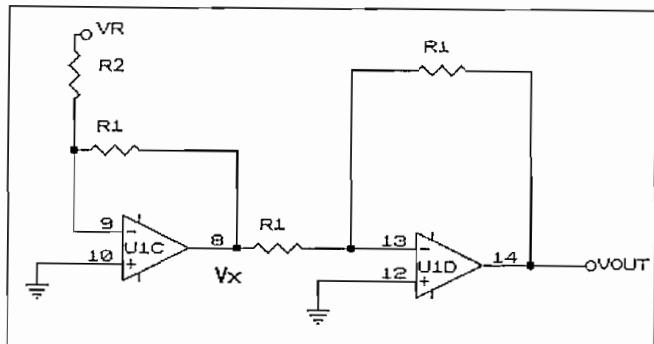


Fig. 1.21 Circuito equivalente cuando $V_1 = V_2 = 0$

Cada una de las etapas de esta configuración son amplificadores inversores ; por tanto , se tiene que la expresión del voltaje de salida (V_x) de la primera etapa que está dado por la siguiente expresión :

$$V_x = -V_R \frac{R_1}{R_2} \quad (1.2)$$

Para la segunda etapa , la expresión del voltaje de salida es :

$$V_{OUT(VR)} = -V_x \quad (1.3)$$

$$V_{OUT(VR)} = V_R * \frac{R_1}{R_2} \quad (1.4)$$

B) $V_2 = V_R = 0$, aplicando el teorema de tierra virtual en los nodos a y b aparecen dos circuitos equivalentes , uno por nodo .

El circuito equivalente para el nodo a es el indicado en la figura 1.22:

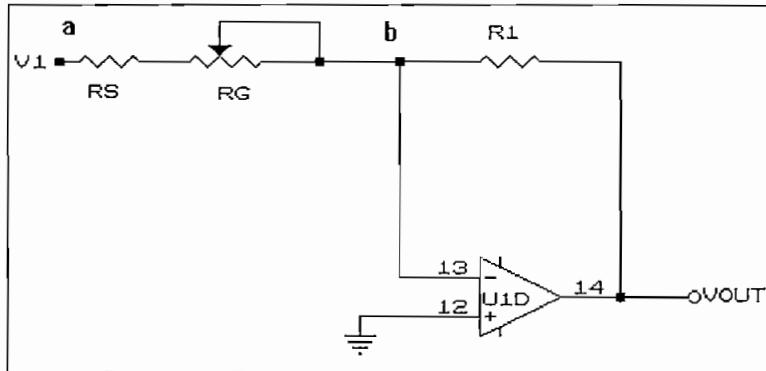


Fig. 1.22 .- Circuito equivalente cuando $V_2=V_R=0$

Cuya ecuación para el voltaje de salida es la siguiente :

$$V_{OUT(V1)_1} = -\frac{R_1}{R_s + R_G} * V_1 \quad (1.5)$$

Ahora , si consideramos a la resistencia R_2 y la tierra virtual en el nodo **b** , y como el voltaje aplicado V_R es igual a cero el amplificador U1C no amplifica , por tanto el siguiente circuito equivalente (figura 1.23) :

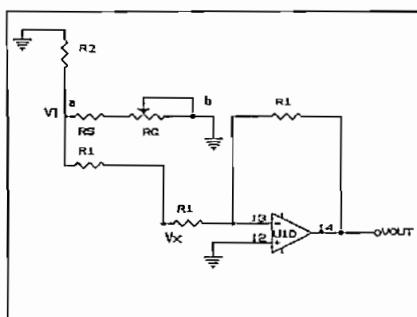


Fig. 1.23 .- Circuito equivalente cuando se considera a R_2 .

Por lo tanto , la ecuación del voltaje de salida para este circuito equivalente está dada por :

$$-\frac{V_1}{R_2 // (R_s + R_G)} = \frac{V_1 - V_x}{R_1} \quad (1.6)$$

$$\text{Si } R_2 // (R_s + R_G) = P$$

$$V_x = \left(\frac{P+R_1}{P} \right) * V_1 \quad (1.7)$$

$$V_x = \left[1 + \frac{R_1}{P} \right] * V_1 \quad (1.8)$$

$$V_x = \left[1 + \frac{R_1 * R_2 + R_1 * (R_s + R_g)}{R_2 * (R_s + R_g)} \right] * V_1 \quad (1.9)$$

$$V_x = \left[1 + \frac{R_1}{R_s + R_g} + \frac{R_1}{R_2} \right] * V_1 \quad (1.10)$$

Ahora , el voltaje de salida es :

$$V_{OUT(V1)_2} = -V_x \quad (1.11)$$

$$V_{OUT(V1)_2} = -V_1 * \left[1 + \frac{R_1}{R_s + R_g} + \frac{R_1}{R_2} \right] \quad (1.12)$$

Ahora , para obtener la ecuación total del voltaje de salida , debemos sumar las ecuaciones 1.5 y 1.12 obteniéndose la siguiente ecuación :

$$V_{OUT(V1)} = -V_1 * \left[1 + \frac{2 * R_1}{R_s + R_g} + \frac{R_1}{R_2} \right] \quad (1.13)$$

C) $V_1 = V_R = 0$, el circuito equivalente será (figura 1.24) :

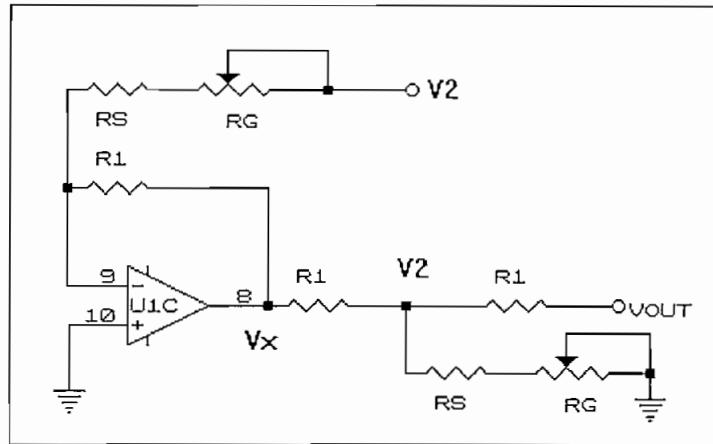


Fig . 1.24 .- Circuito equivalente cuando $V_1=V_R=0$.

De donde el voltaje de salida para la etapa amplificadora está dado por la ecuación 1.14 :

$$V_x = -\frac{R_1}{R_G + R_s} * V_2 \quad (1.14)$$

Como ya tenemos la ecuación de V_x , aplicamos la ley de corrientes de Kirchoff al nodo V_2 (figura 1.25) para obtener así la ecuación del voltaje de salida del circuito :

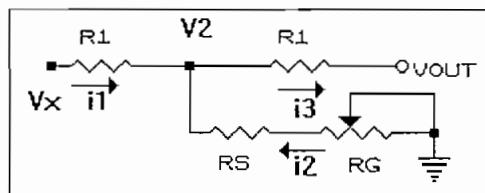


Fig. 1.25 .- Aplicación de la Ley de corrientes de Kirchoff .

$$i_3 = i_2 + i_1 \quad (1.15)$$

$$\frac{V_{OUT(V2)} - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_x}{R_1} + \frac{V_2}{R_s + R_g} \quad (1.16)$$

$$V_{OUT(V2)} = 2 * V_2 + 2 * \frac{R_1}{R_s + R_g} * V_2 \quad (1.17)$$

Por tanto , la ecuación del voltaje de salida en función de V_2 será :

$$V_{OUT(V2)} = \left[2 + \frac{2 * R_1}{R_s + R_g} \right] * V_2 \quad (1.18)$$

Como ya encontramos las ecuaciones del voltaje de salida en función de cada entrada (V_1 , V_2 , V_R) , aplicamos el teorema de superposición y obtenemos la ecuación total del voltaje de salida del amplificador de instrumentación (figura 1.19) , de la siguiente forma :

$$V_{OUT} = V_{OUT(V1)} + V_{OUT(V2)} + V_{OUT(VR)} \quad (1.19)$$

$$V_{OUT} = -V_1 * \left[1 + \frac{2 * R_1}{R_s + R_g} + \frac{R_1}{R_2} \right] + V_2 * \left[2 + \frac{2 * R_1}{R_s + R_g} \right] + V_R * \frac{R_1}{R_2} \quad (1.20)$$

Si consideramos que no existe voltaje de offset y que tampoco se aplica presión al sensor , es decir que los voltajes V_1 y V_2 son iguales al voltaje en modo común por tanto , la ecuación 1.20 puede escribirse así :

$$V_o = V_{CM} * \left[1 - \frac{R_1}{R_2} \right] + V_R * \frac{R_1}{R_2} \quad (1.21)$$

Si aplicamos presión al sensor y si $R_1 = R_2$ la ecuación 1.20 se convierte en la siguiente expresión :

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) * \left(2 + \frac{2 * R_1}{R_s + R_g} \right) + V_R \quad (1.22)$$

$$V_{OUT} = V * \left(2 + \frac{2 * R_1}{R_s + R_g} \right) + V_R \quad (1.23)$$

donde , V es la entrada diferencial (salida del puente) , dada por la ecuación 1.1 . La ganancia de voltaje del circuito es :

$$A_V = 2 * \left(1 + \frac{R_1}{R_s + R_G} \right) \quad (1 . 24)$$

Como R_2 , no aparece en la ecuación de ganancia y como el ajuste de la razón de rechazo en modo común se ha realizado , el ajuste de ganancia y ajuste de rechazo en modo común son **no interactuantes** . La ganancia A_V se varía con el potenciómetro R_G , en el presente caso las resistencias R_s y R_G son de 470 Y 500 ohm. respectivamente , con lo que la ganancia del circuito cuando $R_G = 500$ (Resistencia máxima del potenciómetro) es de :

$$A_V = 2 * \left(1 + \frac{R_1}{R_s + R_G} \right) = 2 * \left(1 + \frac{100K}{470+500} \right) = 208$$

CAPÍTULO II : TRANSMISIÓN DE SEÑALES DENTRO DE UN EDIFICIO .

2 . 1 .- Método de Transmisión de señales .

De una forma general , se puede decir que el progreso de una tecnología viene determinado por la profundización en el conocimiento de la misma y por el desarrollo de técnicas aplicadas , tanto más perfectas y amplias cuanto más estandarizadas sean . Las telecomunicaciones y la informática son ciencias nuevas , que han tenido y siguen teniendo un desarrollo espectacular , con grandes avances , como podemos apreciar , pues prácticamente intervienen en la mayoría de las actividades cotidianas que realizamos . Aunque son ciencias independientes , pueden coexistir una y otra , son perfectamente complementarias y de hecho se apoyan mutuamente .

Las comunicaciones permiten la transferencia de información procesada a través de una serie de interfaces y canales de transmisión , asegurando en todo momento un correcto envío sin que esta información pierda su significado . Para esto es necesario partir de una señal analógica , que en este caso es una señal de voltaje que es proporcional a la presión aplicada sobre un sensor de presión diferencial (descrito en el capítulo primero) , dicha señal será convertida en una palabra binaria (Conversión analógica/digital) , para luego ser enviada a través de un interface , una distancia considerable (por ejemplo distancias mayores a 10 metros , dentro de un edificio) hacia un computador , ver figura 2.1 . En este tipo de transmisión de datos (transmisión digitalizada) es necesario incluir códigos de control de errores e interfaces de comunicación apropiados .

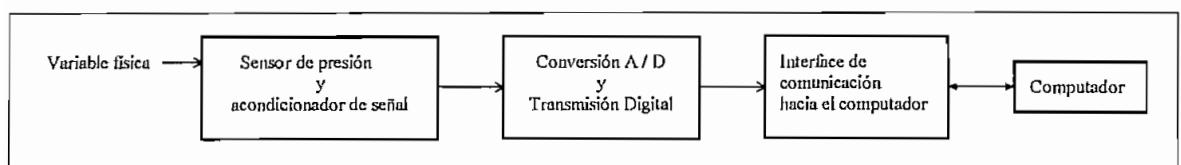


Fig. 2 . 1

En la actualidad , la gama de interfaces y estándares de comunicaciones existentes es muy amplia , un ejemplo de estos son : el interface serial y el interface paralelo de un computador personal . Los interfaces tipo serie , se caracterizan por el envío de la información bit a bit de una manera seriada o secuencial ; en los interfaces paralelo , la información se transmite en grupo , enviando una serie de bits simultáneamente .

Cada uno de ellos presenta sus ventajas e inconvenientes , estando condicionado el uso de uno u otro por el tipo de equipo o por el costo de los mismos . Mientras que en un interface tipo serie el costo del mismo es muy pequeño , por emplear pocos circuitos , en uno tipo paralelo se necesita un circuito por cada canal de comunicación , lo que hace que su costo sea mucho mayor ; por el contrario su rapidez es mayor , siendo ideal para la interconexión en distancias cortas .

Ya que en un edificio se manejan distancias mayores a 10 metros para establecer una comunicación entre equipos , es necesario utilizar un interface serial , el cual se explica con más detalle en los siguientes puntos .

2 . 1 . 1 .- Interfaces de comunicación serial .

2 . 1 . 1 . 1 .- Norma RS-232C .

Uno de los interfaces de comunicación serial más usados para la transmisión de información es la *norma RS-232C* . Definido exactamente como unos y ceros que serán transmitidos electrónicamente , utilizando niveles de voltaje específicos para una mejor comunicación entre dispositivos .

La UITT (antes CCITT) tiene estándares similares al RS-232C conocidos como V.24 y V.28 . En RS-232C los unos y ceros son transmitidos usando voltajes negativos y positivos respectivamente (Tabla 2.1) ; una señal será considerada marca ó uno lógico cuando una tensión en línea , medida en un punto de la interface fuera más negativa que -3 voltios . Una señal será considerada como espacio ó cero lógico , cuando en esas mismas condiciones , fuera más positiva que 3 voltios . La región entre +3V y -3V se denomina región de

transición y es considerada como nivel inválido . Una tensión encima de +25V y debajo de -25V también será considerada inválida (figura 2.2) .

Señal	TTL		RS - 232C	
	Tensión	Lógico	Tensión máxima	Control
Espacio	0 V	0	+25 V	ON
Marca	5 V	1	-25 V	OFF

Tabla 2.1 .- Interpretación de las señales de Marca y Espacio .

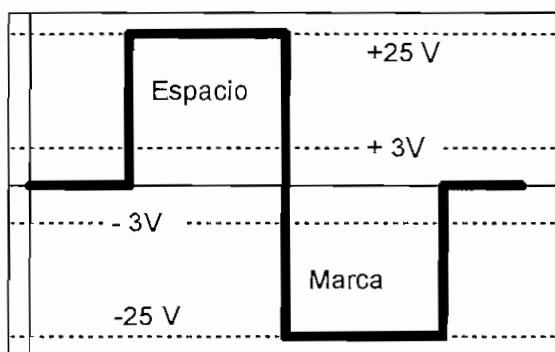


Fig. 2.2 Niveles de Voltaje

Un dispositivo que utiliza esta norma debe ser capaz de recibir y transmitir señales de voltaje en este rango (-25 V a +25 V) . Se recuerda que los pulsos no necesariamente deben ser de + 25V ó -25V, pueden estar dentro del rango de $\pm 3V$ a $\pm 25V$ para ser reconocidos . Los voltajes del pórtico serial de un computador personal son de $\pm 12 V$.

Un diagrama de equipos necesarios en un sistema de comunicaciones se muestra en la figura 2.3 ; un DTE (Equipo Terminal de Datos) que se encuentra en cada extremo del sistema , los datos llegan o salen ; y otro conocido como DCE (Equipo de Comunicación de Datos) que es un dispositivo por donde pasan los datos .

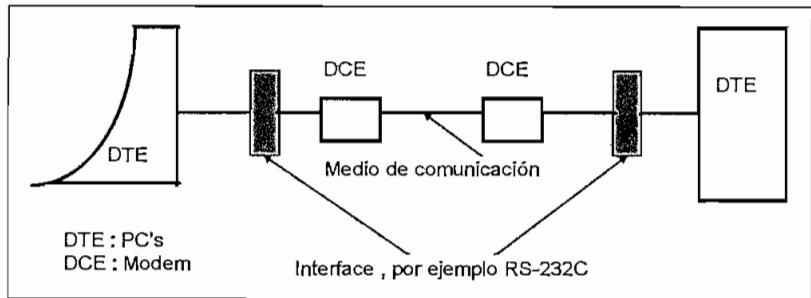


Fig. 2.3 DTE y DCE .

El propósito de un DCE , es permitir a un DTE conectarse con otro similar en un lugar remoto . Un DTE es equivalente a una persona en una conversación telefónica , un DCE es equivalente a un teléfono en dicha conversación (figura 2.4) ; es decir que un DCE es un simple instrumento usado por un DTE para comunicarse .

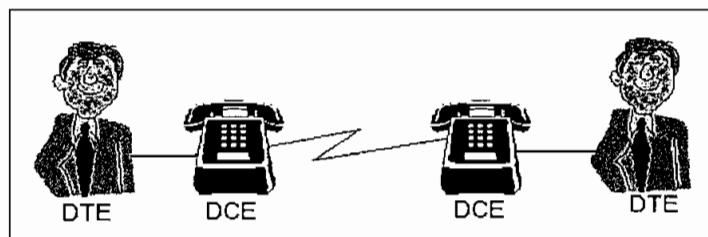


Fig. 2.4 Equivalencia con una conversación telefónica .

El interface RS-232C define la comunicación de un DTE con un DCE , pero no la comunicación de un DCE con otro similar . Además , especifica las señales utilizadas para el intercambio de información entre un DTE y un DCE , pero no especifica el tipo de conector a ser usado . Para muchas aplicaciones el conector usado es un DB-25 ampliamente aceptado , definido en la norma ISO número 2110. Existe otro conector utilizado , el DB-9 , usado especialmente en pórticos de computadores . Existen dos versiones de conectores , macho y hembra . Cada pin del conector tiene su nombre y constituye un circuito lógico , lo cual se muestra en el cuadro #2.1 . Típicamente , el cable que viene de un DTE tiene un conector DB-25 macho , mientras que un DCE tiene un conector DB-25 hembra .

Este interface (RS-232C) tiene algunas restricciones , el máximo largo del cable con el cual se conecta un DTE con un DCE son 50 pies con una confiabilidad del 100% , la máxima transferencia de bits por segundo es de 20

(20.000 bits por segundo) . Estas limitaciones , hacen que este interface sea utilizado en aplicaciones de corta distancia .

2.1.1.1.1.- Descripción de señales .

Realizaremos una descripción de las principales señales de entrada y salida que este interface utiliza .

DB9	DB25				EIA	UITT
Pin	Pin	Abreviación	Nombre	Dirección	Abreviación	Abreviación
1	2	GND	Chassis Ground	Bidireccional	AA	101
3	2	TD	Transmitted Data	DTE a DCE	BA	103
2	3	RD	Received Data	DTE a DCE	BB	104
7	4	TRTS	Request to Send	DTE a DCE	CA	105
8	5	CTS	Clear to Send	DTE a DCE	CB	106
6	6	DSR	Data Set Ready	DTE a DCE	CC	107
5	7	SG	Signal Ground	Bidireccional	AB	102
?	8	DCD	Data Carrier Detect	DCE a DTE	CF	109
9			Positive Test Voltage	DCE a DTE		
10			Negative Test Voltage	DCE a DTE		
11			Unassigned			
12		SDCD	Secondary Data Carrier Detect	DCE a DTE	SCF	122
13		SCTS	Secondary Clear to Send	DCE a DTE	SCB	121
14		STD	Secondary Transmitted Data	DTE a DCE	SBA	118
15		TC	Transmit Clock	DCE a DTE	DB	14
16		SRD	Secondary Received Data	DCE a DTE	SBB	119
17		RC	Receive Clock	DCE a DTE	DD	115
18			Unassigned			
19		SRTS	Secondary Request to Send	DTE a DCE	SCA	120
4	20	DTR	Data Terminal Ready	DTE a DCE	CD	108.2
21		SQ	Signal Quality Detect	DCE a DTE	CG	110
?	22	RI	Ring Indicator	DCE a DTE	CE	125
23		DRS	Data Rate Select	Ambos	CH/CI	111/112
24		XTC	External Transmit Clock	DTE a DCE	DA	113
	25		Unassigned			

Cuadro #2.1 .- Señales de la Norma RS-232C .

Se consideran **señales de entrada** a aquellas generadas por otro dispositivo serial ; a continuación se describe la finalidad de las principales señales :

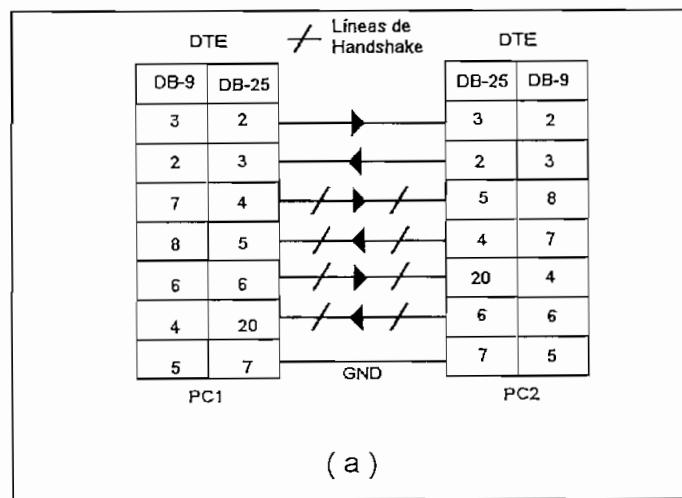
- **RD - Receiver Data .-** Por esta línea llegan los datos .
- **CTS - Clear to Send .-** Por esta línea un periférico informa que está listo para transmitir datos .
- **DSR - Data Set Ready .-** Por esta línea el periférico informa que está listo para la comunicación .

- **CD - Carrier Detect .-** Por esta línea el periférico indica que ha detectado una portadora (más usual en el caso de un módem , cuando se detecta una portadora , avisa a la PC a través de esa línea).
- **RI - Ring Indicator .-** Sirve para que el periférico indique que ha detectado un tono de discado de línea telefónica .

Se consideran **señales de salida** a aquellas generadas por el dispositivo serial ; a continuación se describe la finalidad de las principales señales:

- **TD - Transmitted Data .-** Por esta línea son enviados los datos seriales .
- **RTS - Request to Send .-** Informa al periférico que está listo para transmitir los datos .
- **DTR - Data Terminal Ready .-** Informa al periférico que está listo para la comunicación .

Para aclarar las definiciones expuestas , se presentan los siguientes ejemplos (figura 2.5.a , figura 2.5.b y figura 2.6). Se representa una interconexión de dos computadores (DTE con DTE) ; a: utilizando líneas de Handshake y b: sin líneas de Handshake , también una conexión entre un computador y un módem (DTE con DCE) .



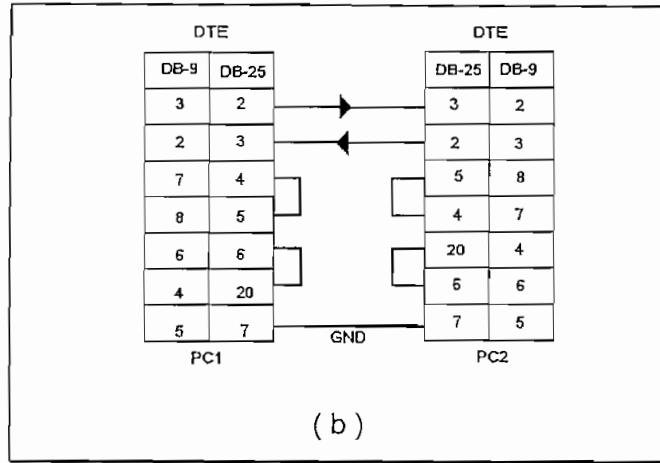


Fig. 2.5 Conexión DTE - DTE

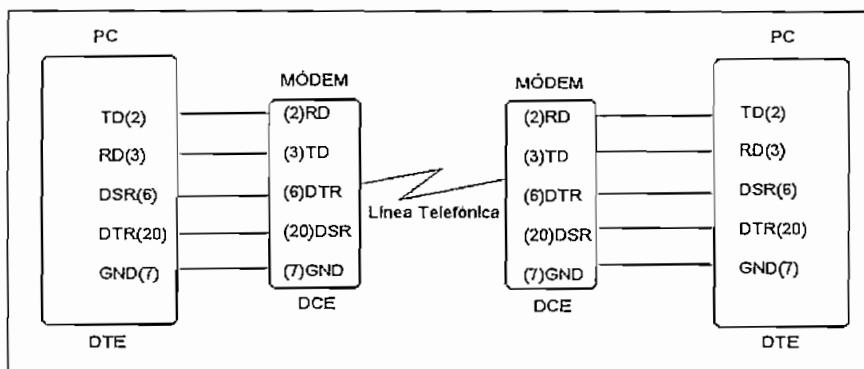


Fig. 2.6 Conexión DTE - DCE

2.1.1.2.- Normas RS-449 , RS-422 A y RS-423 A.

La principal demanda de la comunidad de usuarios del interface RS-232C fue la limitación de la velocidad de transmisión de los datos (20 Kbps) , la limitación de la distancia (50 Pies) y , la falta de estandarización en los tipos de conectores y la localización de los pines . Al darse cuenta de las deficiencias del interface RS-232C , la EIA introdujo un conjunto de tres nuevos estándares , conocidos como RS-449 , RS-422A y R-423A .

Estas nuevas normas comparten los mismos objetivos que la norma RS-232C o de cualquier otro estándar de comunicación serial . Indiferente del tipo de conector , del número de pines usado , o de la velocidad de transmisión , un similar juego de funciones debe ser provisto por todos los interfaces de comunicación . Por ejemplo , Data Terminal Ready o una función equivalente con

leves diferencias en el nombre , será encontrada en casi cualquier interface de comunicación .

La norma RS-449 difiere de la RS-232C , en el número de pines del conector , que en este caso es un conector **DB37** (Estándar ISO 4902) . En adición , la norma RS-449 fue diseñada al darse cuenta que el canal secundario de la norma RS-232C es raramente usado , por lo tanto puede ser omitido. La norma RS-449 define un total de 46 pines . Las funciones de estas señales son similares a sus equivalentes en RS-232C y son comparadas en el cuadro # 2 . 2 .

Algunas de las nuevas señales son usadas para pruebas y diagnósticos , otras son necesarias para transmisiones en RS-422 A y RS-423A . Algunas de las señales de la norma RS-449 usan dos pines , estas señales son conocidas como de **Categoría I** , y el segundo pin permite una transmisión en RS-422 A , las otras señales en el interfaz RS-449 usan solo un pin y estas señales son conocidas como de **Categoría II** . Estos estándares de comunicación pueden exceder la velocidad de la norma RS-232C y la limitación de distancia , mientras permiten la compatibilidad con viejos sistemas que utilizan la norma RS-232C .

La norma RS-422 A describe un método de transmisión balanceada (señales de Categoría I en RS-449) , este tipo de transmisión necesita dos cables para enviar datos o señales de control , permitiendo tener una alta fiabilidad y velocidad en la transmisión . Por lo tanto , cualquier señal de categoría I requiere dos pines . La norma RS-422 A permite una transmisión variable de velocidad de acuerdo con la distancia involucrada (figura 2.7) . La máxima distancia varía entre 40 y 4000 pies , y la velocidad máxima de transmisión puede alcanzar los 10 MBPS. Una ventaja adicional , es que la transmisión es menos susceptible a ruidos y errores .

La norma RS-423 A describe un método de transmisión no balanceada (señales de Categoría II en RS-449) , la transmisión se realiza sobre un solo cable y todas la señales tienen un retorno común , existen dos de estos retornos , *Send common* y *Receive common* ; uno para cada dirección . La norma RS-423 A , además permite variar la distancia de transmisión de 40 a 4000 pies y alcanza una velocidad máxima de 100KBPS (figura 2.7) .

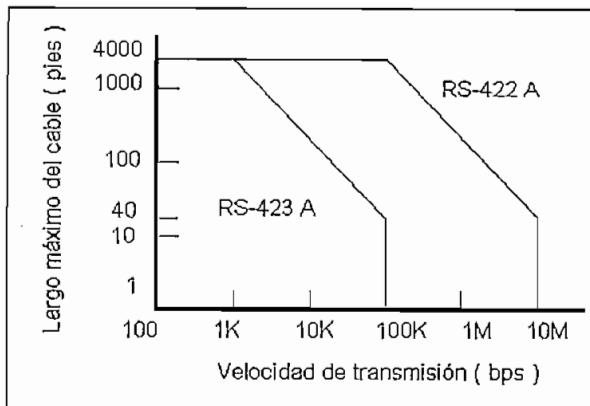


Fig. 2.7 Limitaciones de velocidad y distancia .

Conecotor DB9	Conecotor DB37	RS-449	RS-449	Categoría	RS-232C
Pin No.	Pin No.	Círcuito	Descripción		Equivalente
1	1	SG	Shield		GND
5	19	SG	Signal Ground		SG
9	37	SC	Send common	2	
6	20	RC	Receive common	2	TD
	4,22	SD	Send data	1	RD
	6,24	RD	Receive data	1	RTS
	7,25	RS	Request to send	1	CTS
	9,27	CS	Clear to send	1	DSR
	11,29	DM	Data mode	1	DTR
	12,30	TR	Terminal ready	1	RI
	15	IC	Incoming call	2	DCD
	13,31	RR	Receiver ready	1	SQ
	33	SQ	Signal quality	2	DRS(DTE)
	16	SR	Signaling rate selector	2	DRS(DCE)
	2	SI	Signaling rate indicator	2	XTC
	17,35	TT	Terminal timing	1	TC
	5,23	ST	Send timing	1	RC
	8,26	RT	Receive timing	1	STD
3		SSD	Secondary send data	2	SRD
4		SRD	Secondary receive data	2	SRTS
7		SRS	Secondary request to send	2	SCTS
8		SCS	Secondary clear to send	2	SDCD
2		SRR	Secondary receiver ready	2	
	10	LL	Local loopback	2	
	14	RL	Remote loopback	2	
	18	TM	Test mode	2	
	32	SSD	Select standby	2	
	36	SB	Standby indicator	2	
	16	SF	Select frequency	2	
	28	IS	Terminal in service	2	
	34	NS	New signal	2	
	3				
	21				

Cuadro #2.2 .- Equivalencia de señales

La UITT tiene un grupo de estándares equivalentes , las funciones de las señales que son compartidas en RS-232C y Rs-449 son descritas en la norma. V.24 . Las normas RS-422 A y RS-423 A son similares a las normas V.11 y V .10 respectivamente .

2 . 1 . 1 . 3 .- Empleo de las señales de Handshake .

Asumiremos que tenemos un terminal (DTE) conectado a un DCE local , que a su vez está conectado con otro remoto ; el cual está conectado a un DTE que puede ser un Computador Central (Figura 2.8) .

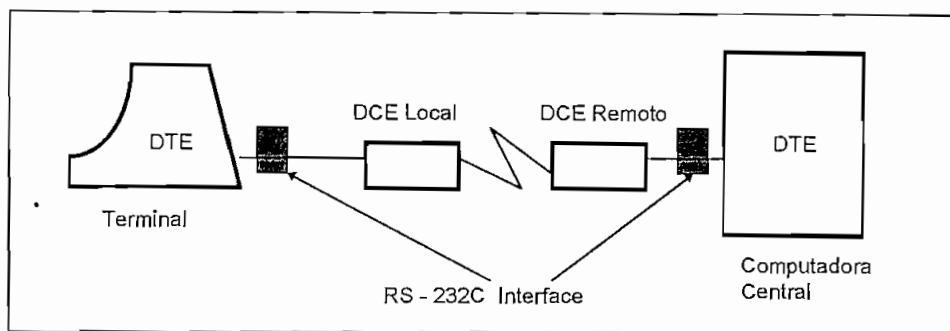


Fig. 2.8

Cuando un terminal entra en operación activa inmediatamente la señal de DTR , el DCE local responde activando la señal de DSR y establece comunicación con el DCE remoto . El DCE remoto activa temporalmente la señal de RI alertando al computador Central (Host) que existe un DTE (Terminal) que quiere establecer comunicación . El Host se pone en alerta activando la señal de DTR , el DCE remoto responde desactivando la señal de RI y ratificando la señal de DSR , completándose así la conexión entre el terminal y el Host .

Si el terminal y el computador Central usan comunicación **full - dúplex** , ellos tienen que ratificar la señal de RTS casi inmediatamente después de recibir la señal de DSR desde el DCE . El propósito de la señal de RTS está en demandar la ruta de transmisión . Los DCE's podrían responder con las señales de CTS y DCD tan pronto como las comunicaciones fueran establecidas (entre DCE's) . La señal de CTS confirma que la ruta de transmisión está disponible para que un DTE envíe los datos . La señal de DCD confirma que la ruta de transmisión está establecida en otra dirección , de un DCE hacia un DTE .En sistemas que están

usando comunicación full - dúplex , la ruta de transmisión está disponible en ambas direcciones ; por tanto , las señales de CTS y DCD son activadas por ambos DCE's . La transmisión de datos puede ahora darse en ambas direcciones simultáneamente , entre terminal y Host ; y de uno a otro DCE .

En resumen , en una comunicación full - dúplex , los DTE's activan las señales de DTR y RTS ; y , los DCE's activan las señales de DSR , CTS y DCD . Desde que la conexión es establecida , estas señales no cambian . Típicamente , un DTE finaliza una conexión desactivando las señales de DTR y RTS .

Las comunicaciones *half - dúplex* difieren un poco de las comunicaciones *full - dúplex* , aunque las señales de DTR y DSR son las mismas , este tipo de comunicación requiere ir alternando la ruta de transmisión , es decir , primero en una dirección y luego en la otra . Esto se cumple por el uso de las señales de RTS , CTS y DCD . Después que las señales DTR/DSR se intercambian en ambos , terminal y Host , uno de los DTE querrá transmitir datos (asumiremos que es el terminal que querrá transmitir) . El terminal activa la señal de RTS y el DCE local informa al DCE remoto que los datos están por llegar .

El DCE remoto activa la señal de DCD , para informar al Host que los datos están por arribar . Entre tanto , el DCE local tiene activado la señal de CTS , indicando que el terminal puede enviar la información . La ruta de transmisión ha sido establecida de el terminal hacia el Host . Ahora el Host no tratará de enviar datos porque está recibiendo la señal de DCD , implicando que los datos se envían en una dirección . Cuando el terminal finaliza el envío de información , desactiva la señal de RTS ; entonces el DCE local desactiva la señal de CTS e informa al DCE remoto que la transmisión ha sido realizada . El DCE remoto desactiva la señal de DCD y ahora el Host está libre para activar la señal de RTS y comenzar el proceso en la dirección desde el Host hacia el terminal . Este proceso se repetirá indefinidamente , primero en una dirección y luego en la otra , hasta que uno de los dos DTE's deje de enviar información .

En comunicaciones sincrónicas las funciones de las diferentes señales son idénticas a las descritas , con la adición de las señales de reloj (TC , RC y XTC) .

2 . 2 .- Consideraciones prácticas para la selección del método más apropiado.

Para seleccionar el interface más apropiado para nuestra aplicación , debemos tomar en cuenta las características eléctricas , funcionales y mecánicas que satisfaga nuestras necesidades .

Las *características eléctricas* , son las que hacen referencia a la definición de las señales que por el interface transitan ; como son : niveles de voltaje y corriente en cada patilla , impedancia del interface , velocidades de transmisión de información y distancia .

Las *características funcionales* , que desde el punto de vista del usuario son las más interesantes , y se refieren a la transferencia de datos a través del interface , control de las diversas señales en el interface , proporcionar señales de sincronización para regular la transferencia de bits y referencia de la señal eléctrica .

Las *características mecánicas* , se refieren a la compatibilidad física de los conectores .

A partir de esta información , existen dos factores críticos a la hora de decidirse por uno u otro tipo de interface , serán la velocidad de transferencia de información que necesitemos y la distancia que pretendamos conseguir . En el primer caso podemos elegir entre un interface serie o paralelo , y en el segundo uno con circuitos equilibrados o no equilibrados ; entre estos hay unos más adecuados que otros , dependiendo de la aplicación .

Por estas razones , y debido a que el presente trabajo implica la construcción de un prototipo de laboratorio funcional , versátil y expansible ; se elige trabajar con un interface serial y siguiendo la norma RS-232C , ya que la distancia de aplicación dentro del laboratorio no sobrepasará los 15 metros . No sin antes resaltar que para una aplicación de distancias mayores y en ambientes con ruido que podrían alterar la transmisión de la información , se recomienda usar interfaces con circuitos equilibrados que aseguren que esta transmisión sea fiable

como por ejemplo la norma RS-422 A , que sería una buena opción para aplicarla dentro de un edificio .

2 . 3 .- Diseño y construcción del circuito de transmisión de señal .

2 . 3 . 1 .- Circuitos para comunicación serial .

2 . 3 . 1 . 1 .- Interface TTL - RS-232C .

Para poder usar RS-232C en un proyecto tarjeta , es necesario circuitos que conviertan los niveles TTL para los niveles exigidos por la interface (y también para el circuito inverso) . Las líneas RS-232C forman un camino unidireccional , punto a punto , para una distancia máxima de 50 pies , a una tasa máxima de transmisión de 20 Kbps . La figura 2.9 muestra circuitos que permiten la conversión entre niveles TTL y RS-232C

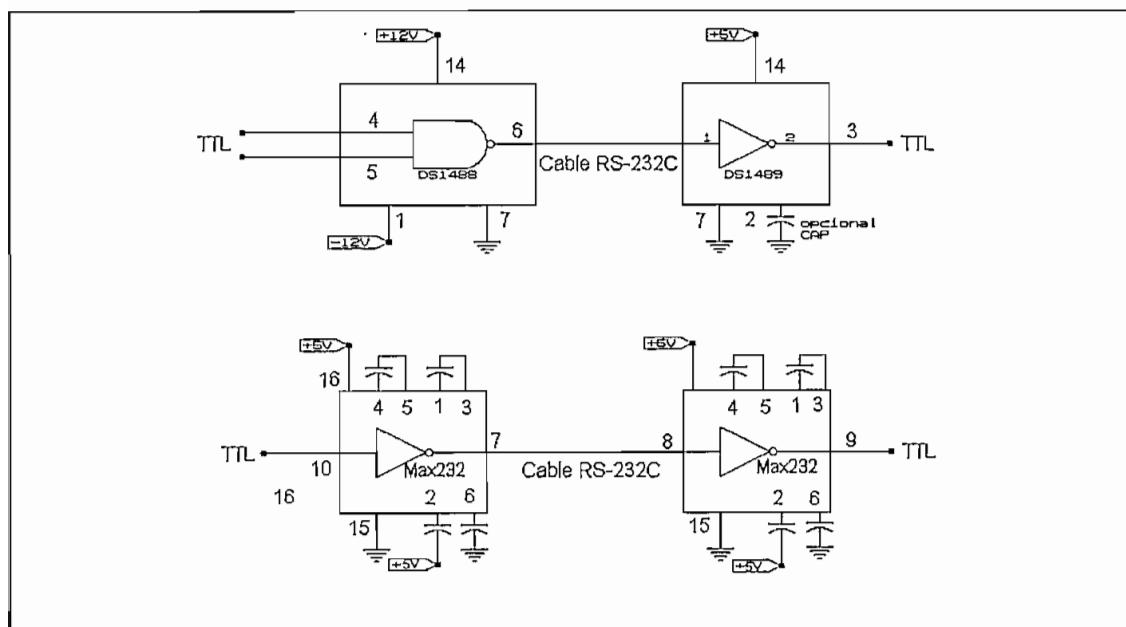


Fig. 2.9 Circuitos de conversión TTL / RS-232C .

2 . 3 . 1 . 2 .- Interface TTL - RS-422 A .

Esta interface trabaja con líneas balanceadas a una velocidad de 10 Mbps y una distancia de 1000 pies , con una tasa de transmisión más baja puede

llegar a 4000 pies de distancia .La interface permite que a la salida del driver se obtenga ± 2 V. a ± 6 V. y el receptor puede detectar señales del orden de 200 mV .

La figura 2.10 muestra el ejemplo del circuito que puede ser usado para realizar la conversión TTL/RS-422 A . Muchos fabricantes ofrecen un control Tri-state para el driver de salida , esto permite que los datos sean transmitidos de modo bidireccional , por el mismo par de conductores .

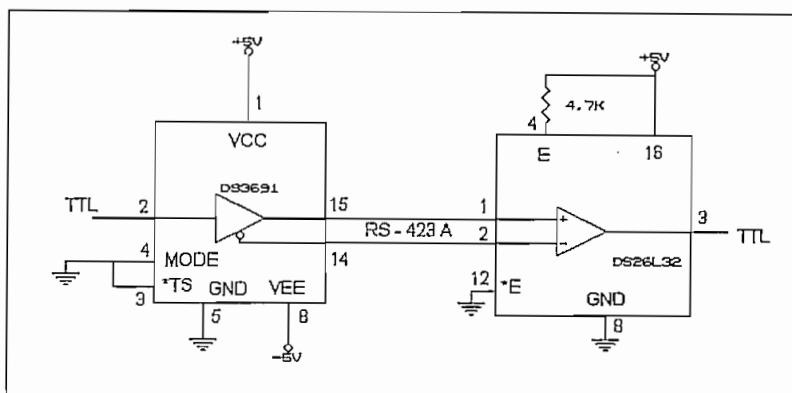


Fig. 2.10 Circuitos de conversión TTL / RS-422 A .

2 . 3 . 1 . 3 .- Interface TTL - RS-423 A .

La interface RS-423 A es una mejora del RS-232C , muchos dispositivos , particularmente los que necesitan de una alta tasa de transmisión usan esta interface . Permite comunicación a 100Kbps a una distancia de 40 pies . El receptor es una línea balanceada , y por tanto , permite una diferencia en el potencial de tierra (entre transmisor y receptor) . Un estado lógico 1 debe exceder 4 V pero nunca superar los 6 V , un estado lógico de cero debe estar abajo de -4V a -6V . La figura 2.11 muestra un circuito con el cual se puede convertir los niveles TTL a RS-423 A .

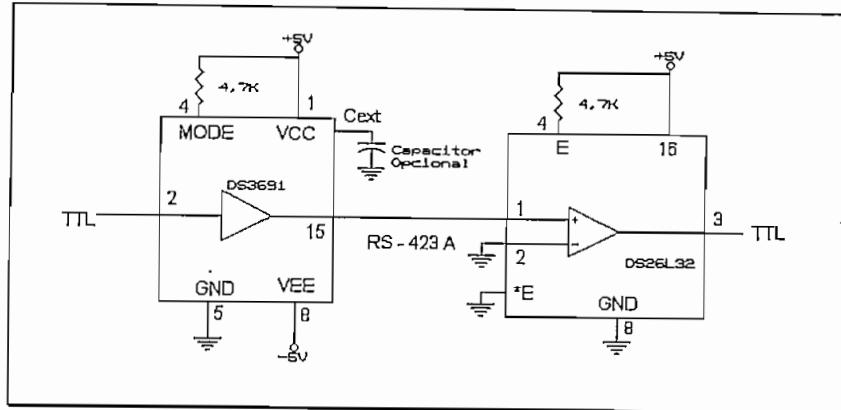


Fig. 2.11 Circuitos de conversión TTL / RS-423 A .

2 . 3 . 2 .- Circuito de transmisión de señal .

Para transferir la información binaria a una distancia no mayor de 50 pies (que es una distancia razonable dentro de un laboratorio) , se ha elegido el interface que está representado en la figura 2.12 y es la configuración que el manual recomienda .

Se utiliza un circuito de interface driver/receiver que cumple con las especificaciones EIA RS-232C y UITT V.28 ; el integrado que se utiliza es el **MAX232E** fabricado por la casa **MAXIM** , el mismo requiere de una sola fuente de alimentación de +5 voltios , a partir de la cual se genera los niveles de salida ± 10 voltios que están dentro de los niveles RS-232C (figura 2.2) . Estos niveles de voltaje son generados internamente por medio de conversores de voltaje ; un inversor de voltaje para obtener -10 voltios y un doblador de voltaje para obtener +10 voltios.

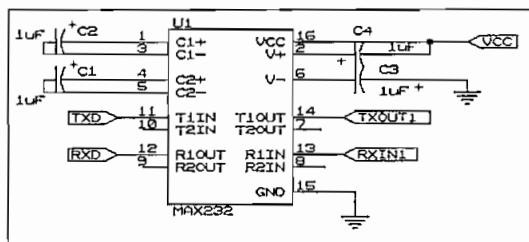


Fig. 2.12 Circuito de transmisión de señal .

A continuación, se realiza una pequeña descripción de las señales que se utilizan:

- VCC , es la alimentación de +5 voltios .
- GND , es la señal de tierra .
- TXDIN , es la señal en niveles TTL que llega desde el pin número 11 del microcontrolador 8751 (TXD).
- RXDOUT , es la señal en niveles TTL que va hacia el pin número 10 del microcontrolador 8751 (RXD) .
- TXDOUT , es la señal en niveles de voltaje RS-232C que va hacia el computador .
- RXDIN , es la señal en niveles RS-232C que llega desde el computador .

CAPÍTULO III

CAPÍTULO III: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL CIRCUITO RECOPILADOR DE DATOS E INTERFACE CON EL COMPUTADOR.

3 . 1 .- Diseño y construcción del circuito que controla la visualización de la variable , manejo de datos y comunicación con el computador .

3 . 1 . 1 .- Visualización de la variable .

El circuito de la figura 3.1 , se lo utiliza para visualizar en displays la magnitud física que se analiza. El circuito que se muestra en la figura 3.1 es el implementado en la tarjeta de evaluación diseñada para ser usada con sensores del tipo SCX, fabricados por la casa Sensym (en nuestro caso el sensor de presión diferencial SCX05DNC).

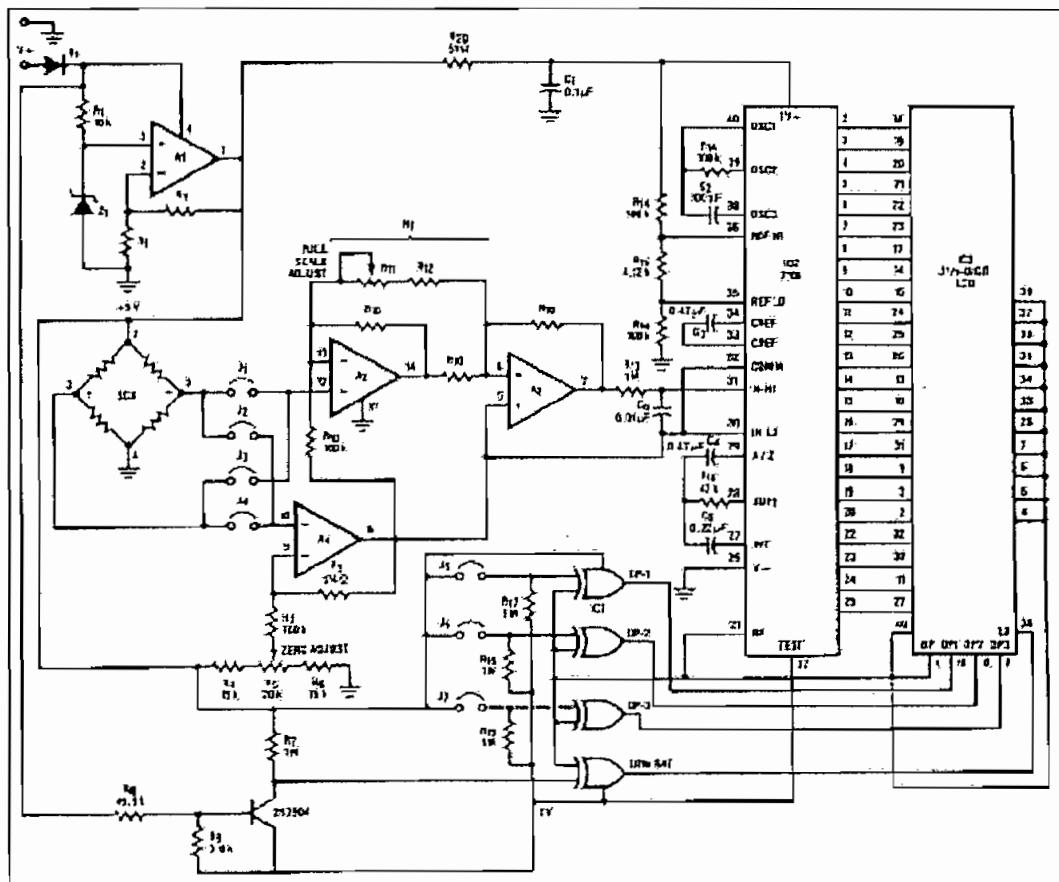


Fig. 3.1 Visualización en displays de la variable física.

La tarjeta de evaluación está provista de un sensor SCX05DNC, una etapa de acondicionamiento de señal, una etapa de conversión A/D y un display de cristal líquido. Haciendo referencia al circuito, el amplificador A1 provee 5 voltios constantes para polarizar al sensor y al circuito integrado ICL7106. Con esta polarización todo el circuito consumirá aproximadamente 4 mA. Si el voltaje de alimentación es menor a 7 voltios se encenderá en el display la señal de batería baja.

Los amplificadores A2, A3 y A4 forman un amplificador de instrumentación con ajuste de ganancia, offset y fondo de escala. La ganancia de este circuito está dada por:

$$A_V = \frac{V_O}{V_{IN}} = 2 * \left(1 + \frac{R_{10}}{R_{11} + R_{12}} \right) \quad (3.1)$$

De donde se concluye que cuando $R_{11} + R_{12}$ es ∞ la ganancia será 2 y se recomienda que la ganancia máxima sea de 300 para evitar errores. Para obtener en el display una lectura de 1999 a fondo de escala se requiere 200 mV a la entrada del convertidor A/D (ICL7106).

La parte digital, está compuesta por tres circuitos integrados:

- ICL7106
- 3 ½ LCD Display
- CD4030CN

El ICL7106 es un convertidor A/D de bajo consumo de energía que tiene un reloj, un circuito de ajuste de cero y drivers de corriente constante a la salida. La referencia de voltaje (100mV) está dada por las resistencias R_{14} y R_{15} ; con esta referencia el voltaje a la entrada debe ser de ± 200 mV.

Las compuertas de or exclusivo y los jumpers J5, J6 y J7 son usados para el control del punto decimal según la siguiente tabla:

JUMPER CONNECTION	DECIMAL POINT OUTPUT
J5	199.9
J6	19.99
J7	1.999

El transistor 2N3904 y la cuarta compuerta or exclusivo son usados para activar el indicador de batería baja. Los jumpers J1,J2,J3 y J4 son usados dependiendo del tipo de sensor que se use, según lo siguiente:

TIPO DE SENSOR	CONECCIÓN DE JUMPERS
DIFERENCIAL	J1 Y J4
ABSOLUTO	J2 Y J3

3 . 1 . 2 .- Manejo de datos y comunicación con el computador .

Para poder procesar las señales dentro de un computador es necesario seguir el siguiente procedimiento :

1. Acondicionar la señal analógica que proviene del sensor , es decir , que esta señal se encuentre dentro del rango de voltaje normalizado de 0 a 5 voltios (figura 1.16) .
2. Realizar la conversión de analógico a digital (transformación a niveles TTL) de la señal normalizada , utilizando un conversor A/D de 8 bits .
3. Utilizando un microcontrolador leer las señales digitales provenientes del conversor A/D y mediante un programa interno transmitir esta información de manera serial hacia un computador a través de un interface (TTL - RS232C) .
4. Finalmente , elaborar un programa computacional que controla la recopilación y visualización de los datos que van desde el módulo hacia el computador .

El circuito de la figura 3.2 se utiliza para realizar la conversión A/D y transmisión serial hacia el interface analizado en el capítulo 2 (figura 2.11) ; a continuación se da una descripción del funcionamiento del circuito :

Para realizar la conversión de analógico a digital de la señal proveniente del circuito acondicionador (figura 1.16) , se utiliza un ADC0804 (U1) que es un conversor A/D de 8 bits, de tecnología CMOS . En la conversión emplea la técnica de aproximaciones sucesivas , para lo cual utiliza una escalera potenciométrica diferencial ; este convertidor ha sido diseñado para operar con buses de control derivativos y latches de salida tipo tres estados (tri -state) manejan directamente al bus de datos . Los tiempos de acceso y conversión son de 135 ns y 100 μ s respectivamente .

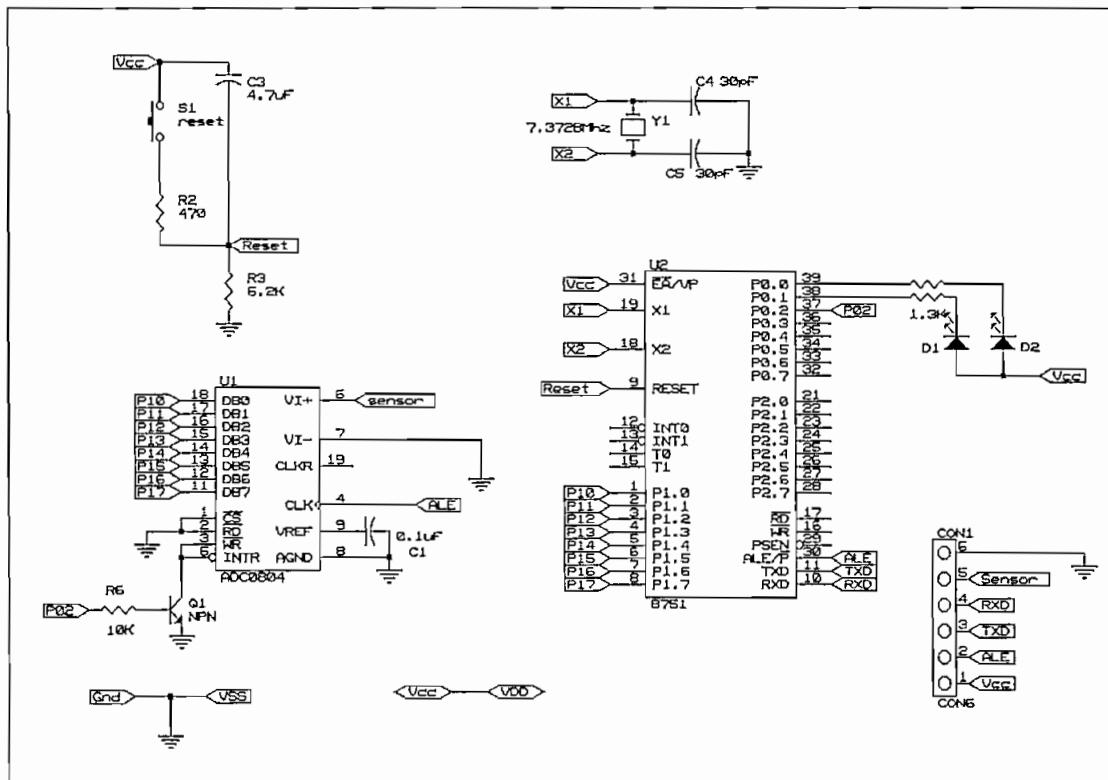


Fig. 3.2 Circuito de manejo de datos.

La conversión de un dato analógico a digital ocurre de la siguiente manera : la señal de entrada es admitida por el canal de entrada , siempre y

cuando el circuito este adecuadamente alimentado y reciba por el pin 4 la señal de reloj derivada del microprocesador (ALE).

Para una operación continua (*free-running*) es necesario cortocircuitar los pines INTR y WR estando el pin CS conectado a cero voltios. Para asegurar este tipo de conversión, es necesario que el pin WR momentáneamente se conecte a cero esto se consigue mediante software (figura 3.3).

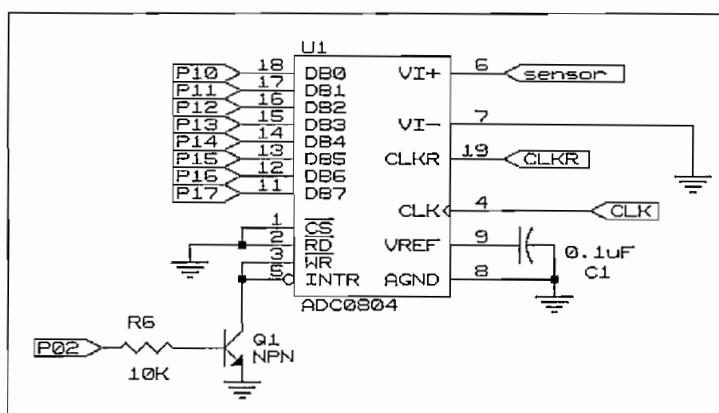


fig. 3.3 Modo de conversión continua (*free-running*)

El microprocesador que será el encargado de recibir la información proveniente del ADC0804 , es el 8751H (microprocesador de 8 bits de la casa INTEL perteneciente a la familia MCS-51) que posee memoria programable interna (4 KB de EPROM) . Mediante programación interna de la EPROM se leerá la información binaria por el pótico P1 del microprocesador (figura 3.4).

El programa convierte la información leída por el pótico P1 de paralela a serial , esta información serial es enviada por el pin 11 (TXD) hacia el computador a través de un interface TTL/RS-232C ; se puede recibir información seriada por el pin 10 (RXD) , igualmente a través de un interface RS-232C/TTL desde el computador.

La circuitería adicional es para generar : la señal de RESET y la señal conveniente de reloj para poder tener una transmisión serial a 1200 baudios exactos , se consigue esto con un cristal de 7.3728 MHz (figura 3.4) , y mediante leds D1 y D2 se puede visualizar la transmisión y recepción serial.

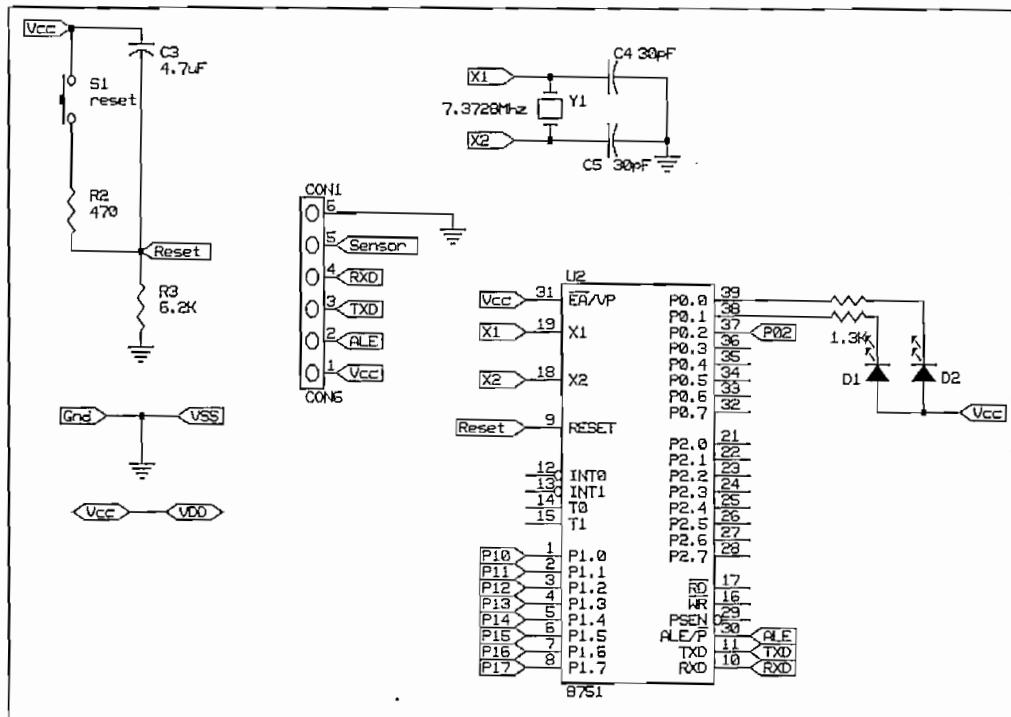


Fig. 3.4 Circuito para recepción y transmisión de datos

3 . 2 .- Diseño del programa computacional que controla la recopilación y visualización de datos desde el módulo hacia el computador .

3 . 2 . 1 . - Descripción del programa desarrollado en lenguaje ensamblador para el microcontrolador INTEL 8751 .

Este programa controla el hardware diseñado para la lectura y transmisión serial del valor digitalizado (figura 3.2). Consta de varios bloques que son descritos a continuación :

- Primero asignamos un punto de partida para el programa dentro de la memoria del microcontrolador esto es:

ORG 00H
LJMP INICIO

- En esta dirección inicializamos todos los registros , contadores y variables que el programa principal utiliza.

INICIO:

```
    CLR  P0.0
    CLR  P0.1
    CLR  P0.2
    MOV   SP,#30H
    MOV   TMOD,#00100000B
;TIMER 1 EN MODO DE AUTORECARGA
    MOV   SCON,#01010000B
;PORTICO SERIAL EN MODO 1( 8 BIT UART )
    MOV   PCON,#00H
;SMOD = 0 BIT DUPLICADOR DE BAUDIOS
    MOV   TH1,#0F0H
;BAUD RATE = 1200
    MOV   TL1,#0F0H
;BAUD RATE = 1200
    SETB  TR1
;ACTIVO BAUD RATE
    CLR   RI
;DESACTIVACION DE FLAG DE RECEPCION
;SERIAL
    CLR   TI
;DESACTIVACION DE FLAG DE TRANSMISION
;SERIAL
    SETB  P0.2
;PULSO PARA ASEGURAR LA CONVERSION A/D
    LCALL RETARDO
;GENERACION DE UN RETARDO PARA
ASEGURAR LA LECTURA DEL CONVERSOR
ADC0804
    CLR   P0.2
```

- Esta parte es en sí el programa principal, se encarga de la lectura del valor de la conversión por el pórtico 1 del microcontrolador para luego transmitir serialmente dicho valor hacia el computador a través del interface (TTL-RS232C); todo esto de manera cíclica.

INICIAR:

LCALL TRANS

;SE LLAMA A LA SUBRUTINA DE TRANSMISIÓN
SERIAL

SJMP INICIAR

- La subrutina *TRANS*, se encarga de establecer la comunicación serial entre el prototipo y el computador para lo cual se realiza el siguiente proceso: el microcontrolador espera recibir un **uno lógico** desde el computador; para así sincronizar la comunicación; luego se envía el dato al computador y como confirmación el microcontrolador espera recibir un **cero lógico** para finalizar la comunicación. Existen pines del pótico P0 que se activan y desactivan cuando se transmite o se recibe información.

TRANS:

SETB P0.0

;LED INDICADOR PARA LA RECEPCION

JNB RI,\$

;ESPERA RECIBIR UN UNO

LCALL RETARDO

CLR P0.0

LCALL RETARDO

MOV A,SBUF

;MOVEMOS LA INFORMACION DEL SBUF AL
ACUMULADOR

CLR RI

;SE LIMPIA EL FLAG DE RECEPCION SERIAL

CJNE A,#01H,FIN

;SE COMPARA EL BYTE RECIBIDO CON UNO

MOV A,P1

;MOVEMOS EL DATO DEL CONVERTIDOR AL
ACUMULADOR

MOV SBUF,A

```

;TRANSMITIMOS EL DATO
    SETB P0.1
;LED INDICADOR PARA LA TRANSMISION
    JNB TI,$
;ESPERAMOS QUE SE TERMINE DE TRANSMITIR
LA INFORMACION
    CLR TI
;SE LIMPIA EL FLAG DE TRANSMISION SERIAL
    LCALL RETARDO
    CLR P0.1
    SETB P0.0
;LED INDICADOR PARA LA RECEPCION
    JNB RI,$
;ESPERA CONFIRMACION DEL COMPUTADOR
    CLR RI
    LCALL RETARDO
    CLR P0.0
    MOV A, SBUF
    CJNE A,#00,FIN
;SE COMPARA EL BYTE CON 0 PARA TERMINAR
FIN:
    LCALL RETARDO
    RET
RETARDO:
    MOV R1,#10
SALTO:
    MOV RO,#0FFh
    DJNZ RO,$
    DJNZ R1,SALTO
RET
END

```

3 . 2 . 2 .- Descripción del programa desarrollado en Visual Basic para visualizar las variables en el computador .

- Monitoreo de datos
- Graficación de información
- Salir, para finalizar la sesión de trabajo con CFPP_1

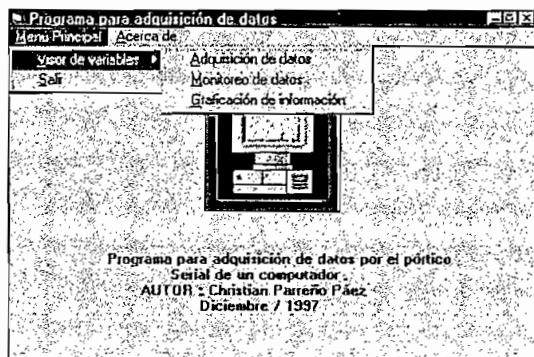


Fig. 3.7 Menús Principales

Al activar el menú Acerca de aparece una ventana de información : autor y año de desarrollo del programa(figura 3.8):

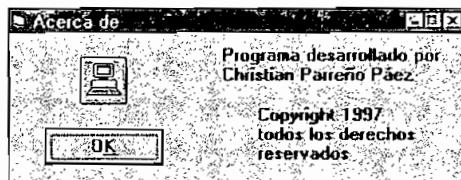


Fig. 3.8 Ventana Acerca de

Cuando ingresamos a la opción de adquisición de datos aparece una ventana (figura 3.9) en donde se debe ingresar el nombre de la variable física que se va a analizar y el valor máximo que alcanzará la misma; con estos datos el programa realiza un ajuste de escalas.

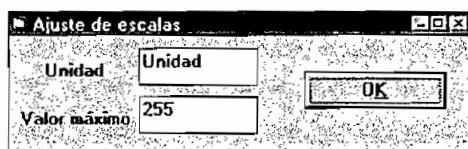


Fig. 3.9 Ajuste de escalas

Si no se ingresa toda la información que se requiere se volverá a la misma ventana hasta que la información esté completa. Luego de esto aparece la ventana de visualización de las variables (figura 3.10); donde existen varios botones de control, los mismos que son:

- Detener, que no está activo; con esta opción se detiene la adquisición de datos.
- Empezar, con esta opción se inicia la adquisición de datos por el pótico serial (COMM1) y los datos que se reciben se almacenan en un archivo con formato ASCII.
- Graficar, que no está activo; esta opción permite realizar una gráfica de los datos que se han guardado en la presente sesión de trabajo.
- << Regresar, esta opción permite retornar a la ventana de inicio.

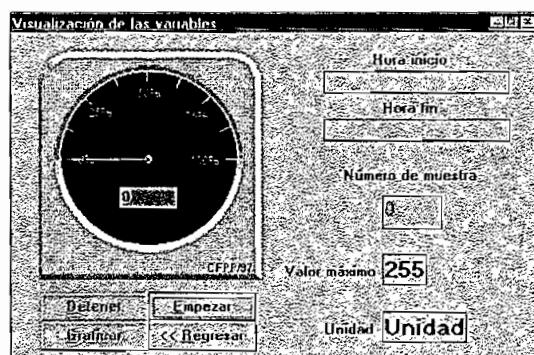


Fig. 3.10 Visualización de variables

Existe información que el usuario no puede alterar como: hora de inicio , hora fin , número de muestras , valor máximo y la unidad de la variable. Al presionar el botón de empezar aparece una ventana (figura 3.11), donde se debe dar la ruta de acceso del archivo que se crea y en donde se guardará la información en formato ASCII. En el archivo generado en esta opción los datos almacenados se ordenan de la siguiente forma : dato , fecha y hora y cuya extensión será *.txt .

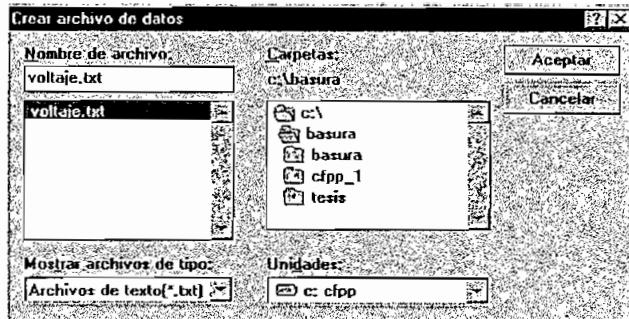


Fig. 3.11 Ruta de acceso del archivo de datos.

Una vez ingresado la ruta de acceso, se inicia la adquisición de datos (figura 3.12), se desactivan los botones de empezar y regresar, se activa el botón de detener, se actualiza la información de la hora de inicio y dependiendo de la variación de los datos cambiará el GAUGE (tacómetro) y el número de muestras (aprox. cada segundo)

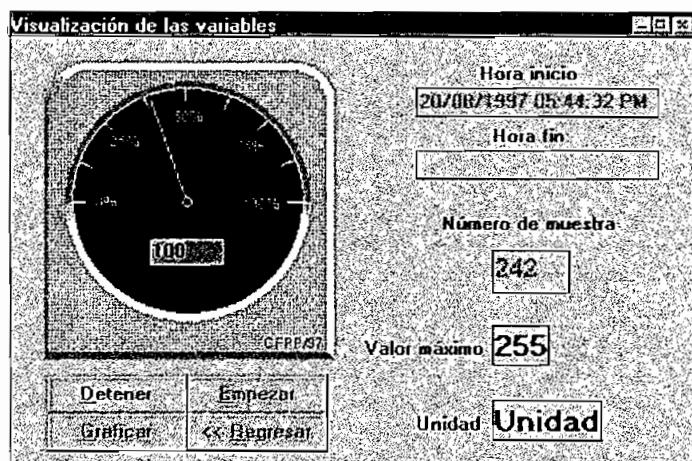


Fig. 3.12 Inicio de la adquisición de datos.

Para detener la adquisición de datos se debe presionar el botón de detener luego de lo cual se producen las siguientes acciones (figura 3.13): se actualiza la hora fin , se activan los botones de empezar, graficar y regresar, se desactiva el botón de detener y se cierra el archivo de datos.

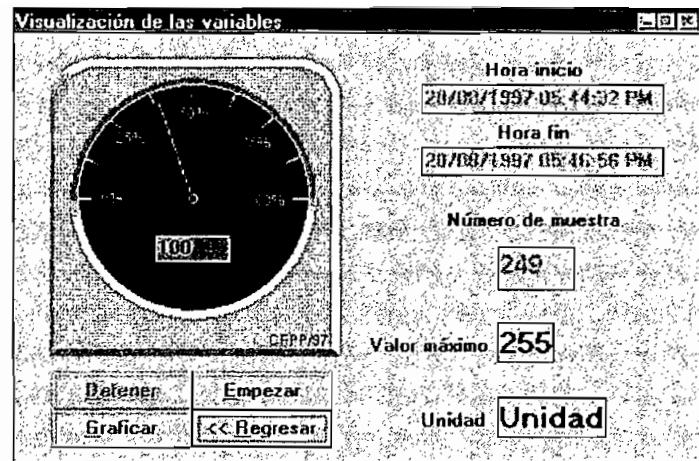


Fig. 3.13 Estado de la ventana al detener la adquisición de datos.

Si se quiere graficar la información de la última adquisición de datos se debe presionar el botón de graficar, luego de esto aparece la ventana de Gráfico de recepción serial (figura 3.14).

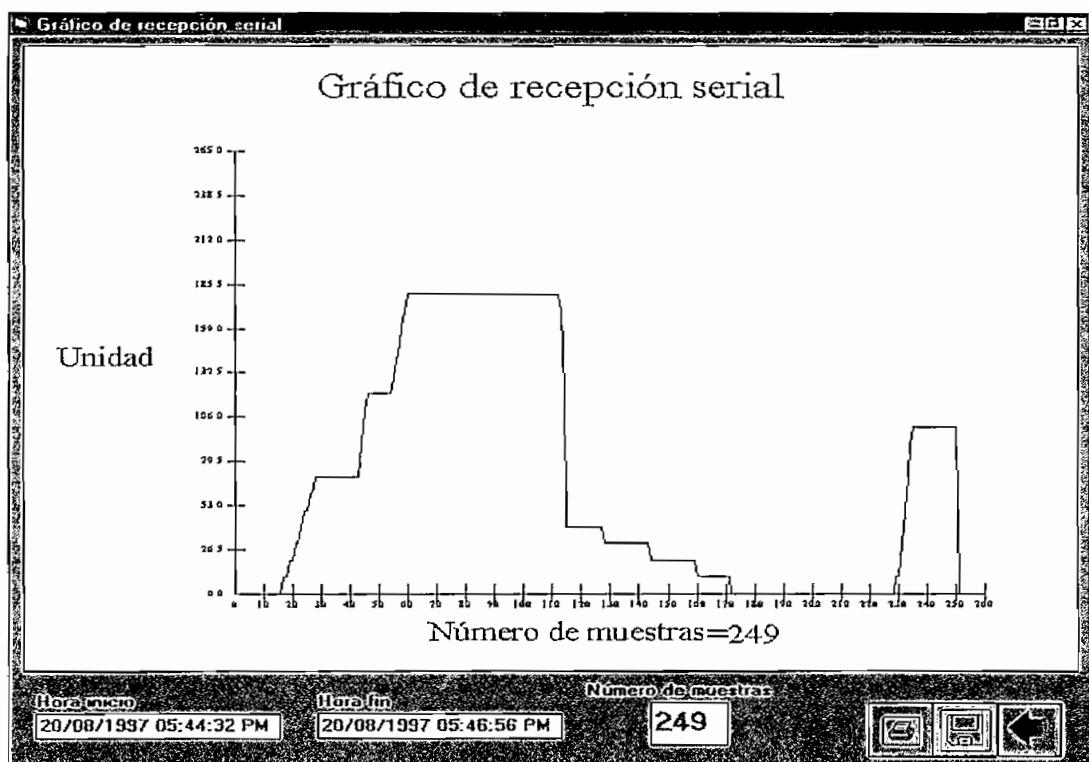


Fig. 3.14 Gráfico de recepción serial.

En esta ventana aparecen 3 botones de control : imprimir , grabar y regresar. Al hacer un click en el botón se genera la impresión de la forma en la impresora que este activa en ese momento. Para grabar el gráfico se debe presionar el botón ; el archivo que se crea es del tipo de mapa de bits (figura 3.15). Si se presiona el botón se regresa a la ventana de adquisición de datos.

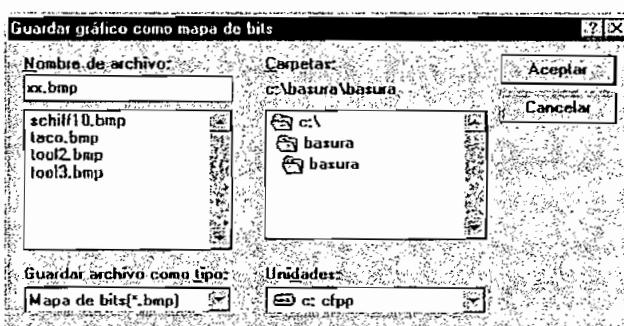


Fig. 3.15 Ruta de acceso del archivo de mapa de bits.

Al ingresar a la opción monitoreo de datos aparece la ventana de ajustes de escala (figura 3.9) y luego de ingresar toda la información aparece una ventana (figura 3.16), que es similar a la que se obtiene cuando se adquieren datos , la diferencia radica en que se tiene solamente tres botones de control :

- Detener, que no esta activo ; con esta opción se detiene el monitoreo de la variable que se analiza.
- Empezar, con esta opción se comienza el monitoreo .
- << Regresar , al presionar este botón se regresa a la ventana de inicio.

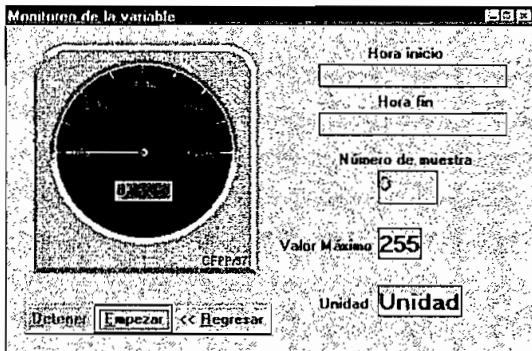


Fig. 3.16 Monitoreo de la variable.

Cuando presionamos el botón de empezar se desactivan los botones de empezar y de regresar , activándose el botón de detener y al igual que en la ventana de visualización de la variable se actualiza la hora de inicio , el número de muestras . En esta opción no se guarda los datos en archivo , sólo se los visualiza en pantalla. Al presionar el botón de detener se actualiza la hora fin se desactiva el botón de detener y se activan los otros dos botones (figura 3.17).

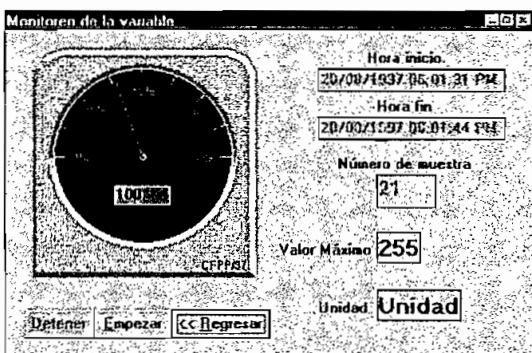


Fig. 3.17 Estado de la ventana al detener el monitoreo de datos

Al ingresar a la tercera opción del menú Visor de variables , Graficación de información aparece la ventana de gráfico de recepción serial (figura 3.18) en donde existen varias opciones , las mismas son :

- graficar ; con este botón se genera el gráfico a partir de un archivo.
- imprimir ; se envía el gráfico a la impresora.

-  , grabar ; se graba el gráfico en un archivo de extensión BMP.
-  , regresar ; se retorna a la ventana de inicio.
-  , nuevo gráfico ; se genera otro gráfico.



Fig. 3 .18 Graficación de información.

Cuando presionamos el botón de graficar aparece una ventana en la que se debe ingresar la ruta de acceso del archivo de datos del cual queremos obtener la gráfica (figura 3.19).

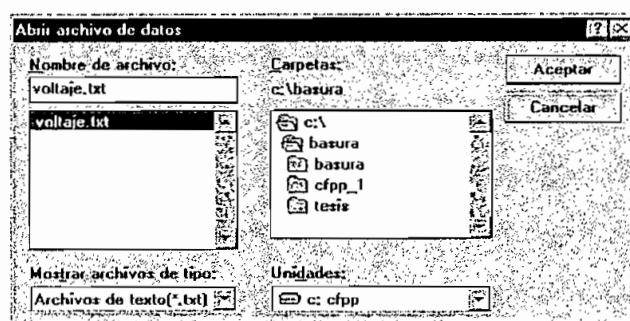


Fig. 3.19 Ruta de acceso del archivo a graficarse

Una vez ingresada esta información se leerá el archivo de datos, el mismo que debe ser compatible para poder realizar el gráfico y el número de datos no debe exceder de 3800; con esto se obtiene el gráfico (figura 3.20). Luego de esto desaparece la opción de graficar activándose el botón de Nuevo gráfico.

Con esto se ha analizado las opciones que para el usuario están disponibles, existe internamente en el programa el soporte de errores que no dependen directamente de la persona que usa el mismo, por ejemplo: fallos en la comunicación, daños del disco ó errores al imprimir. Estas situaciones pueden ser detectadas por el programa y visualizadas en pantalla por el usuario; para entender mejor estas situaciones se recomienda analizar el programa fuente (Anexo 2).



Fig. 3.20 Gráfico obtenido de la lectura de un archivo de datos compatible.

CAPÍTULO IV

CAPÍTULO IV : PRUEBAS Y RESULTADOS DE LAS PRUEBAS .

4 . 1 .- Resultados de las pruebas realizadas al módulo y sus partes .

4 . 1 . 1 .- Fuente de alimentación .

Para polarizar las tarjetas de este proyecto de tesis de grado existe una fuente de alimentación tipo switching cuyas características técnicas son:

☞ Compatible PC/XT/AT
☞ Input 90 - 130 Vac @ 47 - 63 Hz
☞ Output +5V @ 15 A -5V @ 0,5 A
+12V @ 5,5 A -12V @ 0,5 A

4 . 1 . 2 .- Acondicionamiento de señal del sensor SCX05DNC .

A la salida de esta tarjeta (SCX-EB) es necesario obtener un voltaje compatible con las entradas del convertidor ADC0804 ; es decir , un voltaje que varíe entre 0 y $5V_{DC}$. Para lograr esto es necesario calibrar los potenciómetros RG y Ro (ver figura 1.17) .

Ro se calibra de la siguiente manera : sin aplicar presión al sensor SCX05DNC , variar el potenciómetro de tal forma que el voltaje de salida de la tarjeta sea cero voltios .

Con RG se controla la ganancia del circuito acondicionador , y lo debemos calibrar de la siguiente manera : por ejemplo , si lo que estamos midiendo es la presión ejercida por una columna de cierto líquido (presión diferencial = presión ejercida por la columna + presión atmosférica - presión atmosférica) , debemos llenar un recipiente con el líquido hasta una determinada altura, esta será el valor de altura máxima, variaremos luego el potenciómetro hasta obtener en la salida del circuito un voltaje de $5 V_{DC}$. Se debe tener en cuenta los valores máximos de la variable a medir , para evitar daños en el convertidor ADC0804 ya que el voltaje de salida máximo del circuito acondicionador es superior a $5 V_{DC}$ (esto cuando se aplica al sensor SCX05DNC una presión

diferencial de 5 PSID) y el voltaje máximo que acepta el convertidor ADC0804 es de 5.1 V_{DC}.

Para probar la tarjeta acondicionadora del sensor SCX05DNC se ha realizado el monitoreo de la presión de una columna de agua y se han obtenido los siguientes valores (Tabla 4.1) :

Altura del líquido (cm)	V _{out} tarjeta acondicionadora
0	0
5	0.24
10	0.47
20	0.96
30	1.48
40	1.97
50	2.47
60	2.95
70	3.45
80	3.94
90	4.43
95	4.66
100	4.95

Tabla 4 . 1 . - Valores obtenidos experimentalmente .

En la figura 4.1 se puede apreciar la linealidad del voltaje de salida de la tarjeta acondicionadora .

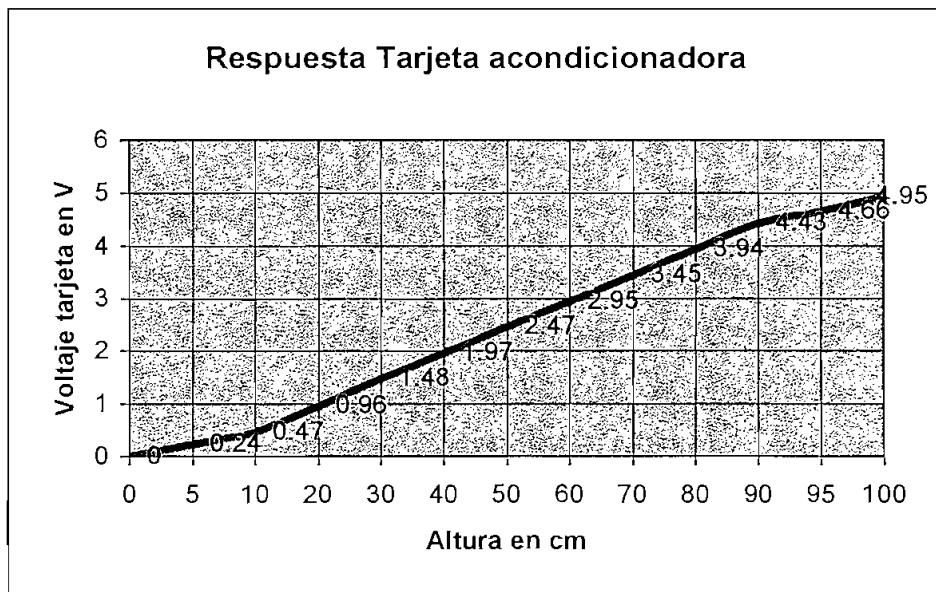


Fig. 4 . 1 . - Curva de respuesta de la tarjeta acondicionadora (V) .

4 . 1 . 3 .- Visualización de la variable .

El propósito de esta tarjeta (SCX-LCD) es poder visualizar rápidamente la magnitud de la variable que se analiza, la misma no depende del microprocesador 8751H ni del computador, es decir, es un circuito totalmente independiente. Para calibrar esta tarjeta debemos seguir los siguientes pasos :

- ☞ Con la tarjeta debidamente polarizada variamos el potenciómetro R_5 (ver fig. 3.1) hasta que en display se visualice **00.0**.
- ☞ Teniendo una altura de líquido de 100 cm variar el potenciómetro R_{11} (ver fig. 3.1) hasta que el valor de **1.00** aparezca en el display.

Luego de calibrar los potenciómetros se varió la altura del líquido y se obtuvo los siguientes voltajes entre los pines 7 y 8 del integrado LT1014DN:

V ₇₋₈ (mV)	Lectura en displays
0	0.00
10	0.10
20	0.20
30	0.30
40	0.40
50	0.50
60	0.60
70	0.70
80	0.80
90	0.90
100	1.00

Tabla 4 . 2 .- Relación entre voltajes de entrada y lectura en displays .

4 . 1 . 4 .- Conversión análoga / digital y comunicación serial con el computador .

Para comprobar el correcto funcionamiento de esta tarjeta se ha realizado la siguiente prueba : el canal de entrada analógica del convertidor ADC0804 se ha conectado a diferentes potenciales (desde 0 a 5 V_{DC}) por medio de un divisor de voltaje (figura 4.2) .

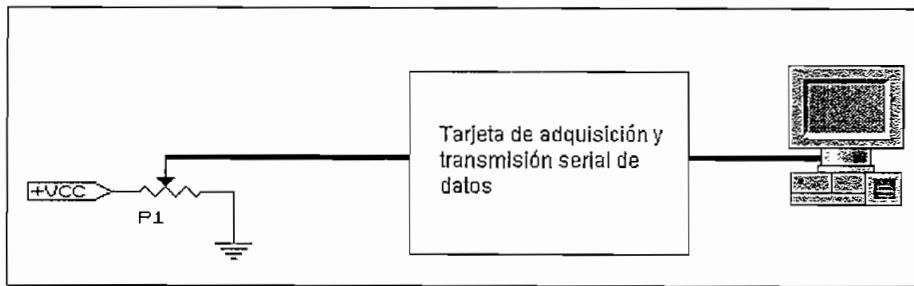


Fig. 4 . 2 .- Voltajes de prueba

La señal será convertida en una palabra binaria de 8 bits que será leída por el microcontrolador y luego transmitida serialmente al computador.

Se han obtenido los respectivos datos (anexo 3 A) y a partir de los mismos el gráfico (figura 4.3) utilizando el programa desarrollado en Visual Basic.

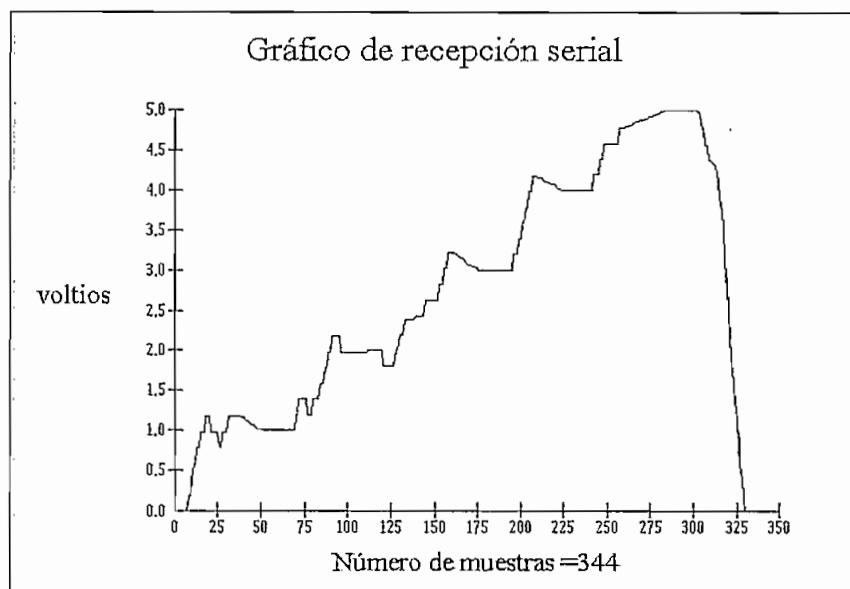


Fig. 4 . 3 .- Gráfico obtenido variando el voltaje de entrada desde 0 a 5 V_{Dc}.

4 . 1 . 5 .- Pruebas del módulo ensamblado .

Luego de la comprobación y verificación del correcto funcionamiento de cada tarjeta, se ha ensamblado todo el proyecto; además, se ha calibrado el prototipo siguiendo los pasos descritos anteriormente.

Se han realizado las pruebas de la siguiente manera : variando el nivel del líquido desde 0 hasta 1 metro de altura se obtuvo los respectivos datos (anexo 3 B) y la curva utilizando el programa desarrollado en Visual Basic (figura 4.4).

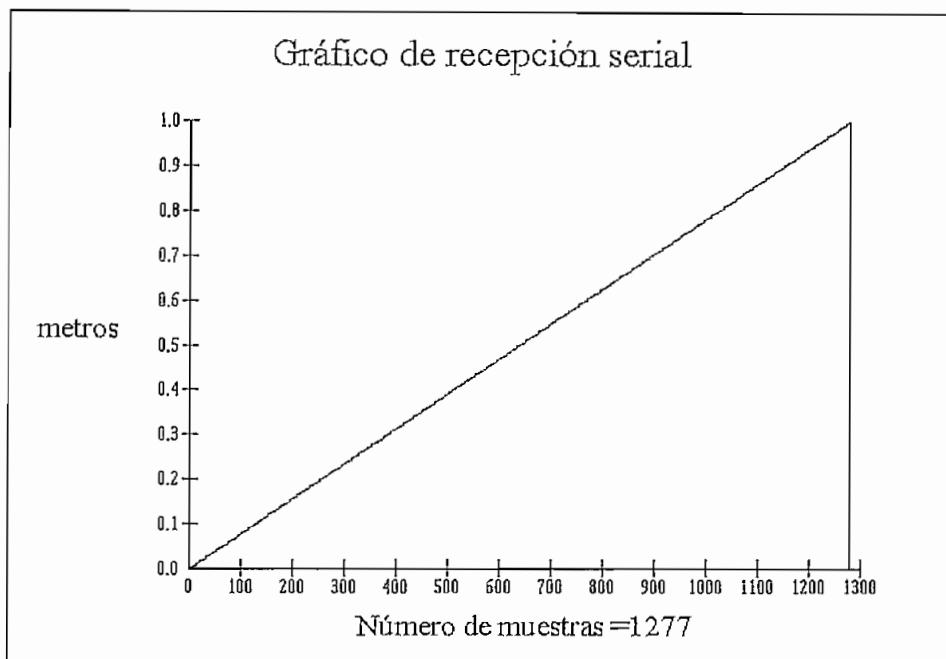


Fig. 4 . 4 .- Curva obtenida de la medición de la altura de una columna de líquido.

4 . 1 . 6 .- Conclusiones y Recomendaciones.

- ⌚ El uso de protocolos de transmisión serial de datos hacen posible que la transferencia de información procesada y digitalizada sea rápida, segura y se alcancen grandes distancias que otros no lo permiten.
- ⌚ Se puede mejorar la sensibilidad de las mediciones utilizando convertidores A/D de más de 8 bits, este cambio haría que los costos del proyecto aumenten.
- ⌚ El uso de sensores de presión diferenciales y de estado sólido (SCX05DNC) hacen que el diseño de la tarjeta acondicionadora de señal sea simple, ya que no ha sido necesario linealizar la señal que entrega el sensor.
- ⌚ Se pueden idear un sinnúmero de aplicaciones en donde se podría utilizar sensores de presión diferencial, por ejemplo en el monitoreo de nivel de líquidos, control de ventiladores, balanzas electrónicas, etc.

- ⌚ Para seleccionar un transductor de presión se debe tener en cuenta diversos factores especialmente: factores mecánicos, eléctricos, de precisión, dinámicos y de fiabilidad; este criterio se lo ha aplicado y se eligió trabajar con un transductor de presión diferencial y de estado sólido.
- ⌚ Se escogió trabajar con el protocolo de transmisión serial RS232C ya que el proyecto fue diseñado para ser utilizado en los laboratorios de la facultad como un respaldo didáctico y por tanto, las distancias que se manejan dentro de un laboratorio son las que el protocolo acepta.
- ⌚ La tarjeta de transmisión de datos ha sido diseñada para ser utilizada con cualquier sensor que a su salida entregue voltajes que varíen de 0 a 5 voltios, con esto se espera sea de gran utilidad ya que con ayuda del software CFPP_1 se puede monitorear cualquier variable física.
- ⌚ Puesto que el programa CFPP_1 trabaja bajo ambiente Windows es muy fácil de usar y por tal razón cualquier usuario del mismo se sentirá cómodo y lo aprovechará al máximo.
- ⌚ Si se requiere mejorar los tiempos de adquisición de datos en el computador es necesario diseñar funciones y controles propios lo que implicaría una mayor dedicación al software.
- ⌚ El uso de Visual Basic para el desarrollo de aplicaciones que deban trabajar en ambiente Windows brinda al programador de un sinnúmero de herramientas que harán que la aplicación sea amigable cualquiera que sea el usuario.
- ⌚ Si las distancias entre el computador y el prototipo se incrementan se debería cambiar el protocolo de comunicación serial a otro que soporte mayores distancias.
- ⌚ Si el sensor que se utiliza se encuentra lejos de la tarjeta de conversión A/D se debería realizar las conexiones con cable blindado y de esta manera evitar que se introduzcan errores de medida.
- ⌚ Se debería tomar al presente trabajo como punto de partida en la realización de un control ambiental. De ser necesario se podría cambiar el diseño de la tarjeta de conversión A/D para sensar varias entradas analógicas.
- ⌚ El uso de facilidades computacionales como el Internet han hecho que esté al alcance de información actualizada, por ejemplo de las hojas de

especificaciones de los elementos utilizados en la construcción del módulo.

4 . 2 .- Bibliografía .

- ✓ Sensym , SOLID - STATE SENSOR HANDBOOK , USA , 1993 .
- ✓ National Semiconductors , LINEAR HANDBOOK , USA 1982 .
- ✓ Creuss Antonio Sole , INSTRUMENTACIÓN INDUSTRIAL , 3ra. Edición , Editorial Marcombo Boixareu , México 1981 .
- ✓ Harry N. Norton , SENSORES Y ANALIZADORES , Editorial Gustavo Gili , Barcelona 1984 .
- ✓ Harold E. Soisson , INSTRUMENTACIÓN INDUSTRIAL , Editorial Limusa Noriega , España 1990 .
- ✓ Diego Benítez , PROTOTIPO PARA CONTROL DE NIVEL DE LÍQUIDOS , Tesis de grado , E . P . N , 1994 .
- ✓ Ricardo Zelenovsky , IBM PC PARA INGENIEROS , 1994 .
- ✓ José Gonzalez , INTRODUCCIÓN A LOS MICROCONTROLADORES , Editorial McGraw Hill , España 1992 .
- ✓ William J. Beyda , BASIC DATA COMMUNICATIONS : A Comprehensive Overview , Prentice Hall International Inc. , 1989 .
- ✓ José Manuel Hidobro , COMUNICACIONES : INTERFACES , MODEMS , PROTOCOLOS , REDES Y NORMAS , Editorial Paraninfo s.a. , España 1992 .
- ✓ Marlon Ontaneda Gavidia , SISTEMA DE DESARROLLO DE PROGRAMAS DE CONTROL BASADO EN EL MICROCONTROLADOR INTEL 8052AH-BASIC , Tesis de grado , E . P . N , 1993 .
- ✓ Gary Cornell , MANUAL DE VISUAL BASIC 3 PARA WINDOWS , Editorial McGraw Hill , México , 1995 .

4 . 3 .- Hojas de especificaciones de los diferentes elementos utilizados en la construcción del módulo .

SenSym

SCX C Series

0 to 1psi to 0 to 150psi

Low Cost Compensated Pressure Sensors

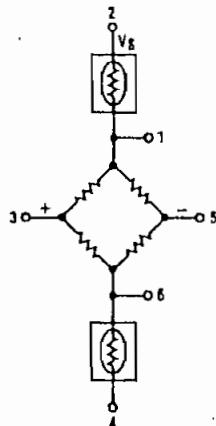
FEATURES

- Low Cost
- Temperature Compensation
- Calibrated Zero and Span
- Small Size
- Low Noise
- High Impedance for Low Power Applications

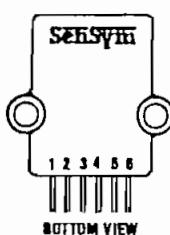
APPLICATIONS

- Medical Equipment
- Computer Peripherals
- Pneumatic Controls
- HVAC

EQUIVALENT CIRCUIT



ELECTRICAL CONNECTION



- Pin 1) Temperature Output (+)
- Pin 2) Vg
- Pin 3) Output (+)
- Pin 4) Ground
- Pin 5) Output (-)
- Pin 6) Temperature Output (-)

Note: The polarity indicated is for pressure applied to port B.
(For Absolute devices, pressure is applied to port A
and the output polarity is reversed.)

GENERAL DESCRIPTION

The SCX C series sensors will provide a very cost effective solution for pressure applications that require operation over a wide temperature range. These internally calibrated and temperature compensated sensors give an accurate and stable output over a 0°C to 70°C temperature range. This series is intended for use with non-corrosive, non-ionic working fluids such as air, dry gases, and the like.

Devices are available to measure absolute, differential, and gage pressures from 1psi (SCX01) up to 150psi (SCX150). The Absolute (A) devices have an internal vacuum reference and an output voltage proportional to absolute pressure. The Differential (D) devices allow application of pressure to either side of the pressure sensing diaphragm and can be used for gage or differential pressure measurements.

The SCX devices feature an integrated circuit sensor element and laser trimmed thick film ceramic housed in a compact nylon case. This package provides excellent corrosion resistance and provides isolation to external package stresses. The package has convenient mounting holes and pressure ports for ease of use with standard plastic tubing for pressure connection.

All SCX devices are calibrated for span to within $\pm 5\%$ and provide an offset (zero pressure output) of ± 1 millivolt maximum. These parts were designed for low cost applications where the user can typically provide fine adjustment of zero and span in external circuitry. For higher accuracies, refer to the standard SCX series datasheet. If the application requires extended temperature range operation, beyond 0 to 70°C, two pins which provide an output voltage proportional to temperature are available for use with external circuitry.

The output of the bridge is ratiometric to the supply voltage and operation from any D.C. supply voltage up to +20V is acceptable.

Because these devices have very low noise and 100 microsecond response time they are an excellent choice for medical equipment, computer peripherals, and pneumatic control applications.

For further technical information on the SCX series, please contact your local Sensym office or the factory.

PRESSURE SENSOR CHARACTERISTICS

SCX C Series

STANDARD PRESSURE RANGES

PART NUMBER	OPERATING PRESSURE	PROOF PRESSURE*	FULL-SCALE SPAN
SCX01DNC	0 - 1 psid	20 psid	18mV
SCX05DNC	0 - 5 psid	20 psid	60mV
SCX15ANC	0 - 15 psia	30 psia	90mV
SCX15DNC	0 - 15 psid	30 psid	90mV
SCX30ANC	0 - 30 psia	60 psia	90mV
SCX30DNC	0 - 30 psid	60 psid	90mV
SCX100ANC	0 - 100 psia	150 psia	100mV
SCX100DNC	0 - 100 psid	150 psid	100mV
SCX150ANC	0 - 150 psia	150 psia	90mV
SCX150DNC	0 - 150 psid	150 psid	90mV

* Maximum pressure above which causes permanent sensor failure.

Maximum Ratings (For All Devices)

Supply Voltage, Vs	+20V _{DC}
Common-mode Pressure	50 psig
Lead Temperature (Soldering 2-4 seconds)	250°C

Environmental Specifications (For All Devices)

Temperature Range	0 to 70°C
Compensated	-40°C to +85°C
Operating	-55°C to +125°C
Storage	0 to 100% RH
Humidity Limits	

SCX01DNC PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Note 1)

CHARACTERISTIC	MIN	TYP	MAX	UNIT
Operating Pressure Range		—	1	psid
Sensitivity	—	18	—	mV/psl
Full-scale Span (Note 2)	17.00	18.00	19.00	mV
Zero Pressure Offset	-1.0	0	+1.0	mV
Combined Linearity and Hysteresis (Note 3)	—	±0.2	±1.0	%FSO
Temperature Effect on Span (0-70°C) (Note 4)	—	±0.4	±2.0	%FSO
Temperature Effect on Offset (0-70°C) (Note 4)	—	±0.20	±1.0	mV
Repeatability (Note 5)	—	±0.2	±0.5	%FSO
Input Impedance (Note 6)	—	4.0	—	kΩ
Output Impedance (Note 7)	—	4.0	—	kΩ
Common-mode Voltage (Note 8)	5.7	6.0	6.3	V _{DC}
Response Time (Note 9)	—	100	—	μsec
Long Term Stability of Offset and Span (Note 10)	—	±0.1	—	mV

PRESSURE SENSOR CHARACTERISTICS (Cont.)

SCX C Series

SCX05DNC PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Note 1)

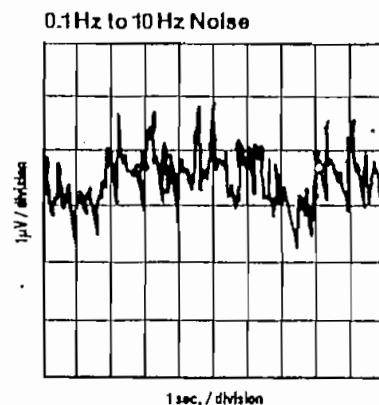
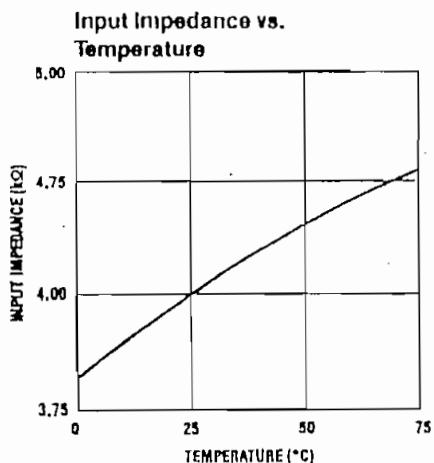
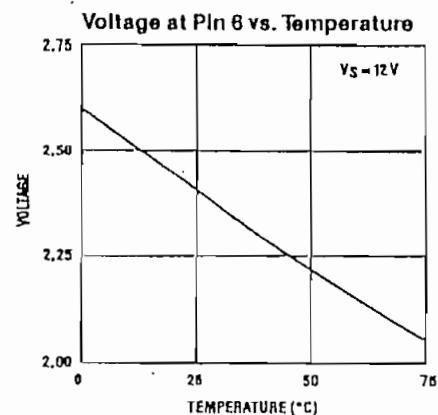
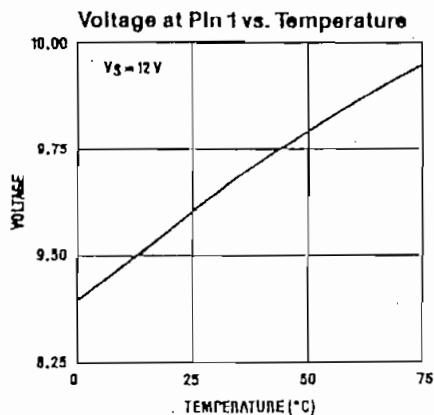
CHARACTERISTIC	MIN	TYP	MAX	UNIT
Operating Pressure Range	—	—	5	psid
Sensitivity	—	12.0	—	mV/psl
Full-scale Span (Note 2)	57.5	60.0	62.5	mV
Zero Pressure Offset	−1.0	0	+1.0	mV
Combined Linearity and Hysteresis (Note 3)	—	±0.1	±1.0	%FSO
Temperature Effect on Span (0–70°C) (Note 4)	—	±0.4	±2.0	%FSO
Temperature Effect on Offset (0–70°C) (Note 4)	—	±0.20	±1.0	mV
Repeatability (Note 5)	—	±0.2	±0.5	%FSO
Input Impedance (Note 6)	—	4.0	—	kΩ
Output Impedance (Note 7)	—	4.0	—	kΩ
Common-mode Voltage (Note 8)	5.7	6.0	6.3	V _{DC}
Response Time (Note 9)	—	100	—	μsec
Long Term Stability of Offset and Span (Note 10)	—	±0.1	—	mV

SCX15C PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Note 1)

CHARACTERISTIC	MIN	TYP	MAX	UNIT
Operating Pressure Range	—	—	15	psl
Sensitivity	—	6.0	—	mV/psl
Full-scale Span (Note 2)	85.0	90.0	95.0	mV
Zero Pressure Offset	−1.0	0	+1.0	mV
Combined Linearity and Hysteresis (Note 3)	—	±0.1	±1.0	%FSO
Temperature Effect on Span (0–70°C) (Note 4)	—	±0.4	±2.0	%FSO
Temperature Effect on Offset (0–70°C) (Note 4)	—	±0.20	±1.0	mV
Repeatability (Note 5)	—	±0.2	±0.5	%FSO
Input Impedance (Note 6)	—	4.0	—	kΩ
Output Impedance (Note 7)	—	4.0	—	kΩ
Common-mode Voltage (Note 8)	5.7	6.0	6.3	V _{DC}
Response Time (Note 9)	—	100	—	μsec
Long Term Stability of Offset and Span (Note 10)	—	±0.1	—	mV

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

SCX C Series

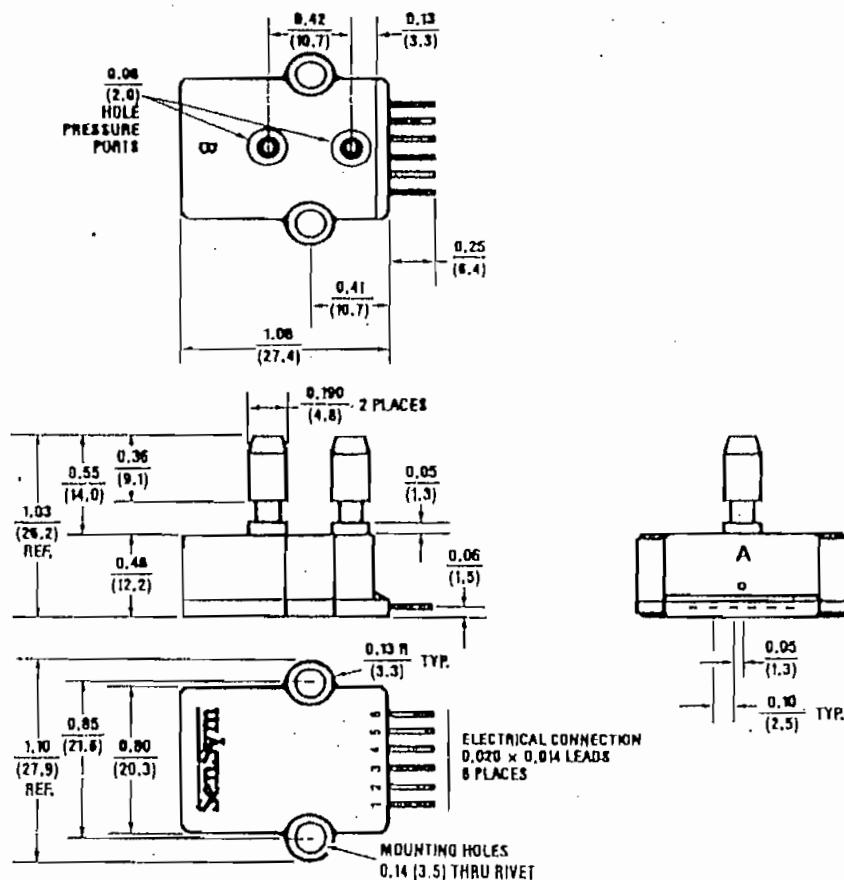


Specification Notes: (For All Devices)

- Note 1:** Reference Conditions: Unless otherwise noted: Supply Voltage, $V_g = 12\text{V}_{\text{DC}}$; $T_A = 25^\circ\text{C}$; Common-mode Line Pressure = 0 psig; Pressure Applied to Port B. For absolute devices only, pressure is applied to Port A and the output polarity is reversed.
- Note 2:** Span is the algebraic difference between the output voltage at full-scale pressure and the output at zero pressure. Span is proportional to the supply voltage.
- Note 3:** See Definition of Terms.
Hysteresis — the maximum output difference at any point within the operating pressure range for increasing and decreasing pressure.
- Note 4:** Maximum error band of the offset voltage and the error band of the span, relative to the 25°C reading.
- Note 5:** Maximum difference in output at any pressure with the operating pressure range and temperature within 0°C to $+70^\circ\text{C}$ after:
 - a) 1,000 temperature cycles, 0°C to $+70^\circ\text{C}$
 - b) 1.5 million pressure cycles, 0 psig to full-scale span.
- Note 6:** Input Impedance is the impedance between pins 2 and 4.
- Note 7:** Output Impedance is the impedance between pins 3 and 5.
- Note 8:** This is the common-mode voltage of the output arms (Pins 3 and 5) for $V_g = 12\text{V}_{\text{DC}}$.
- Note 9:** Response time for a 0 psig to full-scale span pressure step change, 10% to 90% rise time.
- Note 10:** Long term stability over a one year period.

PHYSICAL DIMENSIONS

SCX C Series



DIMENSIONS IN INCHES (MILLIMETERS)
 WEIGHT: 5 GRAMS
 CASE MATERIAL: GLASS FILLED NYLON

WETTED MATERIAL
 PORT A: GLASS FILLED NYLON, RTV, SILICONE
 PORT B: GLASS FILLED NYLON, SILICON, RTV
 SEE PHYSICAL CONSTRUCTION DRAWING

Tolerances, unless otherwise noted

± 0.01 For Two Decimal Places
 ± 0.005 For Three Decimal Places

ORDERING INFORMATION

To order, use the following part numbers:

Description	Part Number
0 to 1 psi Differential/Gage	SCX01DNC
0 to 5 psi Differential/Gage	SCX05DNC
0 to 15 psi Absolute	SCX15ANC
0 to 15 psi Differential/Gage	SCX15DNC
0 to 30 psi Absolute	SCX30ANC
0 to 30 psi Differential/Gage	SCX30DNC
0 to 100 psi Absolute	SCX100ANC
0 to 100 psi Differential/Gage	SCX100DNC
0 to 150 psi Absolute	SCX150ANC
0 to 150 psi Differential/Gage	SCX150DNC

SenSym

SCX Evaluation Board Universal Amplifier Board for the SCX and SSX Series Sensors

FEATURES

- Selectable Voltage Outputs
- Single or Dual Supply Operation
- Pressure from 0-1 to 0-100psi
- Instant Prototyping

INTRODUCTION

The SCX-EB universal evaluation board has been designed for use with SenSym's SCX and SSX series of pressure sensors to facilitate the breadboarding of virtually any application that involves pressure sensing. By simply calculating a single resistor value to set the amplifier gain and understanding the use of the jumper connections, the board should be ready for total circuit evaluation in less than 30 minutes. A general circuit description and several design examples are presented.

GENERAL DISCUSSION

Referring to the schematic diagram shown in Figure 1, amplifier A1 is used to provide a regulated voltage for the SCX sensor. In this manner, the circuit becomes independent of supply variations, power supply noise and ripple. The voltage, V_B , at test point one (TP1) will be 10V when jumper J4 is left open, and V_B will be at 5V when J4 is connected.

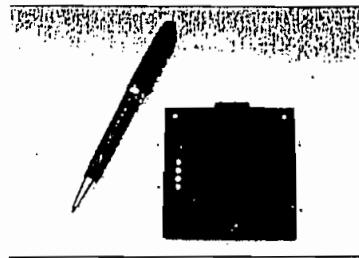
Amplifiers A3 and A4 are connected as an instrumentation amplifier and provide gain to the input signal, V_{IN} . A detailed description of this particular instrumentation amplifier configuration can be found in Sensym application Notes 17 and 18, so a rigorous mathematical derivation will be avoided and only final design equations will be presented here.

Amplifier A2, in conjunction with potentiometer R_0 set the initial (zero-pressure) output voltage. The complete expression for the output voltage, V_O , is given by the following equation:

$$V_O = V_{IN} \left[2 \left(1 + \frac{R_3}{R_T} \right) \right] + V_R$$

where $R_T = R_S + R_G$
and V_R is the voltage at TP2 as set by R_0 .

Connection point $V -$ can be connected to a negative power supply when available. The connection to $V -$ allows the evaluation board to run from dual supplies,



thus giving the output the ability to swing to or below true ground. When a negative power supply is not used, the output of the evaluation board at zero pressure will be 50 to 150 mV above ground. This small offset voltage can be suppressed by mounting a 2.0 kΩ resistor, R_5 , on the output stage of the evaluation board. When R_5 is in place the zero pressure offset can be reduced to 30 to 80mV above ground. Also, when a negative power supply is not used, Jumper J5 must be included such that $V -$ will be eliminated from operation. When jumper J5 is connected, $V -$ will be connected to ground.

The polarity shown for the output voltage of the SCX Sensor assumes that the pressure is applied to port B. By using jumpers J1, J2, and J3, a variety of combinations are possible for V_R , the output voltage that is to represent zero pressure. For example, it is possible to set the output voltage to change from 1.00V at zero pressure to 5.0V at full-scale pressure; or if dual supplies are available, to set the output at 0V at zero pressure and 5.0V at full-scale positive pressure and -5.0V for an equal but negative pressure (vacuum). Also, by using the proper jumper connections, at zero pressure the output could be set to 5.0V with swings to +10 for positive pressure and to ground for negative pressure. These, as well as many other combinations, are possible.

POWER SUPPLY OPTIONS

The evaluation board can be operated from single or dual power supplies. In either case certain voltage limitations do exist.

- (A) Single Supply Operation. The SCX evaluation board requires a supply voltage of 8 to 30V for correct operation.
- (B) Dual Supply Operation. When the SCX evaluation board is powered by dual supplies, the positive power supply must be between 8 and 30V, while the negative voltage supply can be any negative voltage down to -22V. However, the total voltage across the board must be limited to 30V.

SCX Evaluation Board

JUMPER CONNECTIONS

- (A) Jumper J4. This jumper simply controls the non-inverting gain of amplifier A1. With J4 open, the gain is 4V/V and the voltage at the top of the bridge will be approximately 10V. Leaving J4 open is the proper connection for all applications where V+ is 12V or higher. For applications where V+ is between 8V and 12V, J4 should be connected. This will give A1 a gain of 2V/V and hence V_B will be at approximately 5V.
- (B) Jumpers J1 and J2. This network is a voltage divider, with 2.5V at the top of the divider. Since R1 and R0 are 10kΩ, the range of the wiper arm voltage is easy to determine. With Jumpers J1 and J2 open, the wiper arm will range from 0.83V to 1.67V and hence, this is also the range of adjustment for voltage V_R at TP2 (assuming Jumper J3 is open). If J1 is shorted, the range of adjustment is now from 1.25V to 2.5V. If J2 is shorted and J1 left open, the range is from approximately 0.0V to 1.25V.
- (C) Jumper J3. With Jumper J3 open, the gain of A2 is unity. With J3 shorted, the gain is 3V/V. This jumper is only useful when it is desired to set V_R higher than 2.5V, which is the maximum possible by using only J1 and J2. For example, if it is required to set V_R between 3.75V and 7.5V, the

best adjustment is accomplished by jumpering J1 and J3. If it is desired to set V_R at (or near) ground, jumpers J1 and J3 should be left open and J2 should be shorted.

(D) Jumper J5. This jumper is used when operation is from a single supply. When a negative power supply is not used, Jumper J5 must be included such that V- will be eliminated from operation. When Jumper J5 is connected, V- will be connected to ground.

(E) Jumpers J6 and J7. These jumpers will only be used when an SCX absolute sensor is used on the evaluation board. The absolute sensors have reversed output terminals compared to the differential/gauge SCX devices. When differential/gauge parts are used, jumpers J6 and J7 are not connected and, on the solder side of the evaluation boards, jumper points P1 and P2 are soldered.

When using an SCX gauge or differential sensor:
 P₁ and P₂ are shorted, and
 J₆ and J₇ are left open.

But, when an absolute sensor is used:
 P₁ and P₂ are left open and,
 J₆ and J₇ are shorted.

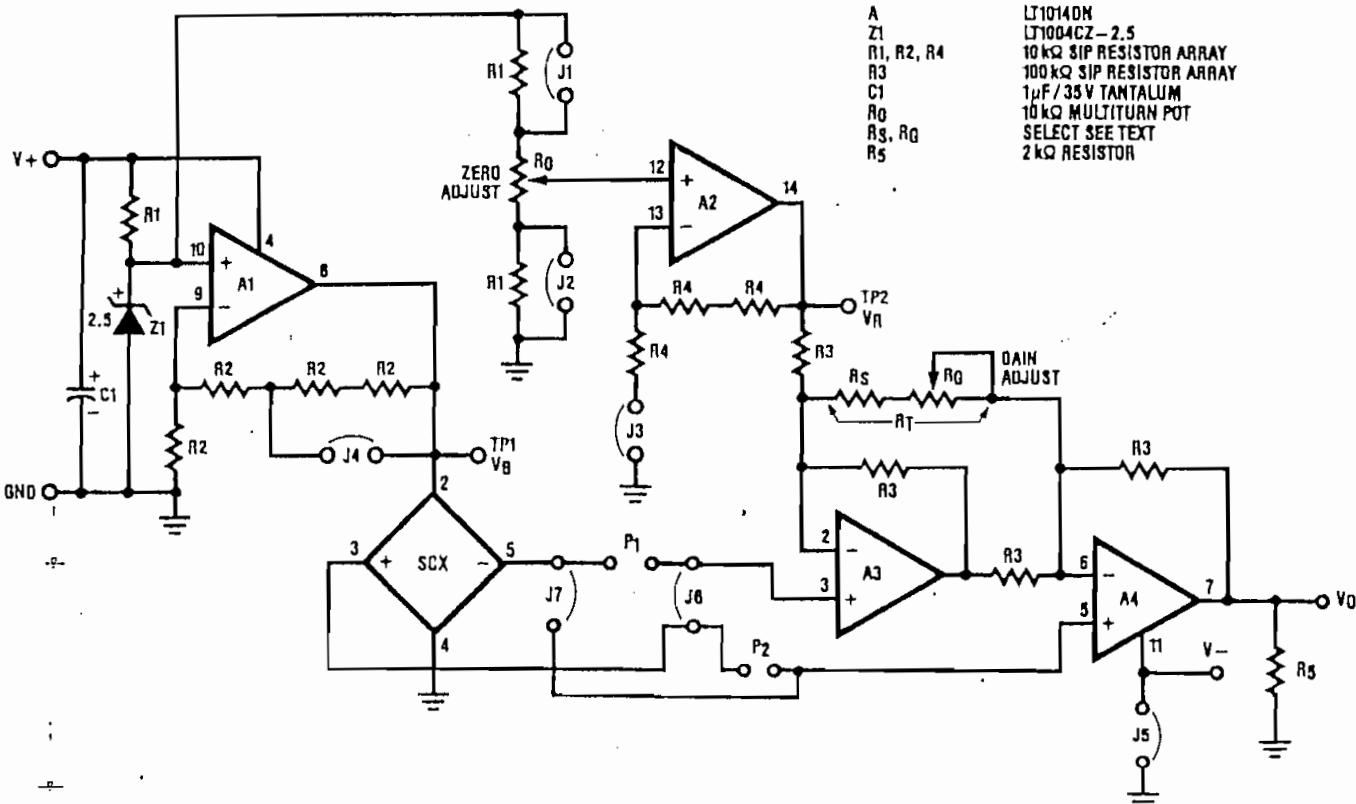


FIGURE I Schematic Diagram

SCX Evaluation Board

ADJUSTMENT PROCEDURE

There are two methods to adjust this circuit.

If the vacuum pump is turned on, simply adjust R_0 until the output is 5.0V when the plucker does not have a component attached. If the pump is not turned on, adjust R_0 until the output is at 6.2V. This is equivalent to offsetting the output by a pressure that is 1.7 psig higher than the actual expected operating pressure of 13 psia. This is done because, with no vacuum pump, the sensor will be measuring the ambient pressure of about 14.7 psia. This fact also points out that there may be a need to clamp the output voltage to 5V if the logic gate cannot tolerate a 6.2V input. If the pump is not on or should fail.

We are particularly proud of the SCX family and we hope this brief technical explanation will help you in the evaluation of the SCX product family. To this end, Figure 6 is provided to aid you with your design.

If you have any questions about this product, your particular application, or any other Sensym product, please call us. We are always happy to assist you in any way we can.

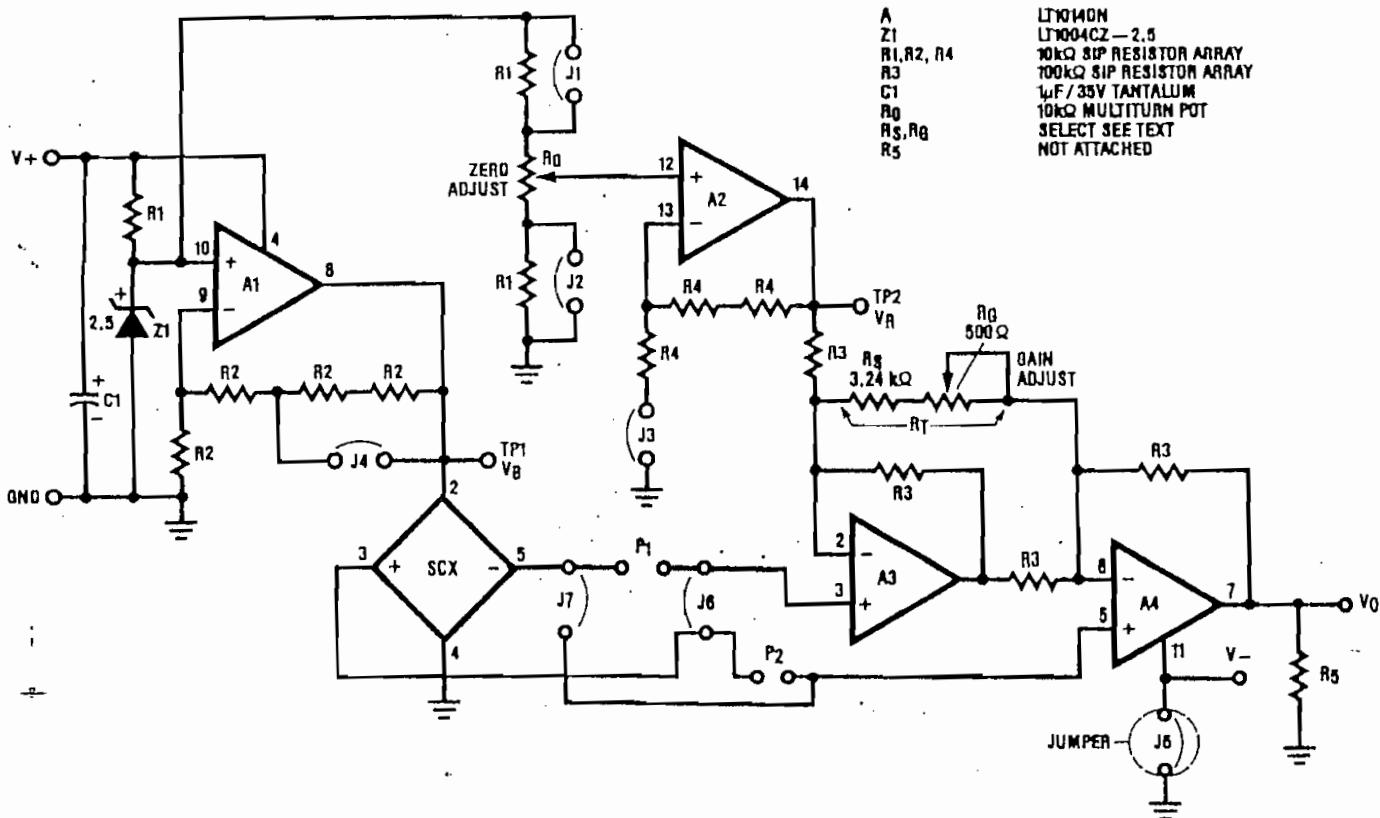


FIGURE II 1V to 6V Output for 0-to-100 psf Input

INTRODUCTION

The SCX-LCD is a complete 3½ digit LCD evaluation board designed for use with SenSym's SCX and SSX Series Sensors. This evaluation board is provided complete with the SCX sensor, analog signal conditioning, A/D converter, and a 3½ digit liquid crystal display. The evaluation board can be set to display full-scale pressures from below 1 psi (70 mbar) up to 500 psi (35 bar), simply by calculating a single gain resistor and selecting the proper jumpers.

GENERAL DISCUSSION

The following discussion provides a description of the board circuitry and layout.

Voltage Regulator—Referring to Figure 1, amplifier A₁, provides a regulated 5 V to power the SCX sensor and ICL7106. This internal regulator allows the circuit to operate from supply voltages ranging from 7 to 30 V_{DC} without excessive errors or current drain. With this internally regulated 5 V supply, the circuit will only draw approximately 4 mA. This then gives a battery life of over 100 hours for a typical 9 V alkaline battery. Also, as configured here, the low battery indicator will be displayed when the supply voltage is less than 7 V.

Sensor Amplifier—To provide gain to the sensor output, amplifiers A₂, A₃, and A₄ are connected as a quasi-instrumentation amplifier. In addition, amplifier A₄ is used to provide an offset (zero pressure) adjust which does not load the basic sensor. The gain equation for this complete amplifier configuration is:

$$A_V = \frac{V_O}{V_{IN}} = \left[2 \left(1 + \frac{R_{10}}{R_T} \right) \right] \quad (1)$$

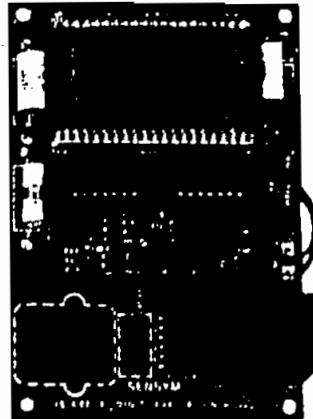
where:

$$R_T = R_{11} + R_{12}$$

As seen from the equation, the minimum gain of the amplifier ($R_T = \text{infinite}$) is two. Maximum gains of two or three hundred are achievable without excessive errors.

To determine the actual gain required, we must know the desired count needed from the A/D converter or display. As configured, the A/D converter displays one count for each 100 µV applied to the input. Therefore, 200 mV is required for a 1999 full-scale display.

Digital Section—The digital section is composed of three IC's; the ICL7106 (3½-digit LCD driver and A/D converter), a 3½-digit LCD display, and a quad exclusive



or gate to control the decimal points and "low bat" indicator on the display. The 7106 is a low power dual slope A/D converter containing a clock, auto zero circuit, dual slope A/D, and display drivers. The A/D reference is set to 100 mV by the resistor divider R₁₄ and R₁₅. This reference sets the full-scale input voltage ($2 \times V_{REF}$). In this case ± 200 mV. The 3½-digit LCD display is a direct drive display with "low bat" and sign indicators.

JUMPER OPTIONS

Three of the four exclusive OR gates are used to control the decimal points on the display. Connecting the input high (5 V) by soldering one of the shorting pads (J₅, J₆, J₇) turns on the required decimal point. Similarly, unsoldering the pad (open), turns the given decimal point off. (See Table 1). The 2N3904 transistor and the fourth exclusive OR gate are used to turn on the "low bat" indicator.

Table 1. Decimal Point Jumper Connection

Jumper Connection	Decimal Point output
J ₅	DP1 (199.9)
J ₆	DP2 (19.99)
J ₇	DP3 (1.999)

The input to the amplifier is determined by soldering jumpers J₁ through J₄. To obtain positive going outputs for positive going pressures, J₁ and J₄ are shorted when using a gage or differential sensor. However, since the output of an SCXxxAN absolute pressure sensor is negative with positive pressure, J₁ and J₄ are left open while J₂ and J₃ are shorted, thus inverting the sensor output. This inverted output is necessary, for example, when making a barometer. (See Table 2).

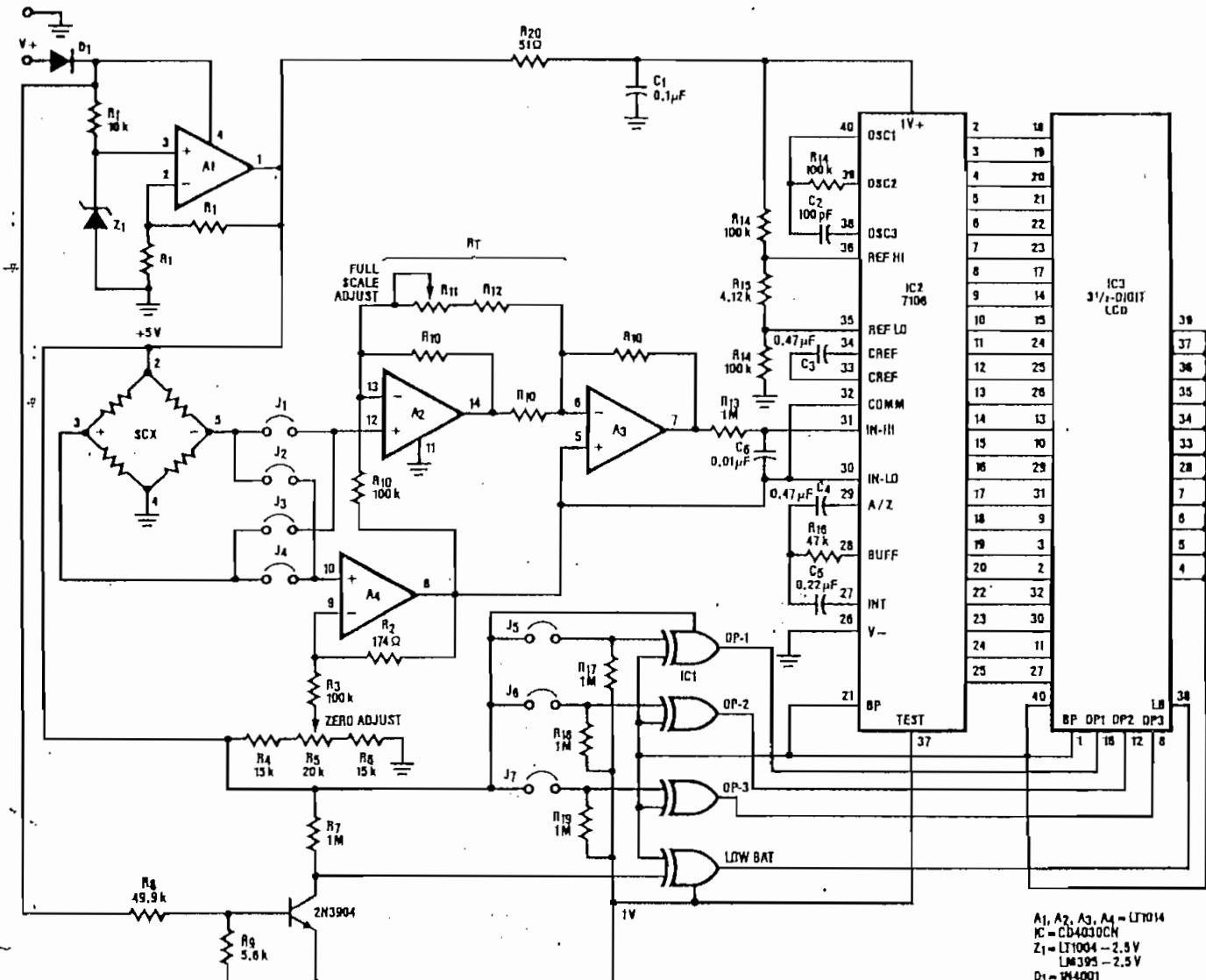
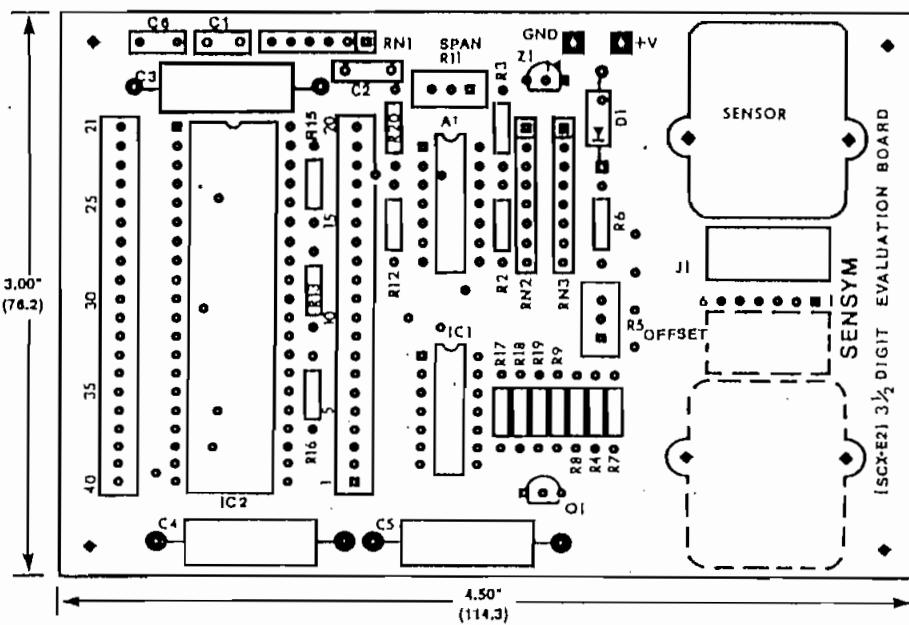


FIGURE I 3½ Digit LCD Schematic

$A_1, A_2, A_3, A_4 = \text{LT1014}$
 $\text{IC} = \text{CD4030CK}$
 $Z_1 = \text{LT1004 - 2.5V}$
 $D_1 = \text{1N4001}$



SCX-LCD 3½ Digit Evaluation Board

Table 2. Sensor Output Jumper Connections

Jumper Connection	Output
J ₁ , J ₄	Normal output for gage and differential pressure. Positive pressure on Port B gives a positive going output.
J ₂ , J ₃	Inverted output for absolute pressure. Positive pressure on Port A gives a positive output.

MOUNTING OPTIONS

The printed board has been designed such that the sensor and potentiometers can be mounted on either side of the printed circuit board. The standard configuration is with the sensor and potentiometers mounted on the component side for ease of evaluation. However, if the board is to be mounted flush to a panel, the sensor and potentiometers can be mounted on the back of the printed circuit board.

DESIGN EXAMPLES

Example 1: 0 to 1psi Meter

Assume a 1psi full-scale meter is needed to measure low pressure with resolution down to 0.001psi. Thus, full-scale is set such that when 1.000psi pressure is applied, the analog input to the 7106 is 100mV and the display will read 1.000. To achieve this, since an SCX01DN is ratiometric and at a supply voltage of 5V has a sensitivity of 7.5mV/psi, the amplifier is set up for a gain of 13.33:

$$A_V = 13.3 = \left[2 \left(1 + \frac{100 \text{ k}}{R_T} \right) \right]$$

Solving for R_T yields:

R_T = 17.7 kΩ. To allow for circuit tolerances, R_T is broken into: R₁₂ = 15 kΩ fixed resistor and R₁₁ = 5 kΩ pot.

To make this board then, simply install R₁₁ and R₁₂, add jumpers J₁ and J₄, and solder shorting jumper J₇ to turn on decimal point 3.

Calibration

With power and no pressure applied adjust R₅ for 0.000 reading. Apply 1psi and adjust R₁₁ for 1.000.

Example 2: 0 to 100psi Meter

A general purpose pressure meter with a range of 0-100psig is needed. Using an SCX100DNC sensor, the amplifier gain is calculated to be 2.40 and R_T is then 500 kΩ (R₁₂ = 475 kΩ, R₁₁ = 50 kΩ pot). Again, J₁ and J₄ are shorted and now J₅ is shorted to turn on DP-1 (display 100.0).

Calibration

With zero pressure applied adjust R₅ for 00.0 reading, apply 100psig and adjust R₁₁ for 100.0.

Example 3: 0 to 2 Bar Meter

To calibrate the evaluation board for 2 bar full-scale the following procedure will be followed. An SCX30DNC will be used as 2 bar is equal to 29.0psi. The SCX30DNC has an output of 1.25mV/psi @ 5V.

Therefore, the output of the sensor at

$$2 \text{ Bar} = 1.25 \times 10^{-3} \text{ mV/psi} \cdot 29.0 \text{ psi} = 36.25 \text{ mV}$$

Using Equation 1 to find R_T yields:

$$A_V = 200 \text{ mV} / 36.25 \text{ mV} = 5.5 \text{ V/V}$$

R_T is then calculated to be 56.9 kΩ or R₁₂ = 52.3 kΩ, R₁₁ = 10 kΩ pot.

Again, the design is completed by installing jumpers J₁ and J₄, and soldering J₇ to turn on DP3 (display 1.999).

Calibration

With 0 psi applied adjust R₅ for 0.000 reading. Apply 1.8 bar and adjust R₁₁ for a reading of 1.800 bar.

CONCLUSION

Using the basic design shown here with Sensym's SCX series devices will provide a simple and accurate digital display board. We hope that this brief technical discussion will help you in evaluating the SCX sensor in your specific design. Of course, if you have any questions regarding this evaluation board, please contact our Applications group at the Sensym factory and we will be happy to provide assistance.

MAXIM

3½ Digit A/D Converter

General Description

The Maxim ICL7106 and ICL7107 are monolithic analog to digital converters. They have very high input impedances and require no external display drive circuitry. On-board active components include polarity and digit drivers, segment decoders, voltage reference and a clock circuit. The ICL7106 will directly drive a non-multiplexed liquid crystal display (LCD) whereas the ICL7107 will directly drive a common anode light emitting diode (LED) display.

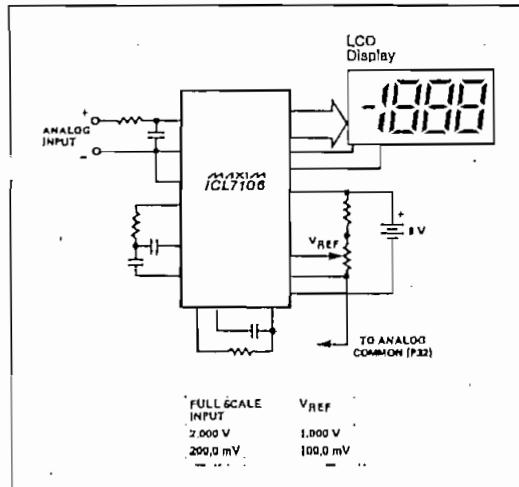
Versatility and accuracy are inherent features of these converters. The dual-slope conversion technique automatically rejects interference signals common in industrial environments. The true differential input and reference are particularly useful when making ratiometric measurements (ohms or bridge transducers). Maxim has added a zero-integrator phase to the ICL7106 and ICL7107, eliminating overrange hangover and hysteresis effects. Finally, these devices offer high accuracy by lowering rollover error to less than one count and zero reading drift to less than $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Applications

These devices can be used in a wide range of digital panel meter applications. Most applications, however, involve the measurement and display of analog data:

Pressure	Conductance
Voltage	Current
Resistance	Speed
Temperature	Material Thickness

Typical Operating Circuit



The "Maxim Advantage" signifies an upgraded quality level. At no additional cost we offer a second-source device that is subject to the following: guaranteed performance over temperature along with tighter test specifications on many key parameters; and device enhancements, when needed, that result in improved performance without changing the functionality.

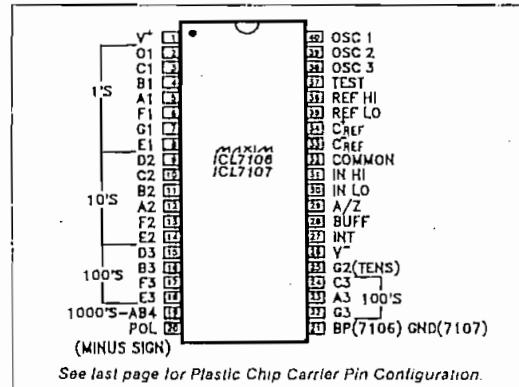
Features

- ◆ Improved 2nd Source (See 3rd page for "Maxim Advantage")
- ◆ Guaranteed first reading recovery from overrange
- ◆ On board Display Drive Capability—no external circuitry required
 - LCD-ICL7106
 - LED-ICL7107
- ◆ High Impedance CMOS Differential Inputs
- ◆ Low Noise ($< 15\mu\text{V}$ p-p) without hysteresis or overrange hangover
- ◆ Clock and Reference On-Chip
- ◆ True Differential Reference and Input
- ◆ True Polarity Indication for Precision Null Applications
- ◆ Monolithic CMOS design

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PACKAGE
ICL7106CPL	0°C to +70°C	40 Lead Plastic DIP
ICL7106CJL	0°C to +70°C	40 Lead CERDIP
ICL7106CQH	0°C to +70°C	44 Lead Plastic Chip Carrier
ICL7106C/D	0°C to +70°C	Dice
ICL7107CPL	0°C to +70°C	40 Lead Plastic DIP
ICL7107CJL	0°C to +70°C	40 Lead CERDIP
ICL7107CQH	0°C to +70°C	44 Lead Plastic Chip Carrier
ICL7107C/D	0°C to +70°C	Dice

Pin Configuration



See last page for Plastic Chip Carrier Pin Configuration.

3½ Digit A/D Converter

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	Power Dissipation (Note 2)	
Supply Voltage	Plastic Package	1000mW
ICL7106, V ⁺ to V ⁻	0°C to +70°C	
ICL7107, V ⁺ to GND	-65°C to +160°C	
ICL7107, V ⁻ to GND	-300°C	
Analog Input Voltage (either input) (Note 1)	V ⁺ to V ⁻	
Reference Input Voltage (either input)	V ⁺ to V ⁻	
Clock Input		
ICL7106	TEST to V ⁺	
ICL7107	GND to V ⁺	

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages, provided the input current is limited to $\pm 100\mu A$.

Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

Stresses above 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 above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	V _{IN} = 0.0V Full Scale = 200.0mV	-000.0	± 000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	V _{IN} = V _{REF} V _{REF} = 100mV	999	999/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	-V _{IN} = +V _{IN} = 200.0mV	-1	$\pm .2$	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	$\pm .2$	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	V _{CM} = $\pm 1V$, V _{IN} = 0V, Full Scale = 200.0mV		50		$\mu V/V$
Noise (Pk-Pk value not exceeded 95% of I _{lme})	V _{IN} = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Input Leakage Current	V _{IN} = 0		1	10	pA
Zero Reading Drift	V _{IN} = 0 0° < T _A < 70°C		0.2	1	$\mu V/^\circ C$
Scale Factor Temperature Coefficient	V _{IN} = 199.0mV 0° < T _A < 70°C (Ext. Ref. 0ppm/°C)		1	5	ppm/°C
V ⁺ Supply Current (Does not include LED current for 7107)	V _{IN} = 0		0.8	1.8	mA
V ⁻ supply current 7107 only			0.6	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common (With respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply		80		ppm/°C
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage, Pk-Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V ⁺ to V ⁻ = 9V	4	5	6	V
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 19) (Pin 19 only)	V ⁺ = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
		10	16		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at T_A = 25°C, f_{CLOCK} = 48kHz, 7106 is tested in the circuit of Figure 1, 7107 is tested in the circuit of Figure 2.

Note 4: Refer to "Differential Input" discussion.

Note 5: Backplane drive is in phase with segment drive for "off" segment, 180° out of phase for "on" segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

The electrical characteristics above are a reproduction of a portion of Intersil's copyrighted (1983/1984) data book. This information does not constitute any representation by Maxim that Intersil's products will perform in accordance with these specifications. The "Electrical Characteristics Table" along with the descriptive excerpts from the original manufacturer's data sheet have been included in this data sheet solely for comparative purposes.

3½ Digit A/D Converter

ICL7106/7107

- ◆ Guaranteed Overload Recovery Time
- ◆ Key Parameters Guaranteed over Temperature
- ◆ Significantly Improved ESD Protection (Note 7)
- ◆ Negligible Hysteresis
- ◆ Low Noise
- ◆ Maxim Quality and Reliability
- ◆ Increased Maximum Rating for Input Current (Note 8)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS: This device conforms to the Absolute Maximum Ratings on adjacent page.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Specifications below apply or exceed all "tested" parameters on adjacent page.
($V_{IN} = 8V$; $T_A = 25^\circ C$; CLOCK = 48kHz; test circuit - Figure 1; unless noted)

PARAMETERS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	$V_{IN} = 0.0V$, Full Scale = 200.0mV $T_A = 25^\circ C$ (Note 6) $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ C$ (Note 10)	-000.0 -000.0	± 000.0 ± 000.0	+000.0 +000.0	Digital Reading
Full Scale Reading	$V_{IN} = V_{REF}/V_{REF} = 100mV$ $T_A = 25^\circ C$ (Note 6) $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ C$ (Note 10)	999 998	999/1000 999/1000	1000 1001	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	$-V_{IN} = +V_{IN} \approx 200.0mV$ $T_A = 25^\circ C$ (Note 6) $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ C$ (Note 10)	-1 -1	$\pm .2$ $\pm .2$	+1 -1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full Scale = 200.0mV or full scale = 2,000V	-1	$\pm .2$	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = \pm 1V$, $V_{IN} = 0V$ Full Scale = 200.0mV		50		$\mu V/V$
Noise (Pk-Pk value not exceeded 95% of time)	$V_{IN} = 0V$ Full Scale = 200.0mV		15		μV
Input Leakage Current	$V_{IN} = 0$ $T_A = 25^\circ C$ (Note 6) $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ C$		1 20	10 200	pA
Zero Reading Drift	$V_{IN} = 0$ $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ C$ (Note 6)		0.2	1	$\mu V/C$
Scale Factor Temperature Coefficient	$V_{IN} = 198.0mV$ $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ C$ (Ext. Ref: 0ppm/ $^\circ C$) (Note 6)		1	5	ppm/ $^\circ C$
V+ Supply Current (Does not include LED current for 7107)	$V_{IN} = 0$ $T_A = 25^\circ C$ $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ C$		0.6 2	1.8 2	mA
V- Supply Current (7107 only)			0.6	1.8	mA
Analog Common Voltage (with respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	-V-
Temp. Coeff. of Analog Common (with respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply		75		ppm/ $^\circ C$
7106 Only (Note 5) Pk-Pk Segment Drive Voltage, Pk-Pk Backplane Drive Voltage	$V^+ to V^- = 9V$	4	5	6	V
7107 Only—Segment Sinking Current (Except Pin 19) (Pin 19 only)	$V^+ = 5.0V$ Segment Voltage = 3V	5 10	8.0 16		mA
7108 Only—Test Pin Voltage	With Respect to V^+	4	5	6	V
Overload Recovery Time (Note 9)	V_{IN} changing from $\pm 10V$ to 0V		0	1	Measurement Cycles

Note 6: Test condition is V_{IN} applied between pin IH-HI and IN-LO through a 1M Ω series resistor as shown in Figures 1 and 2.

Note 7: All pins are designed to withstand electrostatic discharge (ESD) levels in excess of 2000V. (Test circuit per MIL-Std 883, Method 3015.1)

Note 8: Input voltages may exceed the supply voltage provided the input current is limited to $\pm 1mA$ (This revises Note 1 on adjacent page).

Note 9: Number of measurement cycles for display to give accurate reading.

Note 10: 1M Ω resistor is removed in Figures 1 and 2.

3½ Digit A/D Converter

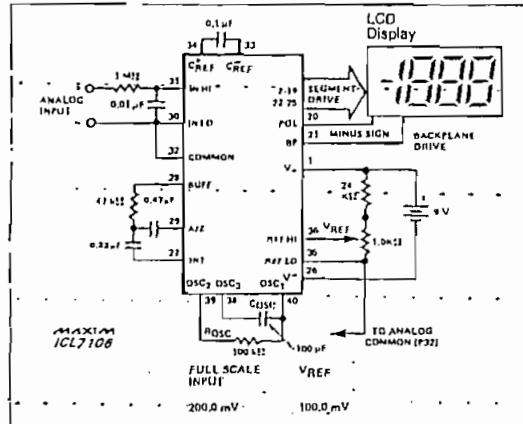


Figure 1. Maxim ICL7106 Typical Operating Circuit

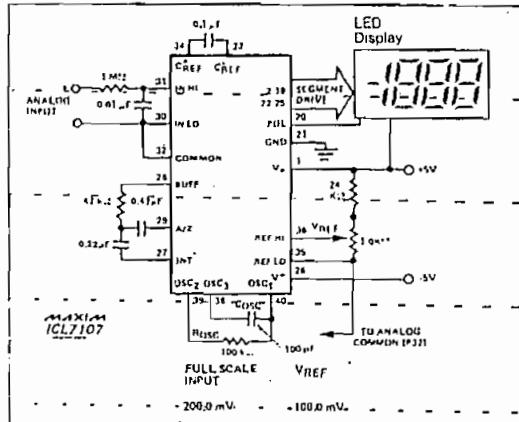


Figure 2. Maxim ICL7107 Typical Operating Circuit

Analog Section

Figure 3 shows the Block Diagram of the Analog Section for the ICL7136. Each measurement cycle is divided into four phases:

1. Auto-Zero (A-Z)
2. Signal Integrate (INT)
3. Reference De-Integrate (DI)
4. Zero Integrator (ZI)

Auto-Zero Phase

Three events occur during auto-zero. The inputs, IN-HI and IN-LO, are disconnected from the pins and internally shorted to analog common. The reference capacitor is charged to the reference voltage. And lastly, a feedback loop is closed around the system to charge the auto-zero capacitor C_{AZ} to compensate for offset voltages in the comparator, buffer amplifier and integrator. The inherent noise of the system determines the A-Z accuracy.

Signal Integrate Phase

The internal input high (IN-HI) and input low (IN-LO) are connected to the external pins, the internal short is removed and the auto-zero loop is opened. The converter then integrates the differential voltage between IN-HI and IN-LO for a fixed time. This differential voltage can be within a wide common-mode range (within one volt of either-supply). If, however, the input signal has no return with respect to the converter power supply, IN-LO can be tied to analog common to establish the correct common-mode voltage. The polarity of the integrated signal is determined at the end of this phase.

Reference De-Integrate

IN-HI is connected across the previously charged reference capacitor and IN-LO is internally connected to analog common. Circuitry within the chip ensures that the capacitor will be connected with the correct polarity to cause the integrator output to return to zero. The input signal determines the time required for the output to return to zero. The digital reading displayed is:

$$1000 \times \frac{V_{IN}}{V_{REF}}$$

Zero Integrator Phase

Input low is shorted to analog COMMON and the reference capacitor is charged to the reference voltage. A feedback loop is closed around the system to input high, causing the integrator output to return to zero. This phase normally lasts between 11 and 140 clock pulses but is extended to 740 clock pulses after a "heavy" over-range conversion.

Differential Reference

The reference voltage can be generated anywhere within the power supply voltage of the converter. The main source of common-mode error is a rollover voltage. This is caused by the reference capacitor losing or gaining charge to stray capacitance on its nodes. The reference capacitor can gain charge (increase voltage) if there is a large common-mode voltage. This happens during de-integration of a positive signal. In contrast, the reference capacitor will lose charge (decrease voltage) when de-integrating a negative input signal. Rollover error is caused by this difference in reference for positive or negative input voltages. This error can be held to less than half a count for the worst-case condition by selecting a reference capacitor that is large enough in comparison to the stray capacitance. (See component value selection.)

Differential Input

Differential voltages anywhere within the common-mode range of the input amplifier can be accepted by the input (specifically from 1V below the positive supply to 1.5V above the negative supply). The system has a CMRR of 86dB (typ) in this range. Care must be exercised, however, to ensure that the integrator output does not saturate, since the integrator follows the common-mode voltage. A large positive common-mode voltage with a near full-scale negative differential input voltage is a worst-case condition. When most of the integrator output swing has been used up by the positive common-mode voltage, the negative input signal drives the integrator more positive. The integrator swing can be reduced to less than the recommended 2V full-scale swing with no loss of accuracy in these critical

3½ Digit A/D Converter

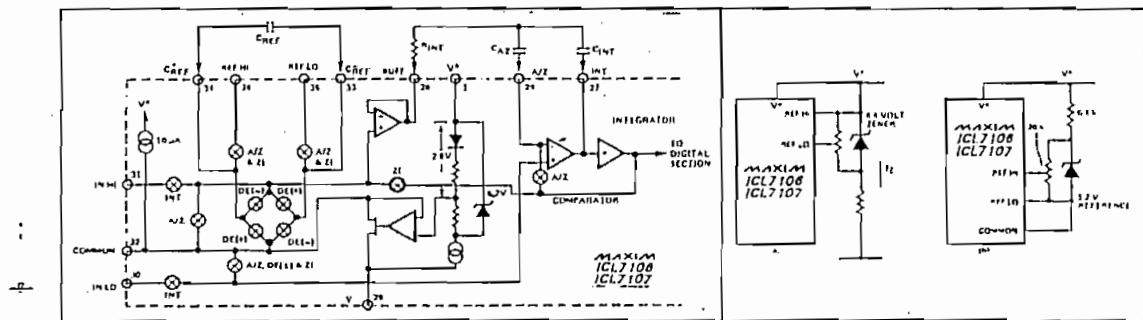


Figure 3. Analog Section of ICL7106/ICL7107

Figure 4. Using an External Reference

applications. The integrator output can swing within 0.3V of either supply without loss of linearity.

Analog Common

The primary purpose of this pin is to set the common-mode voltage for battery operation. This is useful when using the ICL7106, or for any system where the input signals are floating with respect to the power supply. A voltage of approximately 2.8V less than the positive supply is set by this pin. The analog common has some of the attributes of a reference voltage. If the total supply voltage is large enough to cause the zener to regulate ($>7V$), the common voltage will have a low output impedance (approximately 15Ω), a temperature coefficient of typically 80ppm/ $^{\circ}\text{C}$, and a low voltage coefficient (.001%).

The internal heating of the ICL7107 by the LED display drivers degrades the stability of Analog Common. The power dissipated by the LED display drivers changes with the displayed count, thereby changing the temperature of the die, which in turn results in a small change in the Analog Common voltage. This combination of variable power dissipation, thermal resistance, and temperature coefficient causes a 25–80 μV increase in noise near full scale. Another effect of LED display driver power dissipation can be seen at the transition between a full scale reading and an overload condition. Overload is a low power dissipation condition since the three least significant digits are blanked in overload. On the other hand, a near full scale reading such as 1999 has many segments turned on and is a high power dissipation condition. The difference in power dissipation between overload and full scale may cause a ICL7107 with a negative temperature coefficient reference to cycle between overload and a near full scale display as the die alternately heats and cools. An ICL7107 with a positive TC reference will exhibit hysteresis under these conditions: once put into overload by a voltage just barely more than full scale, the voltage must be reduced by several counts before the ICL7107 will come out of overload.

None of the above problems are encountered when using an external reference. The ICL7106, with its low power dissipation, has none of these problems with either an external reference or when using Analog Common as a reference.

During auto-zero and reference integrate the internal input pin is connected to Analog Common. If IN-LO is different from analog-common, a common-mode voltage exists in the system and is taken care of by the excellent CMRR of the converter. In some applications, however, IN-LO will be set at a fixed known voltage (e.g., power supply common). Whenever possible analog common should be tied to the same point, thus removing the common-mode voltage from the converter. The same holds true for the reference voltage. If convenient, REF-LO should be connected to analog common. This will remove the common-mode voltage from the reference system.

Analog Common is internally tied to an N-channel FET that can sink 30mA or more of current. This will hold the Analog Common voltage 2.8V below the positive supply (when a source is trying to pull the common line positive). There is only 10 μA of source current, however, so COMMON may easily be tied to a more negative voltage, thus over-riding the internal reference.

Test

Two functions are performed by the test pin. The first is using this pin as the negative supply for externally generated segment drivers or any other annunciators the user may want to include on the LCD. This pin is coupled to the internally generated digital supply through a 500 Ω resistor. This application is illustrated in Figures 5 & 6.

A lamp test is the second function. All segments will be turned on and the display should read –1888, when TEST is pulled high (V+).

Caution: In the lamp test mode, the segments have a constant dc voltage (no square wave). This can burn the LCD if left in this mode for several minutes.

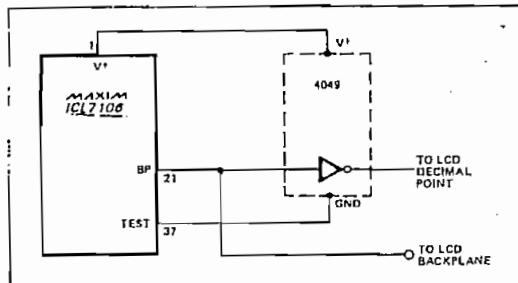


Figure 5A. Fixed Decimal Point Drivers

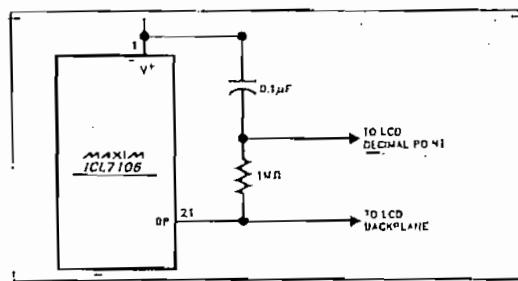


Figure 5B. Fixed Decimal Point Drivers

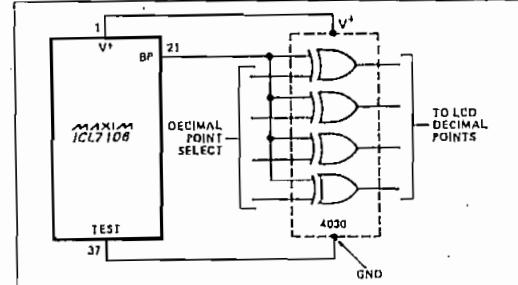


Figure 6. Exclusive "OR" Gate for Decimal Point Drive

Digital Section

The digital section for the ICL7106 and ICL7107 is illustrated in Figures 8 and 9. In Figure 8, an internal digital ground is generated from a 6V zener diode and a large P-channel source follower. This supply is made stiff to absorb the large capacitive currents when the back plane (BP) voltage is switched. The BP frequency is calculated by dividing the clock frequency by 800. For example, with a clock frequency of 48kHz (3 readings per second), the backplane will be a 60Hz square wave with a nominal amplitude of 5V. The segments are driven at the same frequency and amplitude. Note that these are out-of-phase when the segment is ON and in-phase when OFF. Negligible dc voltage exists across the segments in either case.

The ICL7107 is identical to the ICL7106 except that the backplane and drivers have been replaced by N-channel segment drivers. The ICL7107 is designed to drive common anode LED's with a typical segment current of 8mA. Pin 19 (thousands digit output) sinks current from two LED segments, and has a 16mA drive capability.

The polarity indication is "on" for negative analog inputs, for both the ICL7106 and ICL7107. If desired IN-HI and IN-LO can be reversed giving a "on" for positive analog inputs.

System Timing

The clocking circuitry for the ICL7106 and ICL7107 is illustrated in Figure 7. Three approaches can be used:

1. A crystal between pins 39 and 40.
2. An external oscillator connected to pin 40.
3. An RC oscillator using all three pins.

The decade counters are driven by the clock frequency divided by four. This frequency is then further divided to form the four convert-cycle phases, namely: signal integrate (1000 counts), reference de-integrate (0 to 2000 counts), auto-zero (260 to 2989 counts) and zero integrator (11 to 740).

The signal integration should be a multiple of 60Hz to achieve a maximum rejection of 60Hz pickup. Oscillator frequencies of 30kHz, 40kHz, 48kHz, 60kHz, 80kHz, 120kHz, 240kHz, etc., should be selected. Similarly, for 50Hz rejection, oscillator frequencies of 200kHz, 100kHz, 66.67kHz, 50kHz, 40kHz, etc., are appropriate. Note that 40kHz (2.5 readings/second) will reject both 50 and 60Hz (also 400 and 440Hz).

Auto-zero receives the unused portion of reference deintegrate for signals less than full-scale. A complete measurement cycle is 4,000 counts (16,000 clock pulses), independent of input voltage. As an example, an oscillator frequency of 48kHz would be used to obtain three readings per second.

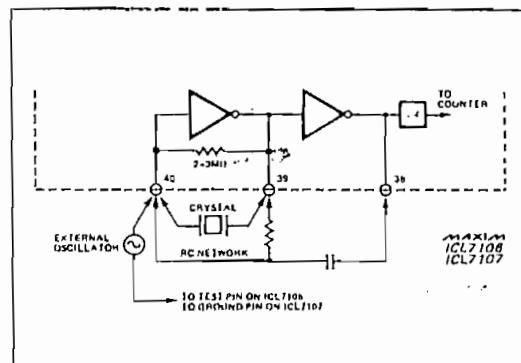


Figure 7. Clock Circuits

3½ Digit A/D Converter

ICL7106/7107

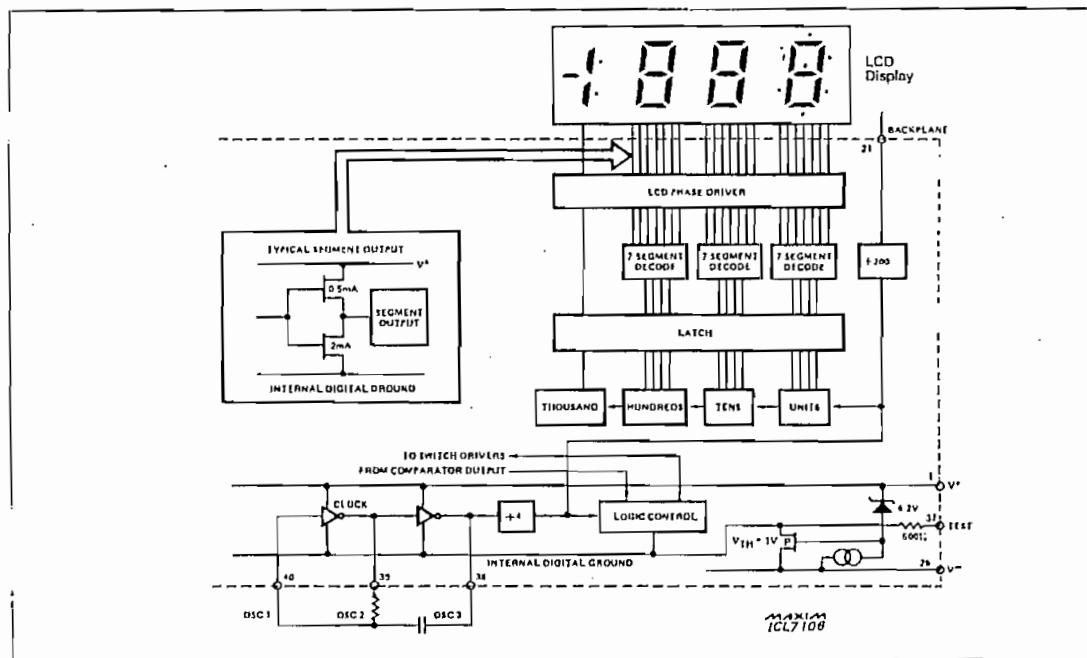


Figure 8. ICL7106 Digital Section

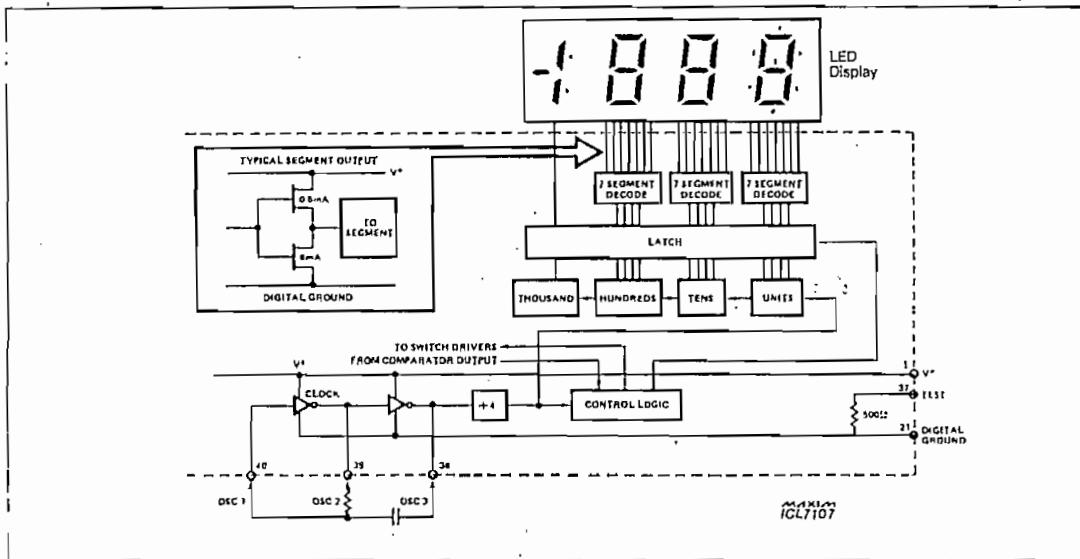


Figure 9. ICL7107 Digital Section

MAXIM

3½ Digit A/D Converter

Component Value Selection

Auto-Zero Capacitor

The noise of the system is influenced by the auto-zero capacitor. For the 2V scale, a 0.047 μ F capacitor is adequate. A capacitor size of 0.47 μ F is recommended for 200mV full scale where low noise operation is very important. Due to the Z1 phase of Maxim's ICL7106/7, noise can be reduced by using a larger auto-zero capacitor, without causing hysteresis or overrange hangover problems seen in other manufacturers' ICL7106/7 which do not have the Z1 phase.

Reference Capacitor

For most applications, a $0.1\mu\text{F}$ capacitor is acceptable. However, a large value is needed to prevent rollover error where a large common-mode voltage exists (i.e., the REF-LO pin is not at analog common) and a 200mV scale is used. Generally, the roll over error will be held half a count by using a $1.0\mu\text{F}$ capacitor.

Integrating Capacitor

To ensure that the integrator will not saturate (at approximately 0.3V from either supply), an appropriate integrating capacitor must be selected. A nominal $\pm 2V$ full-scale integrator swing is acceptable for the ICL7106 or ICL7107 when the analog common is used as a reference. A nominal ± 3.5 to 4 volt swing is acceptable for the ICL7107 with a $\pm 5V$ supply and analog common tied to supply ground. The nominal values for C_{INT} is $0.22\mu F$ for three readings per second, (.48kHz clock). These values should be changed in inverse proportion to maintain the same output swing if different oscillator frequencies are used.

The integrating capacitor must have low dielectric absorption to minimize linearity errors. Polypropylene capacitors are recommended for this application.

Integrating Resistors

The integrator and the buffer amplifier both have a class A output stage with $100\mu\text{A}$ of quiescent current. $20\mu\text{A}$ of drive current can be supplied with negligible non-linearity. This resistor should be large enough to maintain the amplifiers in the linear region over the entire input voltage range. The resistor value, however, should be low enough that undue leakage requirements are not placed on the PC boards. For a 200mV scale, a $47\text{K}\Omega$ resistor is recommended; (2V scale/ $470\text{K}\Omega$).

Oscillator Components

A 100K Ω resistor is recommended for all ranges of frequency. By using the equation $f = 0.45/RC$, the capacitor value can be calculated. For 48kHz clock, (3 readings/second), the oscillator capacitor plus stray capacitance should equal 100pF.

Reference Voltage

An analog input voltage of V_{IN} equal to 2 (V_{REF}) is required to generate full scale output of 2000 counts. Thus, for 2V and 200mV scales, V_{REF} should equal 1V and 100mV respectively. However, there will exist a scale factor other than unity between the input voltage and the digital reading in many applications where the A/D is connected to a transducer.

As an example, the designer may like to have a full scale reading in a weighing system when the voltage from the transducer is 0.682V. The designer should use the input voltage directly and select V_{REF} at 0.341V instead of dividing the input down to 200mV. Suitable values of the capacitor and Integrating resistor would be $0.22\mu F$ and $120K\Omega$. This provides for a slightly quieter system and also avoids a divider network on the Input. The ICL7107 can accept input signals up to $\pm 3.5V$ with $\pm 5V$ supplies. Another advantage of this system occurs when the digital reading of zero is desired for $V_{IN} \neq$ zero. Examples are temperature and weighing systems with variable tare. By connecting the voltage transducer between V_{IN} positive and common, and the variable (or fixed) offset voltage between common and V_{IN} negative, the offset reading can be conveniently generated.

ICL7107 Power Supplies

The ICL7107 is designed to operate from $\pm 5V$ supplies. However, when a negative supply is not available it can be generated from a clock output with two diodes, two capacitors, and an inexpensive IC. Refer to Figure 10. Alternatively a $-5V$ supply can be generated using Maxim's ICL7660 and two capacitors.

A negative supply is not required in selected applications. The conditions to use a single +5V supply are:

- ◆ An external reference is used.
 - ◆ The signal is less than $\pm 1.5V$.
 - ◆ The input signal can be referenced to the center of the common-mode range of the converter.

See Figure 18

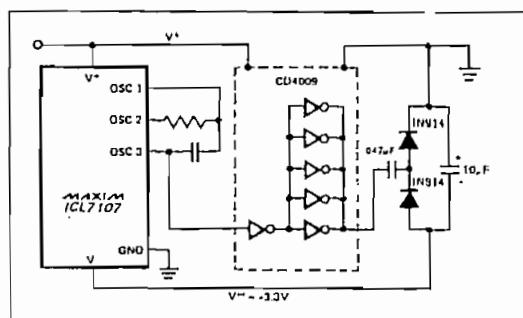


Figure 10. Generating Negative Supply from +5V

MAXIM***±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers*****MAX202E-MAX213E, MAX232E/MAX241E****General Description**

The MAX202E-MAX213E, MAX232E/MAX241E line drivers/receivers are designed for RS-232 and V.28 communications in harsh environments. Each transmitter output and receiver input is protected against ±15kV electrostatic discharge (ESD) shocks, without latchup. The various combinations of features are outlined in the *Selection Guide*. The drivers and receivers for all ten devices meet all EIA/TIA-232E and CCITT V.28 specifications at data rates up to 120kbps, when loaded in accordance with the EIA/TIA-232E specification.

The MAX211E/MAX213E/MAX241E are available in 28-pin SO packages, as well as a 28-pin SSOP that uses 60% less board space. The MAX202E/MAX232E come in 16-pin narrow SO, wide SO, and DIP packages. The MAX203E comes in a 20-pin DIP/SO package, and needs no external charge-pump capacitors. The MAX205E comes in a 24-pin wide DIP package, and also eliminates external charge-pump capacitors. The MAX206E/MAX207E/MAX208E come in 24-pin SO, SSOP, and narrow DIP packages. The MAX232E/MAX241E operate with four 1µF capacitors, while the MAX202E/MAX206E/MAX207E/MAX208E/MAX211E/MAX213E operate with four 0.1µF capacitors, further reducing cost and board space.

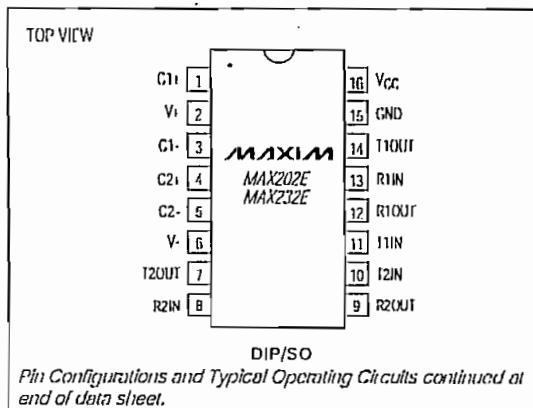
Applications

Notebook, Subnotebook, and Palmtop Computers
Battery-Powered Equipment
Hand-Held Equipment

Ordering Information appears at end of data sheet.

Features

- ◆ ESD Protection for RS-232 I/O Pins:
±15kV—Human Body Model
±8kV—IEC1000-4-2, Contact Discharge
±15kV—IEC1000-4-2, Air-Gap Discharge
- ◆ Latchup Free (unlike bipolar equivalents)
- ◆ Guaranteed 120kbps Data Rate—LapLink™ Compatible
- ◆ Guaranteed 3V/µs Min Slew Rate
- ◆ Operate from a Single +5V Power Supply

Pin Configurations**Selection Guide**

PART	No. of RS-232 DRIVERS	No. of RS-232 RECEIVERS	RECEIVERS ACTIVE IN SHUTDOWN	No. of EXTERNAL CAPACITORS	LOW-POWER SHUTDOWN	TTL THREE-STATE
MAX202E	2	2	0	4 (0.1µF)	No	No
MAX203E	2	2	0	None	No	No
MAX205E	5	5	0	None	Yes	Yes
MAX206E	4	3	0	4 (0.1µF)	Yes	Yes
MAX207E	5	3	0	4 (0.1µF)	No	No
MAX208E	4	4	0	4 (0.1µF)	No	No
MAX211E	4	5	0	4 (0.1µF)	Yes	Yes
MAX213E	4	5	2	4 (0.1µF)	Yes	Yes
MAX232E	2	2	0	4 (1µF)	No	No
MAX241E	4	5	0	4 (1µF)	Yes	Yes

LapLink is a registered trademark of Traveling Software, Inc.

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

V _{CC}	-0.3V to +6V	20-Pin SO (derate 10.00mW/°C above +70°C)	800mW
V ₊	(V _{CC} - 0.3V) to +14V	24-Pin Narrow Plastic DIP (derate 13.33mW/°C above +70°C)	1.07W
V ₋	-14V to +0.3V	24-Pin Wide Plastic DIP (derate 14.29mW/°C above +70°C)	1.14W
Input Voltages		24-Pin SO (derate 11.76mW/°C above +70°C)	941mW
T _{IIN}	-0.3V to (V ₊ + 0.3V)	24-Pin SSOP (derate 8.00mW/°C above +70°C)	640mW
R _{IIN}	+3.0V	28-Pin SO (derate 12.50mW/°C above +70°C)	1W
Output Voltages		28-Pin SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C)	762mW
T _{OOUT}	(V ₋ - 0.3V) to (V ₋ + 0.3V)	Operating Temperature Ranges	
R _{OOUT}	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	MAX202E	0°C to +70°C
Short-Circuit Duration, T _{OOUT}	Continuous	MAX213E	-40°C to +85°C
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)		Storage Temperature Range	-65°C to +165°C
16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C)	842mW	Lead Temperature (soldering, 10sec)	300°C
16-Pin Narrow SO (derate 8.70mW/°C above +70°C)	696mW		
16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C)	762mW		
20-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)	889mW		

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = +5V ±10% for MAX202E/206E/208E/211E/213E/232E/241E; V_{CC} = +5V ±5% for MAX203E/205E/207E; C1-C4 = 0.1μF for MAX202E/206E/207E/208E/211E/213E; C1-C4 = 1μF for MAX232E/241E; T_A = T_{MIN} to T_{MAX}; unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
DC CHARACTERISTICS						
V _{CC} Supply Current	I _{CC}	No load, T _A = +25°C	MAX202E/203E	8	15	
			MAX205E-208E	11	20	mA
			MAX211E/213E	14	20	
			MAX232E	5	10	
			MAX241E	1	15	
Shutdown Supply Current		T _A = +25°C, Figure 1	MAX205E/208E	1	10	
			MAX211E/241E	1	10	μA
			MAX213E	15	50	
LOGIC						
Input Pull-Up Current		T _{IIN} = 0V (MAX205E-208E/211E/213E/241E)	15	200		μA
Input Leakage Current		T _{IIN} = 0V to V _{CC} (MAX202E/203E/232E)		±10		μA
Input Threshold Low	V _{IL}	T _{IIN} ; EN, SHDN (MAX213E) or EN̄, SHDN (MAX205E-208E/211E/241E)		0.8		V
Input Threshold High	V _{IH}	T _{IIN}	2.0			
		EN, SHDN (MAX213E) or EN̄, SHDN (MAX205E-208E/211E/241E)		2.4		V
Output Voltage Low	V _{OL}	R _{OOUT} ; I _{OUT} = 3.2mA (MAX202E/203E/232E) or I _{OUT} = 1.6mA (MAX205E-208E/211E/213E/241E)		0.4		V
Output Voltage High	V _{OH}	R _{OOUT} ; I _{OUT} = -1.0mA	3.5	V _{CC} - 0.4		V
Output Leakage Current		EN = V _{CC} , EN̄ = 0V, 0V ≤ R _{OUT} ≤ V _{CC} , MAX205E-208E/211E/213E/241E outputs disabled	±0.05	±10		μA

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{CC} = +5V \pm 10\%$ for MAX202E/206E/208E/211E/213E/232E/241E; $V_{CC} = +5V \pm 5\%$ for MAX203E/205E/207E; C1-C4 = $0.1\mu F$ for MAX202E/206E/208E/211E/213E; C1-C4 = $1\mu F$ for MAX232E/241E; $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} ; unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

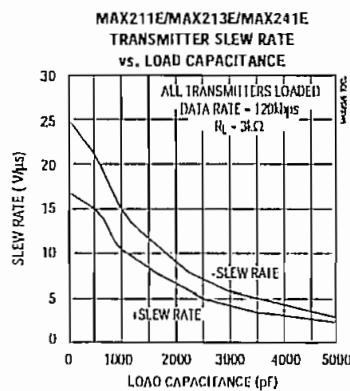
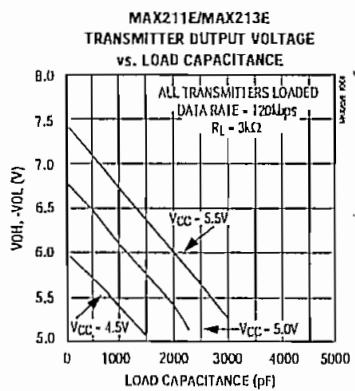
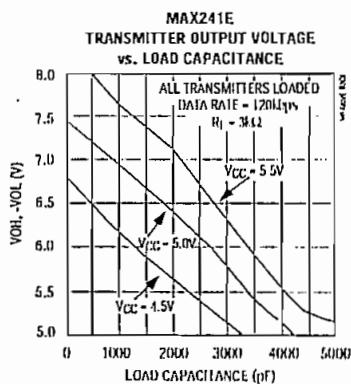
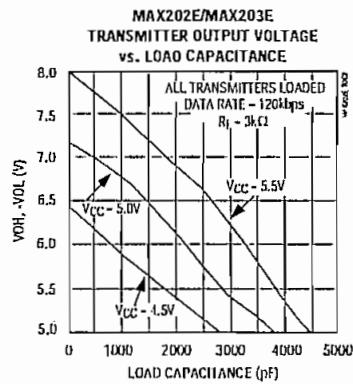
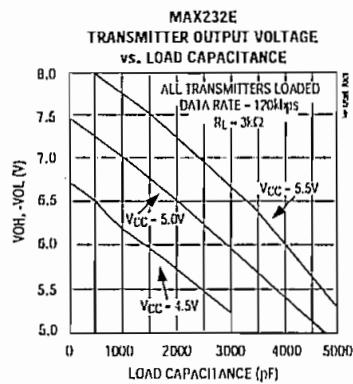
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
EIA/TIA-232E RECEIVER INPUTS						
Input Voltage Range		All parts, normal operation	-30	30		V
Input Threshold Low		$T_A = +25^\circ C$, $V_{CC} = 5V$ MAX213E, SHDN = 0V, EN = V_{CC}	0.8	1.2		V
Input Threshold High		$T_A = +25^\circ C$, $V_{CC} = 5V$ MAX213E (R4, R5), SHDN = 0V, EN = V_{CC}	0.6	1.5		V
Input Hysteresis		$V_{CC} = 5V$, no hysteresis in shutdown	1.7	2.4		V
Input Resistance		$T_A = +25^\circ C$, $V_{CC} = 5V$	1.5	2.4		k Ω
EIA/TIA-232E TRANSMITTER OUTPUTS						
Output Voltage Swing		All drivers loaded with $3k\Omega$ to ground (Note 1)	± 5	± 9		V
Output Resistance		$V_{CC} = V_+ = V_- = 0V$, $V_{OUT} = \pm 2V$	300			Ω
Output Short-Circuit Current				± 10	± 60	mA
TIMING CHARACTERISTICS						
Maximum Data Rate		$R_L = 3k\Omega$ to $7k\Omega$, $C_L = 50pF$ to $1000pF$, one transmitter switching	120			kbps
Receiver Propagation Delay	IPLH, IPHL	$C_L = 150pF$	All parts, normal operation	0.5	10	
			MAX213E (R4, R5), SHDN = 0V, EN = V_{CC}	4	40	μs
Receiver Output Enable Time		MAX205E/206E/211E/213E/241E normal operation, Figure 2		6(X)		μs
Receiver Output Disable Time		MAX205E/206E/211E/213E/241E normal operation, Figure 2		200		μs
Transmitter Propagation Delay	IPLH, IPHL	$R_L = 3k\Omega$, $C_L = 2500pF$, all transmitters loaded		2		μs
Transition-Region Slew Rate		$T_A = +25^\circ C$, $V_{CC} = 5V$, $R_L = 3k\Omega$ to $7k\Omega$, $C_L = 50pF$ to $1000pF$, measured from -3V to +3V or +3V to -3V, Figure 3	3	6	30	V/ μs
ESD PERFORMANCE: TRANSMITTER OUTPUTS, RECEIVER INPUTS						
ESD-Protection Voltage		Human Body Model		± 15		kV
		IEC1000-4-2, Contact Discharge		± 8		
		IEC1000-4-2, Air-Gap Discharge		± 15		

Note 1: MAX211EE tested with $V_{CC} = +5V \pm 5\%$.

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Typical Operating Characteristics

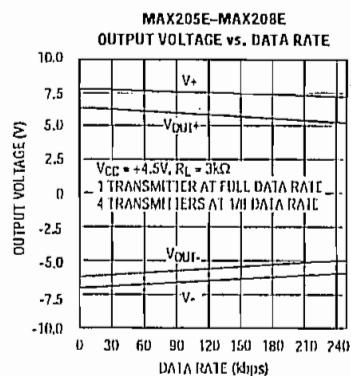
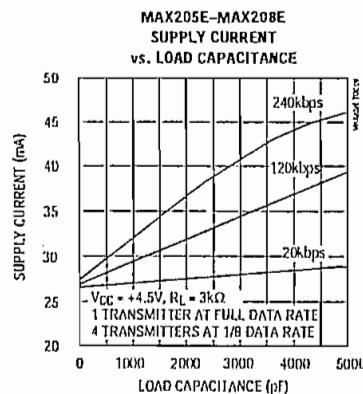
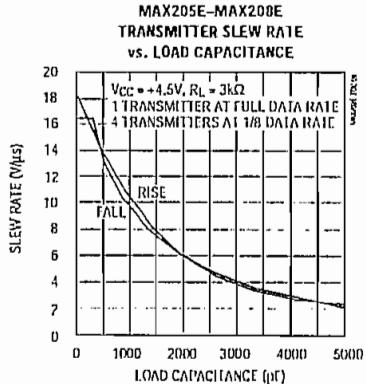
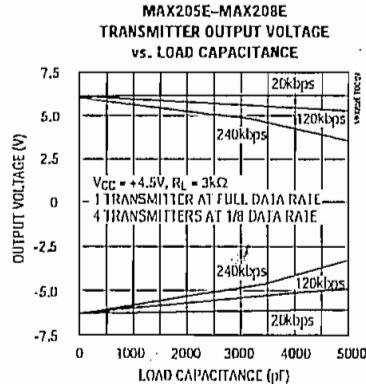
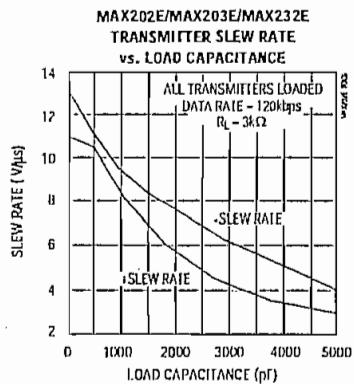
(Typical Operating Circuits, $V_{CC} = +5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Typical Operating Characteristics (continued)

(Typical Operating Circuits, V_{CC} = +5V, T_A = +25°C, unless otherwise noted.)



±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

MAX202E-MAX213E, MAX232E/MAX241E

Pin Descriptions

MAX202E/MAX232E

PIN		NAME	FUNCTION
DIP/SO	LCC		
1, 3	2, 4	C1+, C1-	Terminals for positive charge-pump capacitor
2	3	V+	+2VCC voltage generated by the charge pump
4, 5	5, 7	C2+, C2-	Terminals for negative charge-pump capacitor
6	8	V-	-2VCC voltage generated by the charge pump
7, 14	9, 18	T_OUT	RS-232 Driver Outputs
8, 13	10, 17	R_IN	RS-232 Receiver Outputs
9, 12	12, 15	R_OUT	RS-232 Receiver Outputs
10, 11	13, 14	T_IN	RS-232 Driver Inputs
15	19	GND	Ground
16	20	Vcc	+4.5V to +5.5V Supply-Voltage Input
—	1, 6, 11, 16	N.C.	No Connect—not internally connected.

MAX203E

PIN		NAME	FUNCTION
DIP	SO		
1, 2	1, 2	T_IN	RS-232 Driver Inputs
3, 20	3, 20	R_OUT	RS-232 Receiver Outputs
4, 19	4, 19	R_IN	RS-232 Receiver Inputs
5, 18	5, 18	T_OUT	RS-232 Transmitter Outputs
6, 9	6, 9	GND	Ground
7	7	Vcc	+4.5V to +5.5V Supply-Voltage Input
8	13	C1+	Make no connection to this pin.
10, 16	11, 16	C2-	Connect pins together.
12, 17	10, 17	V-	-2VCC voltage generated by the charge pump. Connect pins together.
13	14	C1-	Make no connection to this pin.
14	8	V+	+2VCC voltage generated by the charge pump
11, 15	12, 15	C2+	Connect pins together.

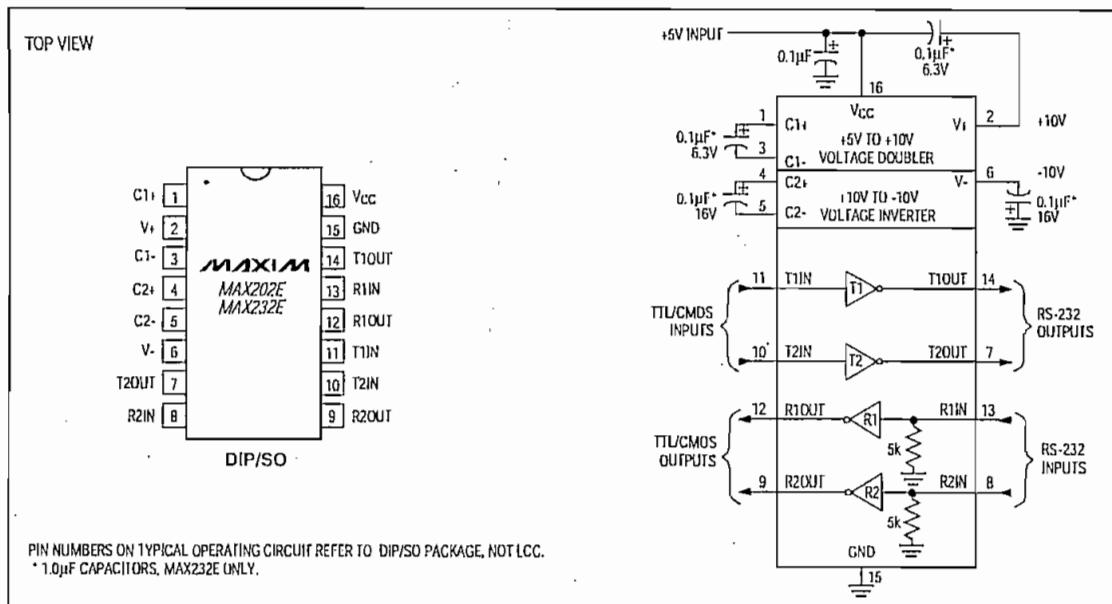
MAX205E

PIN	NAME	FUNCTION
1–4, 19	T_OUT	RS-232 Driver Outputs
5, 10, 13, 18, 24	R_IN	RS-232 Receiver Inputs
6, 9, 14, 17, 23	R_OUT	TTL/CMOS Receiver Outputs. All receivers are inactive in shutdown.
7, 8, 15, 16, 22	T_IN	TTL/CMOS Driver Inputs. Internal pull-ups to Vcc.
11	GND	Ground
12	Vcc	+4.75V to +5.25V Supply Voltage
20	EN	Receiver Enable—active low
21	SHDN	Shutdown Control—active high

±15kV ESD-Protected, +5V RS-232 Transceivers

Table 3. DB9 Cable Connections
Commonly Used for EIA/TIAE-232E and
V.24 Asynchronous Interfaces

PIN	CONNECTION
1	Received Line Signal Detector (sometimes called Carrier Detect, DCD)
2	Receive Data (RD)
3	Transmit Data (TD)
4	Data Terminal Ready
5	Signal Ground
6	Data Set Ready (DSR)
7	Request to Send (RTS)
8	Clear to Send (CTS)
9	Ring Indicator

Pin Configurations and Typical Operating Circuits (continued)



ADVANCE INFORMATION

87C51FA/87C51FB/87C51FC/87C51FC-20 CHMOS SINGLE-CHIP 8-BIT MICROCONTROLLER

Automotive

- FX Core Architecture Device
- Extended Automotive Temperature Range (-40°C to +125°C Ambient)
- Available in 12 MHz, 16 MHz and 20 MHz Versions
- High Performance CHMOS EPROM
- Three 16-Bit Timer/Counters
 - Timer 2 (Up/Down Counter)
- Programmable Counter Array with:
 - High Speed Output,
 - Compare/Capture,
 - Pulse Width Modulator,
 - Watchdog Timer Capabilities
- One-to-Three Level Program Lock System on EPROM
- 8K On-Chip User Programmable EPROM in 87C51FA
- 16K On-Chip User Programmable EPROM in 87C51FB
- 32K On-Chip User Programmable EPROM in 87C51FC
- 256 Bytes of On-Chip Data RAM
- Quick Pulse Programming Algorithm
- Boolean Processor
- 32 Programmable I/O Lines
- 7 Interrupt Sources
- Four Level Interrupt Priority
- Programmable Serial Channel with:
 - Framing Error Detection
 - Automatic Address Recognition
- TTL and CMOS Compatible Logic Levels
- 64K External Program Memory Space
- 64K External Data Memory Space
- MCS®-51 Fully Compatible Instruction Set
- Power Saving Idle and Power Down Modes
- ONCE (On-Circuit Emulation) Mode
- RFI Reduction Mode
- Available in PLCC and PDIP Packages

MEMORY ORGANIZATION

PROGRAM MEMORY: Up to 8 Kbytes of the program memory can reside in the 87C51FA On-Chip EPROM. Up to 16 Kbytes of the program memory can reside in the 87C51FB on-chip EPROM. Up to 32 Kbytes of the program memory can reside in the 87C51FC on-chip EPROM. In addition the device can address up to 64K of program memory external to the chip.

DATA MEMORY: This microcontroller has a 256 x 8 on-chip RAM. In addition it can address up to 64 Kbytes of external data memory.

The Intel 87C51FA/87C51FB/87C51FC is a single-chip control-oriented microcontroller which is fabricated on Intel's reliable CHMOS EPROM technology. Being a member of the MCS-51 family, the 87C51FB/87C51FC uses the same powerful instruction set, has the same architecture, and is pin-for-pin compatible with the existing MCS-51 family of products. The 87C51FA is an enhanced version of the 87C51. The 87C51FB is an enhanced version of the 87C51FA. The 87C51FC is an enhanced version of the 87C51FB. With 8 Kbytes of program memory in the 87C51FA and 16 Kbytes of program memory in the 87C51FB and 32 Kbytes of program memory in the 87C51FC, it is an even more powerful microcontroller for applications that require Pulse Width Modulation, High Speed I/O, and up/down counting capabilities such as brake and traction control.

For the remainder of this document, the 87F51FA, 87C51FB and 87C51FC will be referred to as the 87C51FA/FB/FC.

*Other brands and names are the property of their respective owners.

Information in this document is provided in connection with Intel products. Intel assumes no liability whatsoever, including infringement of any patent or copyright, for sale and use of Intel products except as provided in Intel's Terms and Conditions of Sale for such products. Intel retains the right to make changes to these specifications at any time, without notice. Microcomputer Products may have minor variations to this specification known as errata.

COPYRIGHT © INTEL CORPORATION, 1995

September 1993

Order Number: 270951-003

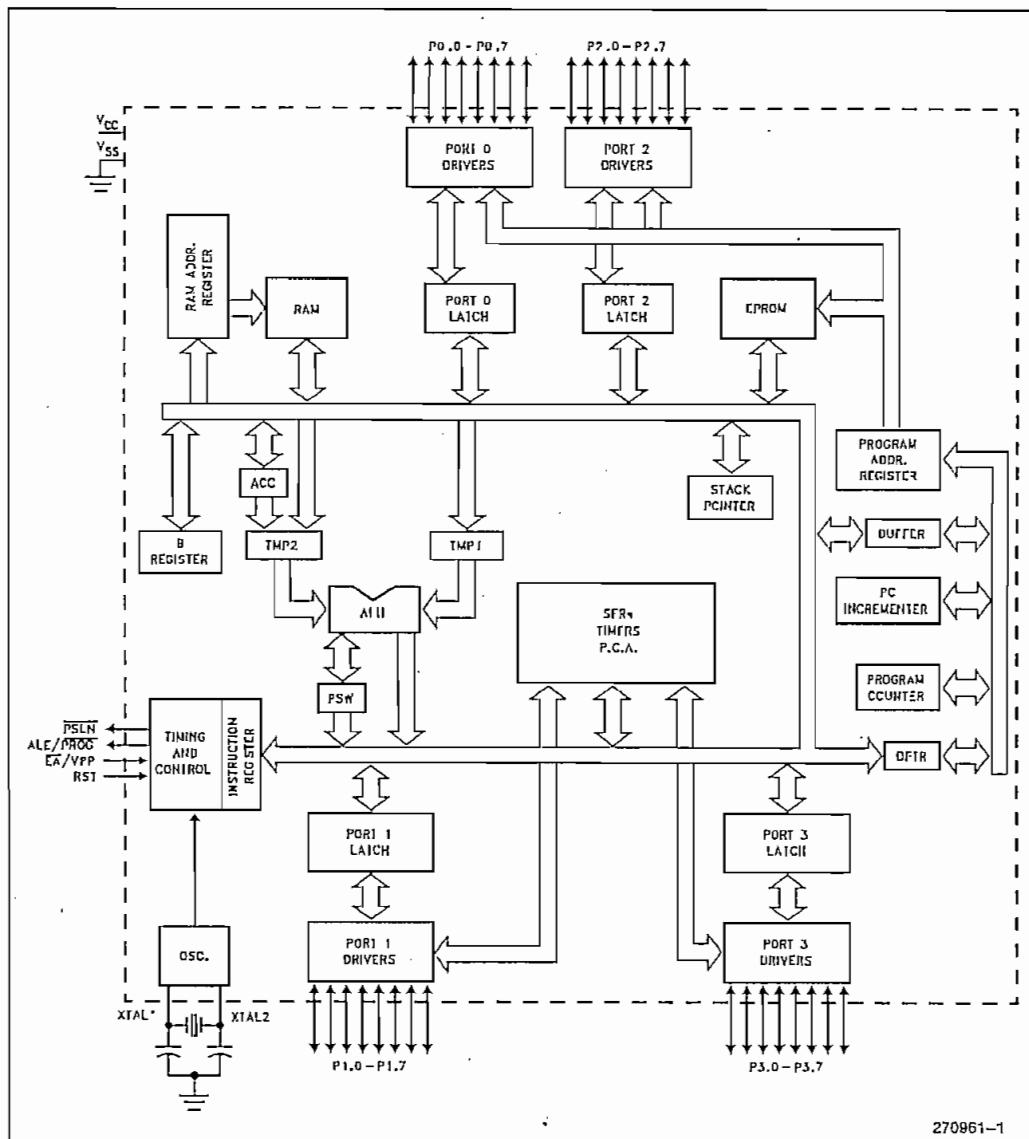


Figure 1. 87C51FB/FC Block Diagram

87C51FA/FB/FC PRODUCT OPTIONS

Intel's extended and automotive temperature range products are designed to meet the needs of those applications whose operating requirements exceed commercial standards.

With the commercial standard temperature range, operational characteristics are guaranteed over the temperature range of 0°C to 70°C ambient. With the extended temperature range option, operational characteristics are guaranteed over the temperature

range of -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ ambient. For the automotive temperature range option, operational characteristics are guaranteed over the temperature range of -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$ ambient. The automotive, extended, and commercial temperature versions of the MCS-51 product families are available with or without burn-in options.

As shown in Figure 2 temperature, burn-in, and package options are identified by a one- or two-letter prefix to the part number.

PIN DESCRIPTIONS

V_{CC} : Supply voltage.

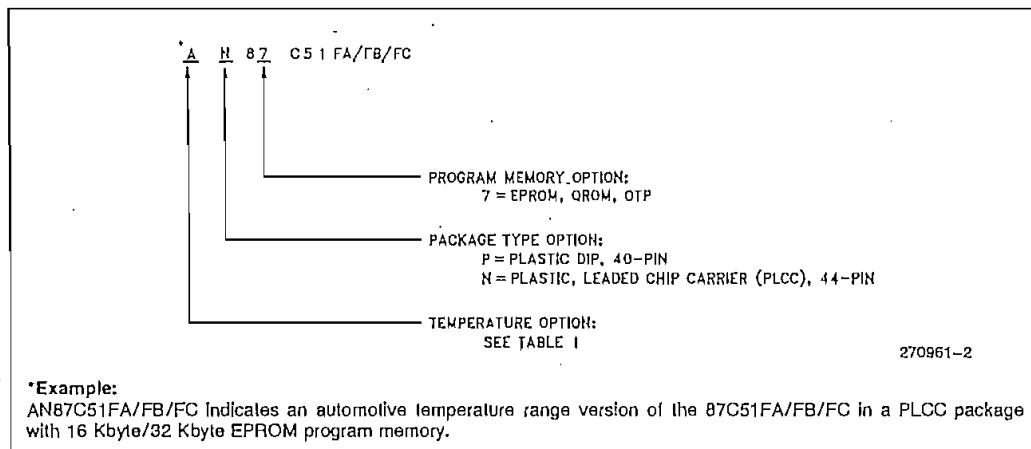
V_{SS} : Circuit ground.

V_{SS1} : Secondary ground (in PLCC only). Provided to reduce ground bounce and improve power supply by-passing.

NOTE:

This pin is NOT a substitute for V_{SS} pin (pin 22).

Port 0: Port 0 is an 8-bit, open drain, bidirectional I/O port. As an output port each pin can sink several LS TTL inputs. Port 0 pins that have 1's written to them float, and in that state can be used as high-impedance inputs.



*Example:

AN87C51FA/FB/FC Indicates an automotive temperature range version of the 87C51FA/FB/FC in a PLCC package with 16 Kbyte/32 Kbyte EPROM program memory.

Figure 2. Package Options

Table 1. Temperature Options

Temperature Classification	Temperature Designation	Operating Temperature °C Ambient	Burn-In Options
Extended	T L	-40 to $+85$ -40 to $+85$	Standard Extended
Automotive	A B	-40 to $+125$ -40 to $+125$	Standard Extended

Port 0 is also the multiplexed low-order address and data bus during accesses to external Program and Data Memory. In this application it uses strong internal pullups when emulating 1's, and can source and sink several LS TTL inputs.

Port 0 also receives the code bytes during EPROM programming, and outputs the code bytes during program verification. External pullup resistors are required during program verification.

Port 1: Port 1 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 1 output buffers can drive LS TTL inputs. Port 1 pins that have 1's written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 1 pins that are externally pulled low will source current (I_{IL} , on the data sheet) because of the internal pull-ups.

In addition, Port 1 serves the functions of the following special features of the 87C51FB/FC:

Port Pin	Alternate Function
P1.0	T2 (External Count Input to Timer/Counter 2)
P1.1	T2EX (Timer/Counter 2 Capture/Reload Trigger and Direction Control)
P1.2	ECI (External Count Input to the PCA)
P1.3	CEX0 (External I/O for Compare/Capture Module 0)
P1.4	CEX1 (External I/O for Compare/Capture Module 1)
P1.5	CEX2 (External I/O for Compare/Capture Module 2)
P1.6	CEX3 (External I/O for Compare/Capture Module 3)
P1.7	CEX4 (External I/O for Compare/Capture Module 4)

- Port 1 receives the low-order address bytes during EPROM programming and verifying.
 - Port 2: Port 2 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 2 output buffers can drive LS TTL inputs. Port 2 pins that have 1's written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 2 pins that are externally pulled low will source current (I_{IL} on the data sheet) because of the internal pull-ups.

PACKAGES

Part	Prefix	Package Type
87C51FA/FB/FC	P	40-Pin Plastic DIP
	N	44-Pin PLCC

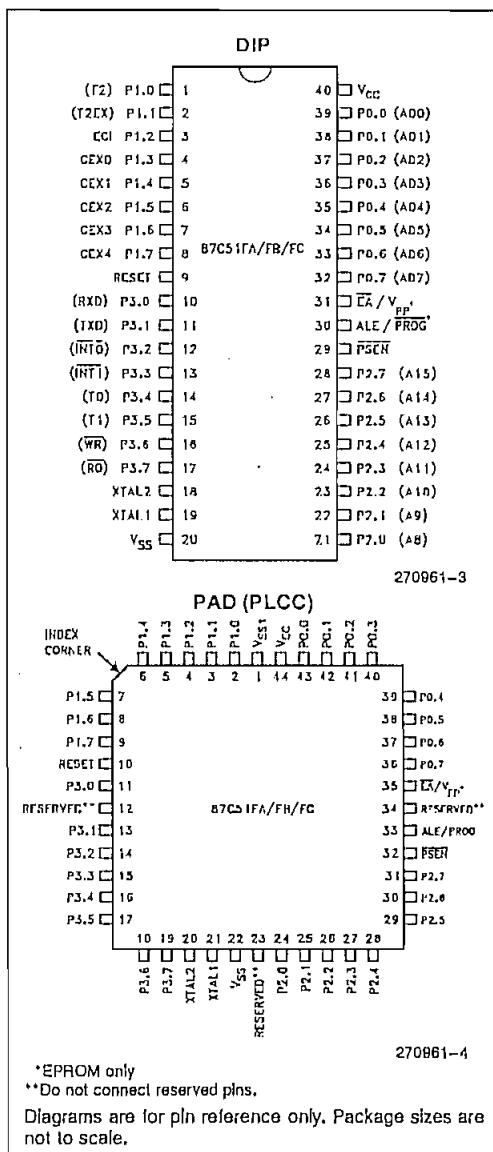


Figure 3. Pin Connections (Top View)

Port 2 emits the high-order address byte during fetches from external Program Memory and during accesses to external Data Memory that use 16-bit addresses (MOVX @ DPTR). In this application it uses strong internal pullups when emitting 1's. During accesses to external Data Memory that use 8-bit addresses (MOVX @ R_i), Port 2 emits the contents of the P2 Special Function Register.

Some Port 2 pins receive the high-order address bits during EPROM programming and program verification.

Port 3: Port 3 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 3 output buffers can drive LS TTL inputs. Port 3 pins that have 1's written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins that are externally pulled low will source current (I_{IL} on the data sheet) because of the pullups.

Port 3 also serves the functions of various special features of the MCS-51 Family, as listed below:

Port Pin	Alternate Function
P3.0	RXD (serial input port)
P3.1	TXD (serial output port)
P3.2	INT0 (external interrupt 0)
P3.3	INT1 (external interrupt 1)
P3.4	T0 (Timer 0 external input)
P3.5	T1 (Timer 1 external input)
P3.6	WR (external data memory write strobe)
P3.7	RD (external data memory read strobe)

RST: Reset input. A high on this pin for two machine cycles while the oscillator is running resets the device. The port pins will be driven to their reset condition when a minimum V_{IH1} is applied, whether the oscillator is running or not. An internal pulldown resistor permits a power-on reset with only a capacitor connected to V_{CC}.

ALE/PROG: Address Latch Enable output pulse for latching the low byte of the address during accesses to external memory. This pin (ALE/PROG) is also the program pulse input during EPROM programming for the 87C51FA/FB/FC.

In normal operation ALE is emitted at a constant rate of 1/6 the oscillator frequency, and may be used for external timing or clocking purposes. Note, however, that one ALE pulse is skipped during each access to external Data Memory.

Throughout the remainder of this data sheet, ALE will refer to the signal coming out of the ALE/PROG pin, and the pin will be referred to as the ALE/PROG pin.

PSEN: Program Store Enable is the read strobe to external Program Memory.

When the 87C51FA/FB/FC is executing code from external Program Memory, PSEN is activated twice each machine cycle, except that two PSEN activations are skipped during each access to external Data Memory.

EA/V_{PP}: External Access enable. EA must be strapped to V_{SS} in order to enable the device to fetch code from external Program Memory locations 0000H to 0FFFFH. Note, however, that if either of the Program Lock bits are programmed, EA will be internally latched on reset.

EA should be strapped to V_{CC} for internal program executions.

This pin also receives the programming supply voltage (V_{PP}) during EPROM programming.

XTAL1: Input to the inverting oscillator amplifier.

XTAL2: Output from the inverting oscillator amplifier.

OSCILLATOR CHARACTERISTICS

XTAL1 and XTAL2 are the input and output, respectively, of an inverting amplifier which can be configured for use as an on-chip oscillator, as shown in Figure 4. Either a quartz crystal or ceramic resonator may be used. More detailed information concerning the use of the on-chip oscillator is available in Application Note AP-155, "Oscillators for Microcontrollers", and in Application Note AP-486, "Oscillator Design for Microcontrollers".

To drive the device from an external clock source, XTAL1 should be driven, while XTAL2 floats, as shown in Figure 5. There are no requirements on the duty cycle of the external clock signal, since the input to the internal clocking circuitry is through a divide-by-two flip-flop, but minimum and maximum high and low times specified on the data sheet must be observed.

An external oscillator may encounter as much as 100 pF load at XTAL1 when it starts up. This is due to interaction between the amplifier and its feedback capacitance. Once the external signal meets V_{IL} and V_{IH} specifications the capacitance will not exceed 20 pF.

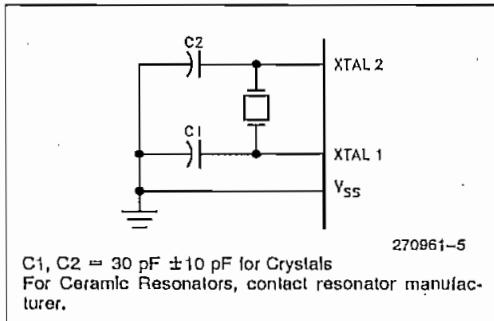


Figure 4. Oscillator Connections

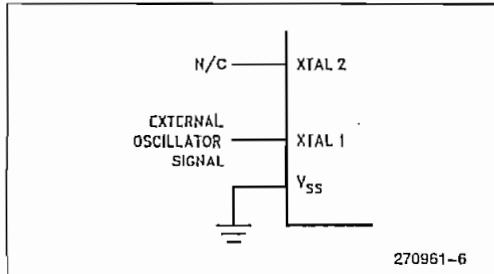


Figure 5. External Clock Drive Configuration

IDLE MODE

The user's software can invoke the Idle Mode. When the microcontroller is in this mode, power consumption is reduced. The Special Function Registers and the onboard RAM retain their values during Idle, but the processor stops executing instructions. Idle Mode will be exited if the chip is reset or if an enabled interrupt occurs. The PCA timer/counter can optionally be left running or paused during Idle Mode.

POWER DOWN MODE

To save even more power, a Power Down mode can be invoked by software. In this mode, the oscillator is stopped and the instruction that invoked Power Down is the last instruction executed. The on-chip RAM and Special Function Registers retain their values until the Power Down mode is terminated.

On the 87C51FA/FB/FC either a hardware reset or external interrupt can cause an exit from Power Down. Reset redefines all the SFRs but does not change the on-chip RAM. An external interrupt allows both the SFRs and the on-chip RAM to retain their values.

To properly terminate Power Down the reset or external interrupt should not be executed before V_{CC} is restored to its normal operating level and must be held active long enough for the oscillator to restart and stabilize (normally less than 10 ms).

With an external interrupt, INT0 or INT1 must be enabled and configured as level-sensitive. Holding the pin low restarts the oscillator (the oscillator must be allowed time to stabilize after start up, before this pin is released high) but bringing the pin back high completes the exit. Once the interrupt is serviced, the next instruction to be executed after RETI will be the one following the instruction that put the device into Power Down.

DESIGN CONSIDERATION

When the Idle mode is terminated by a hardware reset, the device normally resumes program execution, from where it left off, up to two machine cycles before the internal reset algorithm takes control. On-chip hardware inhibits access to internal RAM in this event, but access to the port pins is not inhibited. To eliminate the possibility of an unexpected write when Idle is terminated by reset, the instruction following the one that invokes Idle should not be one that writes to a port pin or to external memory.

ONCE MODE

The ONCE ("On-Circuit Emulation") Mode facilitates testing and debugging of systems using the 87C51FA/FB/FC without removing it from the circuit. The ONCE Mode is invoked by:

1. Pull ALE low while the device is in reset and PSEN is high;
2. Hold ALE low as RST is deactivated.

While the device is in ONCE Mode, the Port 0 pins float, and the other port pins and ALE and PSEN are weakly pulled high. The oscillator circuit remains active. While the 87C51FA/FB/FC is in this mode, an emulator or test CPU can be used to drive the circuit. Normal operation is restored when a normal reset is applied.

RFI REDUCTION MODE

The RFI reduction feature can be used only if external program memory is not required since this mode disables the ALE pin during instruction code fetches. By writing a logical one to the LSB of the Auxiliary Register (address 08EH), the ALE is disabled for instruction code fetches and the output is weakly held high. When a logical zero is written, the ALE pin is enabled allowing it to generate the Address Latch Enable signal. This bit is cleared by reset. Once disabled, ALE remains disabled until it is reset by software or until a hardware reset occurs.

Table 2. Status of the External Pins during Idle and Power Down

Mode	Program Memory	ALE	PSEN	PORT0	PORT1	PORT2	PORT3
Idle	Internal	1	1	Data	Data	Data	Data
Idle	External	1	1	Float	Data	Address	Data
Power Down	Internal	0	0	Data	Data	Data	Data
Power Down	External	0	0	Float	Data	Data	Data

NOTE:

For more detailed information on the reduced power modes refer to current Embedded Applications Handbook, and Application Note AP-252, "Designing with the 80C51BH."

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Ambient Temperature Under Bias	-40°C to $+125^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Voltage on EA/V _{PP} Pin to V _{SS}	0V to +13.0V
Voltage on Any Other Pin to V _{SS}	-0.5V to +6.5V
I _{OL} Per I/O Pin	15 mA
Power Dissipation	1.5W (Based on package heat transfer limitations, not device power consumption)
Typical Junction Temperature	$+135^{\circ}\text{C}$ (Based on ambient temperature at $+125^{\circ}\text{C}$)
Typical Thermal Resistance Junction-to-Ambient (θ_{JA}):	
PDIP	45°C/W
PLCC	46°C/W

NOTICE: This data sheet contains information on products in the sampling and initial production phases of development. The specifications are subject to change without notice. Verify with your local Intel Sales office that you have the latest data sheet before finalizing a design.

*WARNING: Stressing the device beyond the "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage. These are stress ratings only. Operation beyond the "Operating Conditions" is not recommended and extended exposure beyond the "Operating Conditions" may affect device reliability.

ADVANCED INFORMATION—CONTACT INTEL FOR DESIGN-IN INFORMATION**DC CHARACTERISTICS: ($T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$; $V_{CC} = 5\text{V} \pm 20\%$; $V_{SS} = 0\text{V}$)**

Symbol	Parameter	Min	Typ (Note 4)	Max	Unit	Test Conditions
V _{IL}	Input Low Voltage	-0.5		0.2 V _{CC} - 0.1	V	
V _{IL1}	Input Low Voltage \bar{EA}	0		0.2 V _{CC} - 0.3	V	
V _{IH}	Input High Voltage (Except XTAL1, RST, \bar{EA})	0.2 V _{CC} + 0.9		V _{CC} + 0.5	V	
V _{IH1}	Input High Voltage (XTAL1, RST)	0.7 V _{CC}		V _{CC} + 0.5	V	
V _{OL}	Output Low Voltage (Note 5) (Ports 1, 2 and 3)			0.3	V	I _{OL} = 100 μA (Note 1)
				0.45	V	I _{OL} = 1.6 mA (Note 1)
				1.0	V	I _{OL} = 3.5 mA (Note 1)
V _{OL1}	Output Low Voltage (Note 5) (Port 0, ALE, PSEN)			0.3	V	I _{OL} = 200 μA (Note 1)
				0.45	V	I _{OL} = 3.2 mA (Note 1)
				1.0	V	I _{OL} = 7.0 mA (Note 1)
V _{OH}	Output High Voltage (Ports 1, 2 and 3)	V _{CC} - 0.3			V	I _{OH} = -10 μA
		V _{CC} - 0.7			V	I _{OH} = -30 μA
		V _{CC} - 1.5			V	I _{OH} = -60 μA
V _{OH1}	Output High Voltage (Port 0 in External Bus Mode, ALE, PSEN)	V _{CC} - 0.3			V	I _{OH} = -200 μA
		V _{CC} - 0.7			V	I _{OH} = -3.2 mA
		V _{CC} - 1.5			V	I _{OH} = -7.0 mA
I _{IL}	Logical 0 Input Current (Ports 1, 2 and 3)			-75	μA	V _{IN} = 0.45V
I _{LI1}	Input Leakage Current (Port 0)			± 10	μA	0.45V < V _{IN} < V _{CC}
I _{TL}	Logical 1 to 0 Transition Current (Ports 1, 2 and 3)			-750	μA	V _{IN} = 2V
RRST	RST Pulldown Resistor	40		225	K Ω	
C _{IO}	Pin Capacitance		10		pF	@1 MHz, 25°C
I _{CC}	Power Supply Current: Running at 16/20 MHz (Figure 6) Idle Mode at 16/20 MHz (Figure 6) Power Down Mode		26/28 5 15	35/40 12/14 100	mA mA μA	(Note 3)

NOTES:

1. Capacitive loading on Ports 0 and 2 may cause noise pulses above 0.4V to be superimposed on the V_{OL} s of ALE and Ports 1, 2 and 3. The noise is due to external bus capacitance discharging into the Port 0 and Port 2 pins when these pins change from 1 to 0. In applications where capacitive loading exceeds 100 pF, the noise pulses on these signals may exceed 0.8V. It may be desirable to qualify ALE or other signals with Schmitt triggers or CMOS-level input logic.
2. Capacitive loading on Ports 0 and 2 cause the V_{OH} on ALE and PSEN to drop below the 0.9 V_{CC} specification when the address lines are stabilizing.
3. See Figures 6-9 for test conditions. Minimum V_{CC} for Power Down is 2V.
4. Typicals are based on limited number of samples and are not guaranteed. The values listed are at room temperature and 5V.
5. Under steady state (non-transient) conditions, I_{OL} must be externally limited as follows:

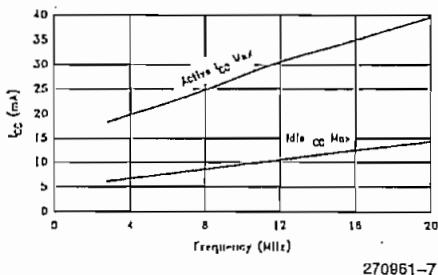
Maximum I_{OL} per port pin:	10mA
Maximum I_{OL} per 8-bit port—	

Port 0: 26 mA

Ports 1, 2 and 3: 15 mA

Maximum total I_{OL} for all output pins: 71 mA

If I_{OL} exceeds the test condition, V_{OL} may exceed the related specification. Pins are not guaranteed to sink current greater than the listed test conditions.



270861-7

I_{CC} Max at other frequencies is given by:

Active Mode

$$I_{CC} \text{ Max} = (1.25 \times \text{Osc Freq}) + 15$$

Idle Mode

$$I_{CC} \text{ Max} = (0.5 \times \text{Osc Freq}) + 4$$

Where Osc Freq is in MHz, I_{CC} is in mA.

Figure 6. I_{CC} vs Frequency

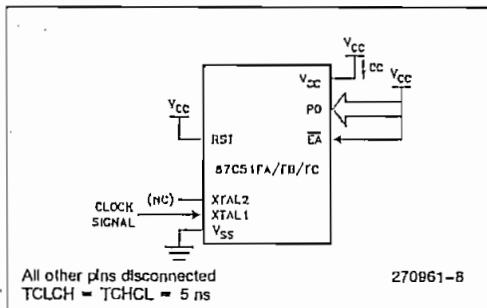


Figure 7. I_{CC} Test Condition, Active Mode

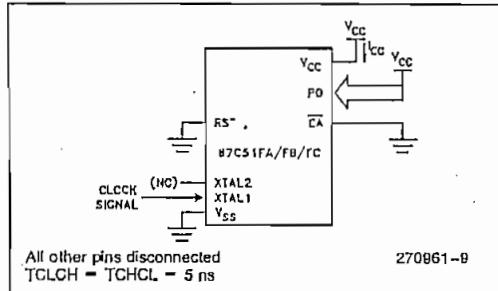


Figure 8. I_{CC} Test Condition Idle Mode

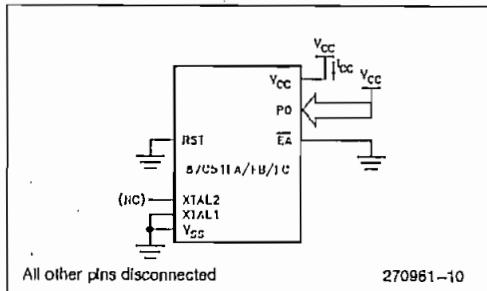


Figure 9. I_{CC} Test Condition, Power Down Mode.
 $V_{CC} = 2.0V$ to $5.5V$.

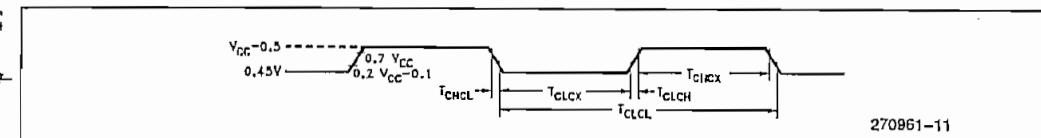


Figure 10. Clock Signal Waveform for I_{CC} Tests in Active and Idle Modes. $T_{CLCH} = T_{CHCL} = 5$ ns.

EXPLANATION OF THE AC SYMBOLS

Each timing symbol has 5 characters. The first character is always a 'T' (stands for time). The other characters, depending on their positions, stand for the name of a signal or the logical status of that signal. The following is a list of all the characters and what they stand for.

- A: Address
- C: Clock
- D: Input Data
- H: Logic level HIGH
- I: Instruction (program memory contents)

- L: Logic level LOW, or ALE
- P: $\overline{\text{PSEN}}$
- Q: Output Data
- R: $\overline{\text{RD}}$ signal
- T: Time
- V: Valid
- W: $\overline{\text{WR}}$ signal
- X: No longer a valid logic level
- Z: Float

For example,

$$\begin{aligned} T_{AVLL} &= \text{Time from Address Valid to ALE Low} \\ T_{LLPL} &= \text{Time from ALE Low to } \overline{\text{PSEN}} \text{ Low} \end{aligned}$$

AC CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5V \pm 20\%$, $V_{SS} = 0V$, Load Capacitance for Port 0, ALE/PROG and $\overline{\text{PSEN}} = 100 \text{ pF}$, Load Capacitance for All Other Outputs = 80 pF)

ADVANCED INFORMATION—CONTACT INTEL FOR DESIGN-IN INFORMATION

EXTERNAL PROGRAM MEMORY CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	12 MHz Oscillator		Variable Oscillator		Units	
		Min	Max	87C51FA/FB/FC / 87C51FC-20			
				Min	Max		
T_{CLCL}	Oscillator Frequency			3.5	16/20	MHz	
T_{LHLL}	ALE Pulse Width	127		$2T_{CLCL} - 40$		ns	
T_{AVLL}	Address Valid to ALE Low	43		$T_{CLCL} - 40$		ns	
T_{LLAX}	Address Hold After ALE Low	53		$T_{CLCL} - 30$		ns	
T_{LLIV}	ALE Low to Valid Instruction In		234		$4T_{CLCL} - 100/4T_{CLCL} - 75^*$	ns	
T_{LLPL}	ALE Low to $\overline{\text{PSEN}}$ Low	53		$T_{CLCL} - 30$		ns	
T_{PLPH}	$\overline{\text{PSEN}}$ Pulse Width	205		$3T_{CLCL} - 45$		ns	
T_{PLIV}	$\overline{\text{PSEN}}$ Low to Valid Instruction In		145		$3T_{CLCL} - 105/3T_{CLCL} - 90^*$	ns	
T_{PXIX}	Input Inst. Hold After $\overline{\text{PSEN}}$ Trans	0		0		ns	
T_{PXIZ}	Input Inst. Float After $\overline{\text{PSEN}}$ Trans		59		$T_{CLCL} - 25/T_{CLCL} - 20^*$	ns	
T_{AVIV}	Address Valid to Valid Instruction In		312		$5T_{CLCL} - 105$	ns	
T_{PLAZ}	$\overline{\text{PSEN}}$ Low to Address Float		10		10	ns	
T_{RLRH}	$\overline{\text{RD}}$ Pulse Width	400		$6T_{CLCL} - 100$		ns	
T_{WLWH}	$\overline{\text{WR}}$ Pulse Width	400		$6T_{CLCL} - 100$		ns	

AC CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5V \pm 20\%$, $V_{SS} = 0V$, Load Capacitance for Port 0, $\overline{\text{ALE}}/\overline{\text{PROG}}$ and $\overline{\text{PSEN}} = 100 \text{ pF}$, Load Capacitance for All Other Outputs = 80 pF)
 (Continued)

ADVANCED INFORMATION—CONTACT INTEL FOR DESIGN-IN INFORMATION

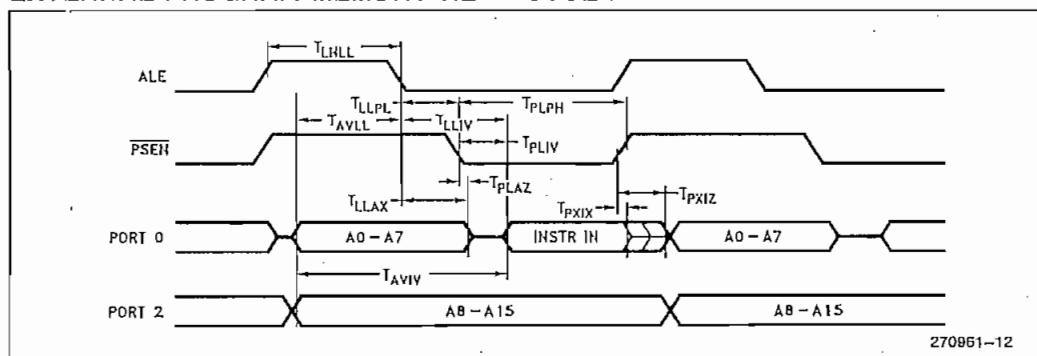
EXTERNAL PROGRAM MEMORY CHARACTERISTICS (Continued)

Symbol	Parameter	12 MHz Oscillator		Variable Oscillator		Units	
		Min	Max	87C51FA/FB/FC/87C51FC-20			
				Min	Max		
T_{RLDV}	$\overline{\text{RD}}$ Low to Valid Data In		252		$5T_{CLCL} - 165/$ $5T_{CLCL} - 95^*$	ns	
T_{RHDX}	Data Hold After $\overline{\text{RD}}$ High	0		0		ns	
T_{RHDZ}	Data Float After $\overline{\text{RD}}$ High		107		$2T_{CLCL} - 60$	ns	
T_{LLDV}	ALE Low to Valid Data In		517		$8T_{CLCL} - 150/$ $8T_{CLCL} - 90^*$	ns	
T_{AVDV}	Address Valid to Valid Data In		585		$9T_{CLCL} - 165/$ $9T_{CLCL} - 90^*$	ns	
T_{LLWL}	ALE Low to $\overline{\text{RD}}$ or $\overline{\text{WR}}$ Low	200	300	$3T_{CLCL} - 50$	$3T_{CLCL} + 50$	ns	
T_{AVWL}	Address Valid to $\overline{\text{WR}}$ Low	203		$4T_{CLCL} - 130/$ $4T_{CLCL} - 90^*$		ns	
T_{QVWX}	Data Valid before $\overline{\text{WR}}$ Low	33		$T_{CLCL} - 50/$ $T_{CLCL} - 35^*$		ns	
T_{WHQX}	Data Hold after $\overline{\text{WR}}$ High	33		$T_{CLCL} - 50/$ $T_{CLCL} - 40^*$		ns	
T_{QVWH}	Data Valid to $\overline{\text{WR}}$ High	433		$7T_{CLCL} - 150/$ $7T_{CLCL} - 70^*$		ns	
T_{RLAZ}	$\overline{\text{RD}}$ Low to Address Float		0		0	ns	
T_{WHLH}	$\overline{\text{RD}}$ or $\overline{\text{WR}}$ High to ALE High	43	123	$T_{CLCL} - 40$	$T_{CLCL} + 40$	ns	

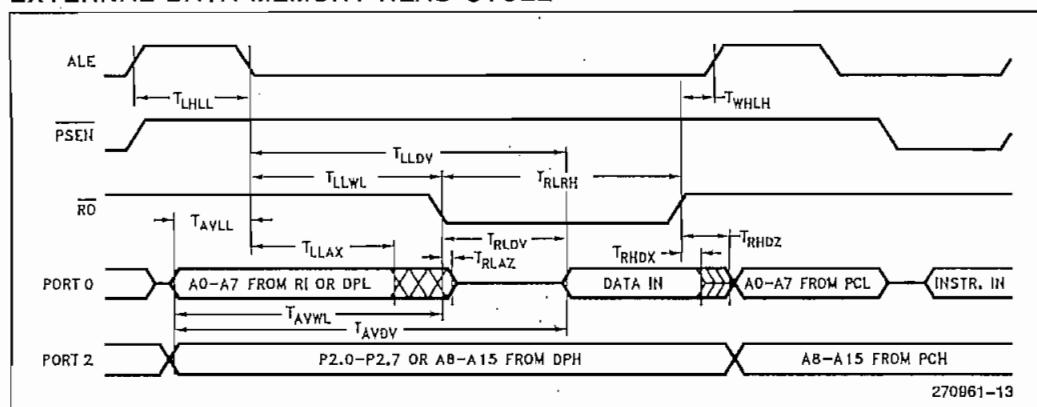
NOTE:

*Timings specified for the 87C51FC-20 are valid at 20 MHz only. For timing information below 20 MHz, use the 87C51FA/FB/FC timings.

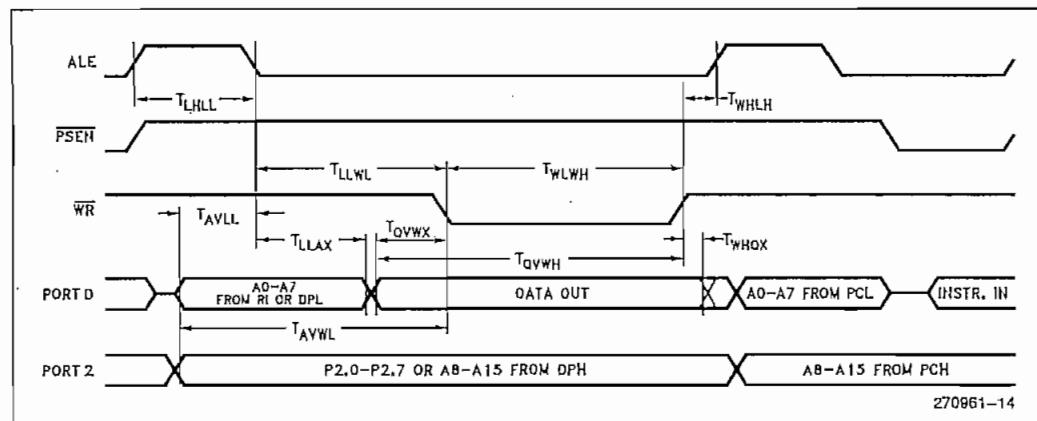
→ EXTERNAL PROGRAM MEMORY READ CYCLE



EXTERNAL DATA MEMORY READ CYCLE



EXTERNAL DATA MEMORY WRITE CYCLE

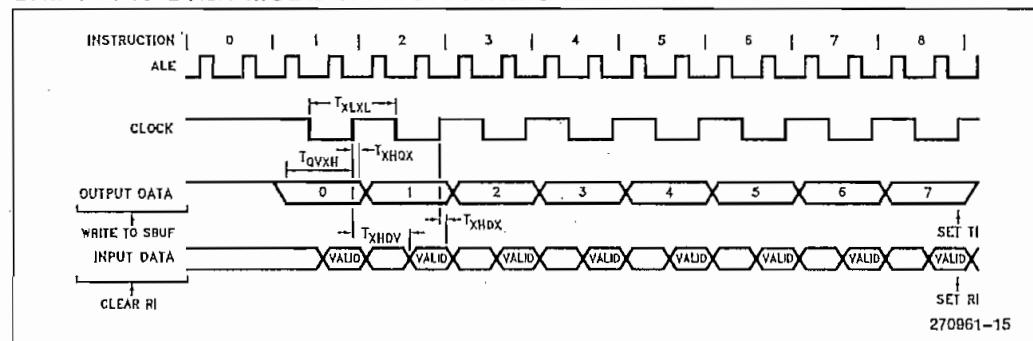


SERIAL PORT TIMING—SHIFT REGISTER MODE

Test Conditions: $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$; $V_{CC} = 5\text{V} \pm 20\%$; $V_{SS} = 0\text{V}$; Load Capacitance = 80 pF

Symbol	Parameter	12 MHz Oscillator		Variable Oscillator		Units
		Min	Max	Min	Max	
T_{XLXL}	Serial Port Clock Cycle Time	1		$12T_{CLCL}$		μs
T_{OVXH}	Output Data Setup to Clock Rising Edge	700		$10T_{CLCL}-133$		ns
T_{XHOX}	Output Data Hold after Clock Rising Edge	50		$2T_{CLCL}-117$		ns
T_{XHDX}	Input Data Hold After Clock Rising Edge	0		0		ns
T_{XHDV}	Clock Rising Edge to Input Data Valid		700		$10T_{CLCL}-133$	ns

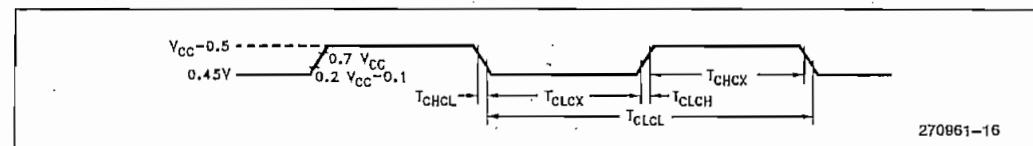
SHIFT REGISTER MODE TIMING WAVEFORMS



EXTERNAL CLOCK DRIVE

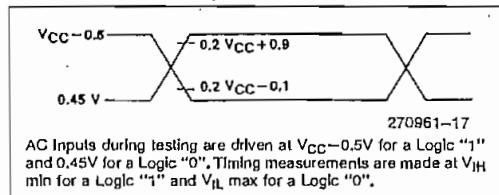
Symbol	Parameter	Min	Max	Units
$1/T_{CLCL}$	Oscillator Frequency 87C51FA/FB/FC	3.5	16/20	MHz
T_{CHCX}	High Time	20		ns
T_{CLCX}	Low Time	20		ns
T_{CLCH}	Rise Time		20	ns
T_{CHCL}	Fall Time		20	ns

EXTERNAL CLOCK DRIVE WAVEFORMS



ADVANCE INFORMATION

AC TESTING INPUT, OUTPUT WAVEFORMS



FLOAT WAVEFORMS

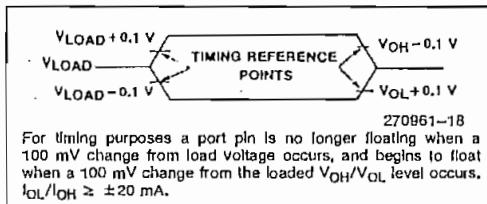


Table 3. EPROM Programming Modes

Mode		RST	PSEN	ALE/ PROG	EA/ V _{PP}	P2.6	P2.7	P3.3	P3.6	P3.7
Program Code Data		H	L	---	12.75V	L	H	H	H	H
Verify Code Data		H	L	H	H	L	L	L	H	H
Program Encryption Array Address 0-3FH		H	L	---	12.75V	L	H	H	L	H
Program Lock Bits	Bit 1	H	L	---	12.75V	H	H	H	H	H
	Bit 2	H	L	---	12.75V	H	H	H	L	L
	Bit 3	H	L	---	12.75V	H	L	H	H	L
Read Signature Byte		H	L	H	H	L	L	L	L	L

DEFINITION OF TERMS
(EPROM PROGRAMMING)

ADDRESS LINES: P1.0-P1.7, P2.0-P2.5, P3.4-P3.5 respectively for A0-A13.

DATA LINES: P0.0-P0.7 for D0-D7.

CONTROL SIGNALS: RST, PSEN, P2.6, P2.7, P3.3, P3.6, P3.7

PROGRAM SIGNALS: ALE/PROG, EA/V_{PP}

PROGRAMMING THE EPROM

The part must be running with a 4 MHz to 6 MHz oscillator. The address of an EPROM location to be programmed is applied to address lines while the code byte to be programmed in that location is applied to data lines. Control and program signals must be held at the levels indicated in Table 3. Normally EA/V_{PP} is held at logic high until just before ALE/PROG is to be pulsed. The EA/V_{PP} is raised to V_{PP}, ALE/PROG is pulsed low and then EA/V_{PP} is returned to a high (also refer to timing diagrams).

NOTE:

Exceeding the V_{PP} maximum for any amount of time could damage the device permanently. The V_{PP} source must be well regulated and free of glitches.

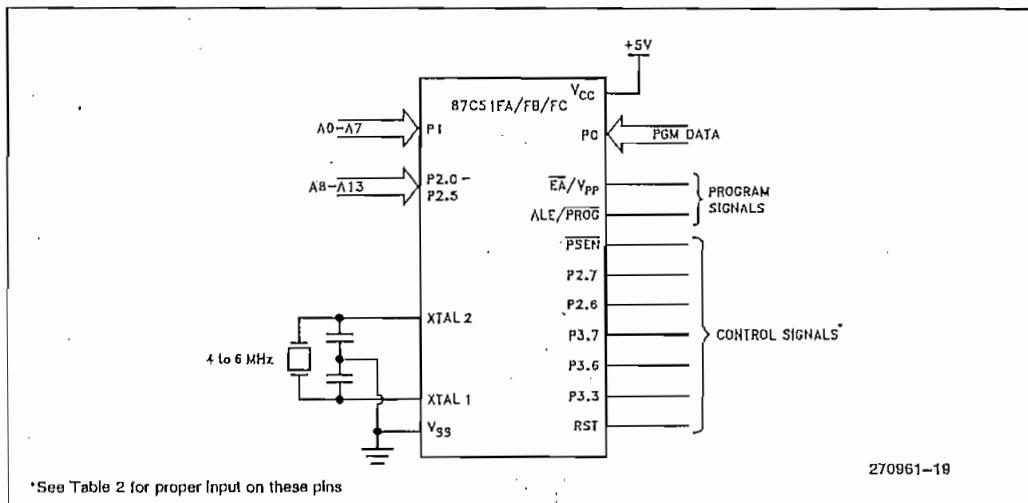


Figure 11. Programming the EPROM

PROGRAMMING ALGORITHM

Refer to Table 3 and Figures 11 and 12 for address, data, and control signals set up. To program the 87C51FA/FB/FC the following sequence must be exercised.

1. Input the valid address on the address lines.
2. Input the appropriate data byte on the data lines.
3. Activate the correct combination of control signals.
4. Raise EA/V_{PP} from V_{CC} to 12.75V ± 0.25V.
5. Pulse ALE/PROG 5 times for the EPROM array, and 25 times for the encryption table and the lock bits.

Repeat 1 through 5 changing the address and data for the entire array or until the end of the object file is reached.

PROGRAM VERIFY

Program verify may be done after each byte or block of bytes is programmed. In either case a complete verify of the programmed array will ensure reliable programming of the 87C51FA/FB/FC.

The lock bits cannot be directly verified. Verification of the lock bits is done by observing that their features are enabled. Refer to the EPROM Program Lock section in this data sheet.

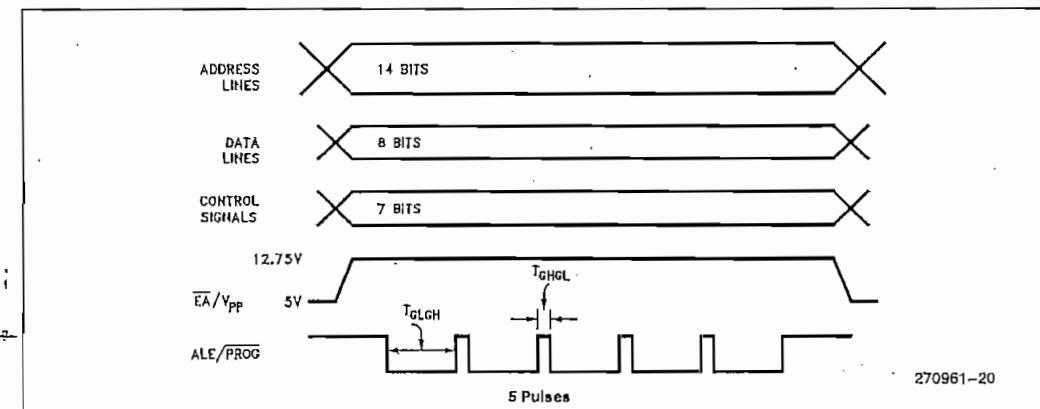


Figure 12. Programming Signal's Waveforms

ADVANCE INFORMATION



EPROM Program Lock

The 87C51FA/FB/FC program lock system, when programmed, protects the onboard program against software piracy.

The 87C51FA/FB/FC has a 3-level program lock system and a 64-byte encryption array. Since this is an EPROM device, all locations are user programmable. See Table 4.

Program Lock Bits

The 87C51FA/FB/FC has 3 programmable lock bits that when programmed according to Table 4 will provide different levels of protection for the on-chip code and data.

Erasing the EPROM also erases the encryption array and the program lock bits, returning the part to full functionality.

Encryption Array

Within the EPROM array are 64 bytes of Encryption Array that are initially unprogrammed (all 1's). Every time that a byte is addressed during a verify, 6 address lines are used to select a byte of the Encryption Array. This byte is then exclusive-NOR'ed (XNOR) with the code byte, creating an Encryption Verify byte. The algorithm, with the array in the unprogrammed state (all 1's), will return the code in its original, unmodified form. For programming the Encryption Array, refer to Table 3 (EPROM Programming Mode).

Reading the Signature Bytes

The 87C51FA/FB/FC has 3 signature bytes in locations 30H, 31H and 60H. To read these bytes follow the procedure for EPROM verify, but activate the control lines provided in Table 3 for Read Signature Byte.

Location: 30H = 89H

31H = 58H

60H = FBH (for an FB part)

60H = FCH (for an FC part)

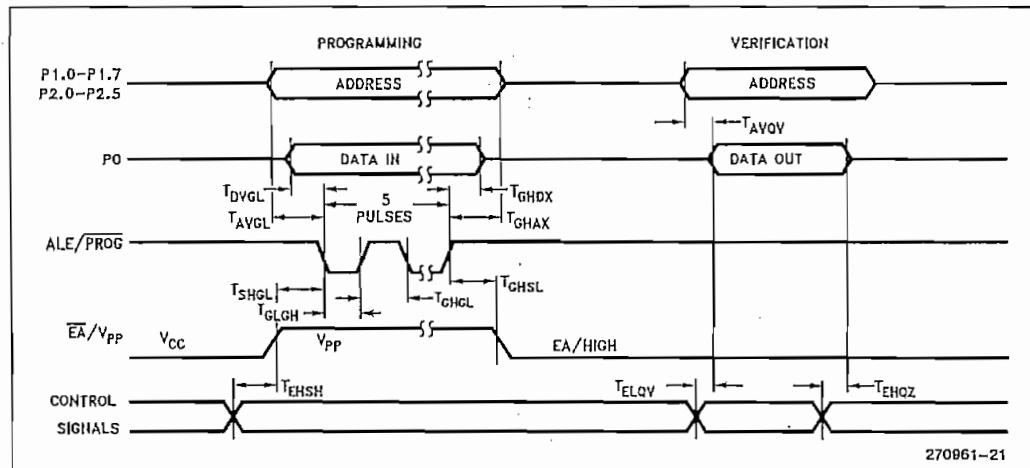
Table 4. Program Lock Bits and the Features

Program Lock Bits				Protection Type
	LB1	LB2	LB3	
1	U	U	U	No Program Lock features enabled. (Code verify will still be encrypted by the Encryption Array if programmed.)
2	P	U	U	MOVC instructions executed from external program memory are disabled from fetching code bytes from internal memory, EA is sampled and latched on Reset, and further programming of the EPROM is disabled.
3	P	P	U	Same as 2, also verify is disabled.
4	P	P	P	Same as 3, also external execution is disabled.

Any other combination of the lock bits is not defined.

EPROM PROGRAMMING AND VERIFICATION CHARACTERISTICS
 $(T_A = 21^\circ C \text{ to } 27^\circ C; V_{CC} = 5V \pm 20\%; V_{SS} = 0V)$
ADVANCED INFORMATION—CONTACT INTEL FOR DESIGN-IN INFORMATION

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V_{PP}	Programming Supply Voltage	12.5	13.0	V
I_{PP}	Programming Supply Current		75	mA
$1/T_{CLCL}$	Oscillator Frequency	4	6	MHz
T_{AVGL}	Address Setup to PROG Low	$48T_{CLCL}$		
T_{GHAX}	Address Hold after PROG	$48T_{CLCL}$		
T_{DVGL}	Data Setup to PROG Low	$48T_{CLCL}$		
T_{GHDX}	Data Hold after PROG	$48T_{CLCL}$		
T_{EHSH}	(Enable) High to V_{PP}	$48T_{CLCL}$		
T_{SHGL}	V_{PP} Setup to PROG Low	10		μs
T_{GHSL}	V_{PP} Hold after PROG	10		μs
T_{GLGH}	PROG Width	90	110	μs
T_{AVQV}	Address to Data Valid		$48T_{CLCL}$	
T_{ELQV}	ENABLE Low to Data Valid		$48T_{CLCL}$	
T_{EHOZ}	Data Float after ENABLE	0	$48T_{CLCL}$	
T_{GHGL}	PROG High to PROG Low	10		μs

EPROM PROGRAMMING AND VERIFICATION WAVEFORMS


DATA SHEET REVISION HISTORY

The following are key differences between this data sheet and the -002 revision of the data sheet:

1. The data sheet has been revised from the 87C51FB/87C51FC to the 87C51FA/87C51FB/87C51FC/87C51FC-20 and includes the 20 MHz 87C51FC.
2. RST pin in Figure 3 has been changed to RESET pin.
3. Reference to Application Note AP-486 was added on page 5.
4. The I_{CC} specification has been corrected in the D.C. Characteristics section.
5. The 20 MHz I_{CC} max values have been added.
6. 20 MHz 87C51FC timings information were added to the External Program Memory Characteristics table.

DATA SHEET REVISION HISTORY

The following are key differences between this data sheet and the -001 version of the data sheet:

1. "NC" pin labels changed to "Reserved" in Figure 3.
2. Capacitor value for ceramic resonators deleted in Figure 4.
3. Replaced A0-A15 with P1.0-P1.7, P2.0-P2.5 (EPROM programming and verification waveforms).
4. Replaced D0-D7 with P0 (EPROM programming and verification waveforms).
5. Combined the 87C51FB and 87C51FC data sheets.

The following are the key differences between the previous 87C51FB data sheet versions and this new data sheet (rev-001):

1. The data sheet has been revised from a 83C51FB/87C51FB to an 87C51FB data sheet only.
2. The data sheet has been revised to specify AC and DC parameters to V_{CC} = 5V ±20% instead of V_{CC} = 5V ±10%.
3. The 87C51FB is now offered in a 3.5 MHz–20 MHz version.
4. The RST description has been modified to clarify the reset operation when the oscillator is not running.
5. Figure 4 (Oscillator Connections) has been changed for Ceramic Resonators.
6. A description of RFI Reduction Mode has been added.
7. V_{OHI}, I_L, I_{TL} and I_{CC} DC Characteristics have been revised.
8. Note 1 of the DC Characteristics has been clarified.
9. The External Clock Drive diagram has been modified to include 16 MHz and 20 MHz device types.
10. The Float Waveforms diagram has been revised for greater clarity.
11. Table 4, EPROM Programming Modes, has been modified, included logic levels for P3.3 and three program lock bits.
12. The Encryption Array section now states that six address lines are used to select a byte from the Encryption Array instead of five.
13. The I_{PP} specification in the EPROM Programming and Verification Characteristics has been increased to 75 mA.



National Semiconductor

December 1994

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

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

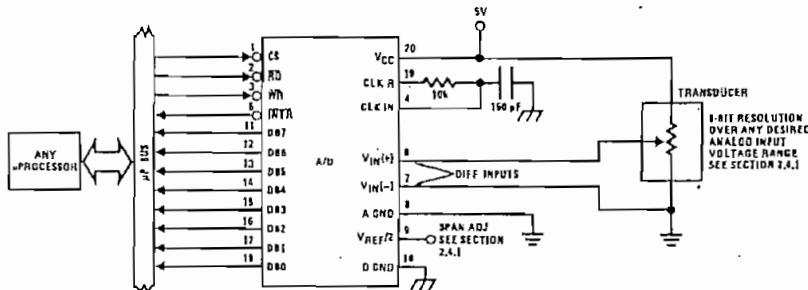
- Compatible with 8080 μ P derivatives—no interfacing logic needed - access time - 135 ns
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"

- 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

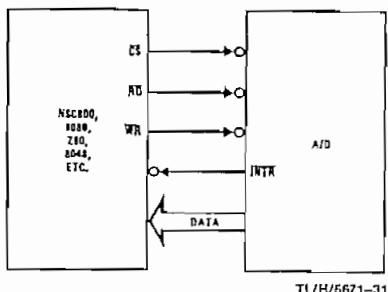
- | | |
|-------------------|--|
| ■ Resolution | 8 bits |
| ■ Total error | $\pm \frac{1}{4}$ LSB, $\pm \frac{1}{2}$ LSB and ± 1 LSB |
| ■ Conversion time | 100 μ s |

Typical Applications



TL/H/6671-1

8080 Interface



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	$\pm \frac{1}{4}$ LSB		
ADC0802		$\pm \frac{1}{2}$ LSB	
ADC0803	$\pm \frac{1}{2}$ 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
Voltage	
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 $T_A = 25^\circ C$	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°C $\leq T_A \leq +125^\circ C$
ADC0801/02/03/04LCJ	-40°C $\leq T_A \leq +85^\circ C$
ADC0801/02/03/05LCN	-40°C $\leq T_A \leq +85^\circ C$
ADC0804LCN	0°C $\leq T_A \leq +70^\circ C$
ADC0802/03/04LCV	0°C $\leq T_A \leq +70^\circ C$
ADC0802/03/04LCWM	0°C $\leq T_A \leq +70^\circ C$
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 $f_{CLK} = 640$ kHz unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ADC0801: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/4$	LSB
ADC0802: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500$ V _{DC}			$\pm 1/2$	LSB
ADC0803: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/2$	LSB
ADC0804: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500$ V _{DC}			± 1	LSB
ADC0805: 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}
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 $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
T_C	Conversion Time	$f_{CLK} = 640$ kHz (Note 6)	103		114	μs
T_C	Conversion Time	(Note 5, 6)	66		73	1/ f_{CLK}
f_{CLK}	Clock Frequency	$V_{CC} = 5$ V _{DC} (Note 5)	100	640	1460	kHz
f_{CLK}	Clock Duty Cycle	(Note 5)	40		60	%
CR	Conversion Rate in Free-Running Mode	\overline{INTR} tied to \overline{WR} with $CS = 0$ V _{DC} , $f_{CLK} = 640$ kHz	8770		9708	conv/s
$t_{W(WR)L}$	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)	$C_L = 100$ pF		135	200	ns
t_{IH}, t_{IH}	TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of \overline{RD} to Hi-Z State)	$C_L = 10$ pF, $R_L = 10$ k Ω (See TRI-STATE Test Circuits)		125	200	ns
t_{WI}, t_{RI}	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]

$V_{IN}(1)$	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_{ADC}
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 0 V_{DC}$	-1	-0.005		μA_{ADC}
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	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_{ADC}
I_{SOURCE}		V_{OUT} Short to Gnd, $T_A = 25^\circ C$	4.5	6		mA_{ADC}
I_{SINK}		V_{OUT} Short to V_{CC} , $T_A = 25^\circ C$	9.0	16		mA_{ADC}
POWER SUPPLY						
I_{CC}	Supply Current (Includes Ladder Current) ADC0801/02/03/04LCJ/05 ADC0804LCN/LCV/LCW	$I_{CLK} = 640 kHz$, $V_{REF}/2 = NC$, $T_A = 25^\circ C$ and $C_S = 5V$			1.1 1.9	mA
					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 #mVs 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.

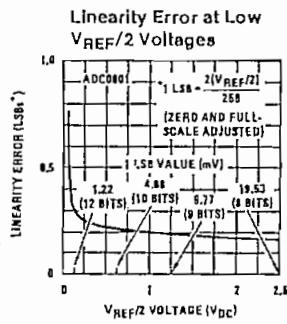
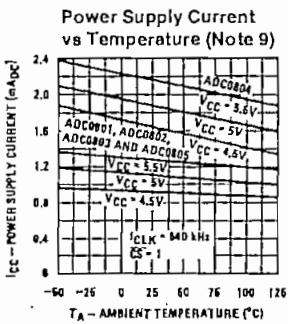
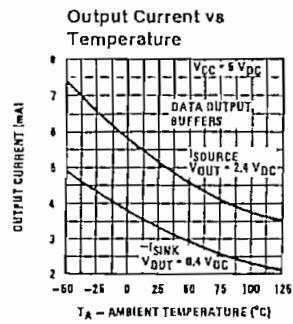
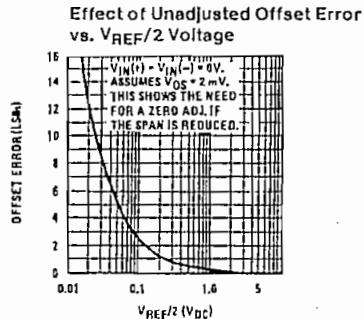
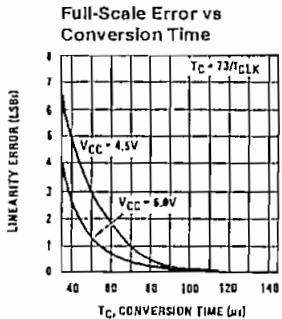
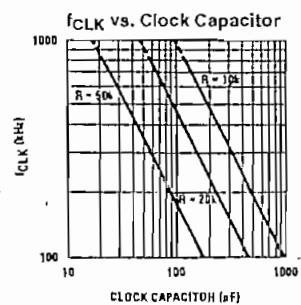
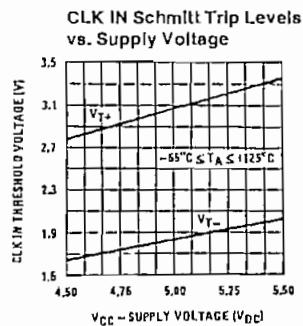
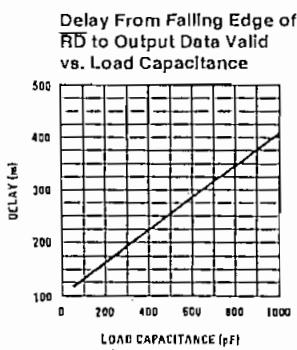
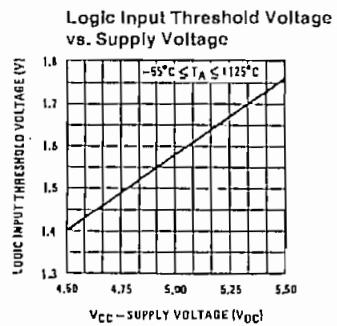
Note 7: The CS input is assumed to bracket the WR strobe input and therefore timing is dependent on the WR pulse width. An arbitrarily wide pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the WR pulse (see timing diagrams).

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 .

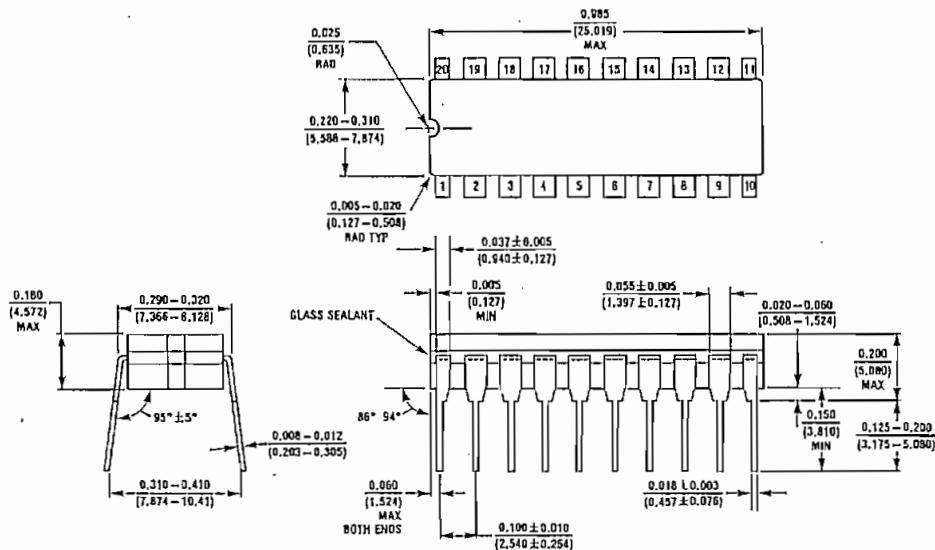
Note 10: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Typical Performance Characteristics

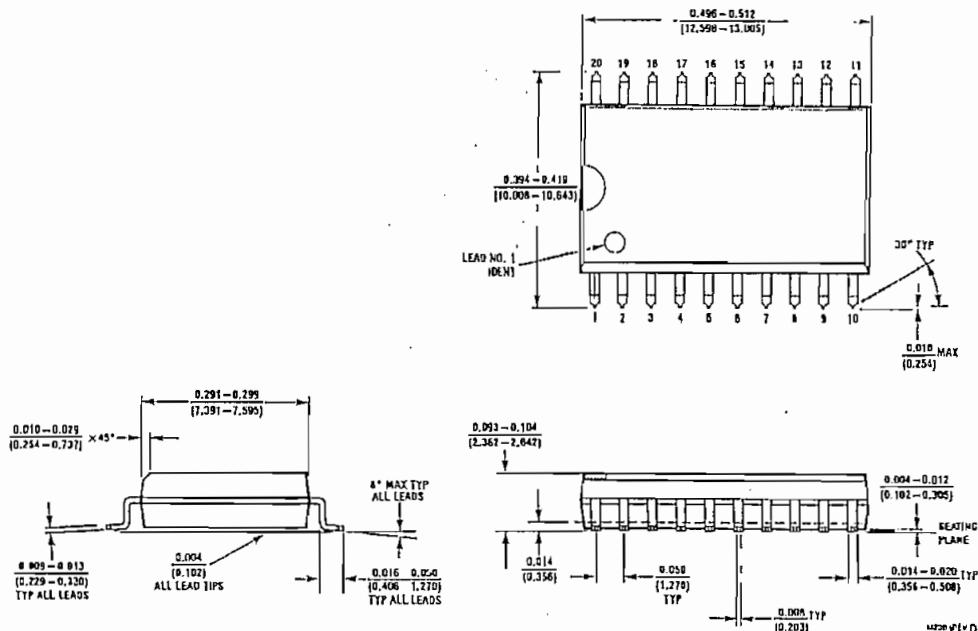


TL/H/6671-2

Physical Dimensions inches (millimeters)

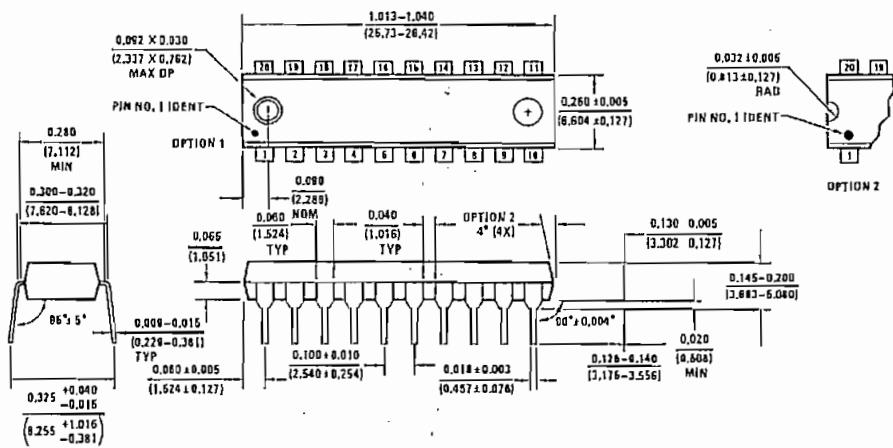


Dual-In-Line Package (J)
 Order Number ADC0801LJ, ADC0802LJ, ADC0801LCJ,
 ADC0802LCJ, ADC0803LCJ or ADC0804LCJ
 ADC0802LJ/883 or 5962-9096601MRA
 NS Package Number J20A



SO Package (M)
 Order Number ADC0802LCWM, ADC0803LCWM or ADC0804LCWM
 NS Package Number M20B

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



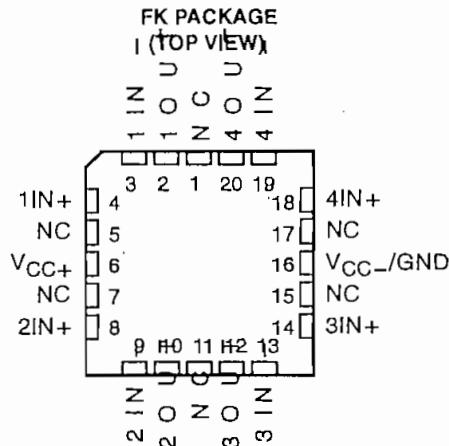
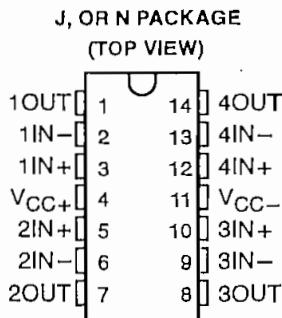
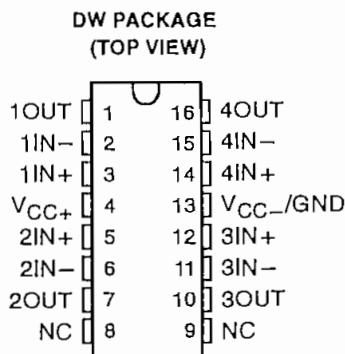
- Single-Supply Operation:
Input Voltage Range Extends to Ground and Output Swings to Ground While Sinking Current
- Input Offset Voltage . . . 300 μ V Max at 25°C for LT1014
- Offset Voltage Temperature Coefficient 2.5 μ V/°C Max at LT1014
- Input Offset Current . . . 1.5 nA Max at 25°C for LT1014
- High Gain . . . 1.2 V/ μ V Min ($R_L = 2 \text{ k}\Omega$), 0.5 V/ μ V Min ($R_L = 600 \Omega$) for LT1014
- Low Supply Current . . . 2.2 mA Max at 25°C for LT1014
- Low Peak-to-Peak Noise Voltage 0.55 μ V Typ
- Low Current Noise . . . 0.07 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Typ

description

The LT1014, LT1014A, and LT1014D are precision quad operational amplifiers with 14-pin industry-standard configuration. They feature low offset-voltage temperature coefficient, high gain, low supply current, and low noise.

The LT1014, LT1014A, and LT1014D can be operated with both dual ± 15 V and single 5-V power supplies. The common-mode input voltage range includes ground, and the output voltage can also swing to within a few milivolts of ground. Crossover distortion is eliminated.

The LT1014C and LT1014AC are characterized for operation from 0°C to 70°C. The LT1014I and LT1014DI are characterized for operation from -40°C to 105°C. The LT1014M, LT1014AM and LT1014DM are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.



NC - No internal connection

AVAILABLE OPTIONS

TA	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGE			
		SMALL OUTLINE (W)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	300 μ V 800 μ V	—	—	—	LT1014CN LT1014DN
-40°C to 105°C	300 μ V 800 μ V	—	—	—	LT1014IN LT1014DIN
-55°C to 125°C	180 μ V 300 μ V 800 μ V	— — LT1014DDDW	LT1014AMFK LT1014MFK —	LT1014AMJ LT1014MJ —	— — LT1014MN LT1014DMN

The DW package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type, (e.g., LT1014DDWR).

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

Copyright © 1992, Texas Instruments Incorporated

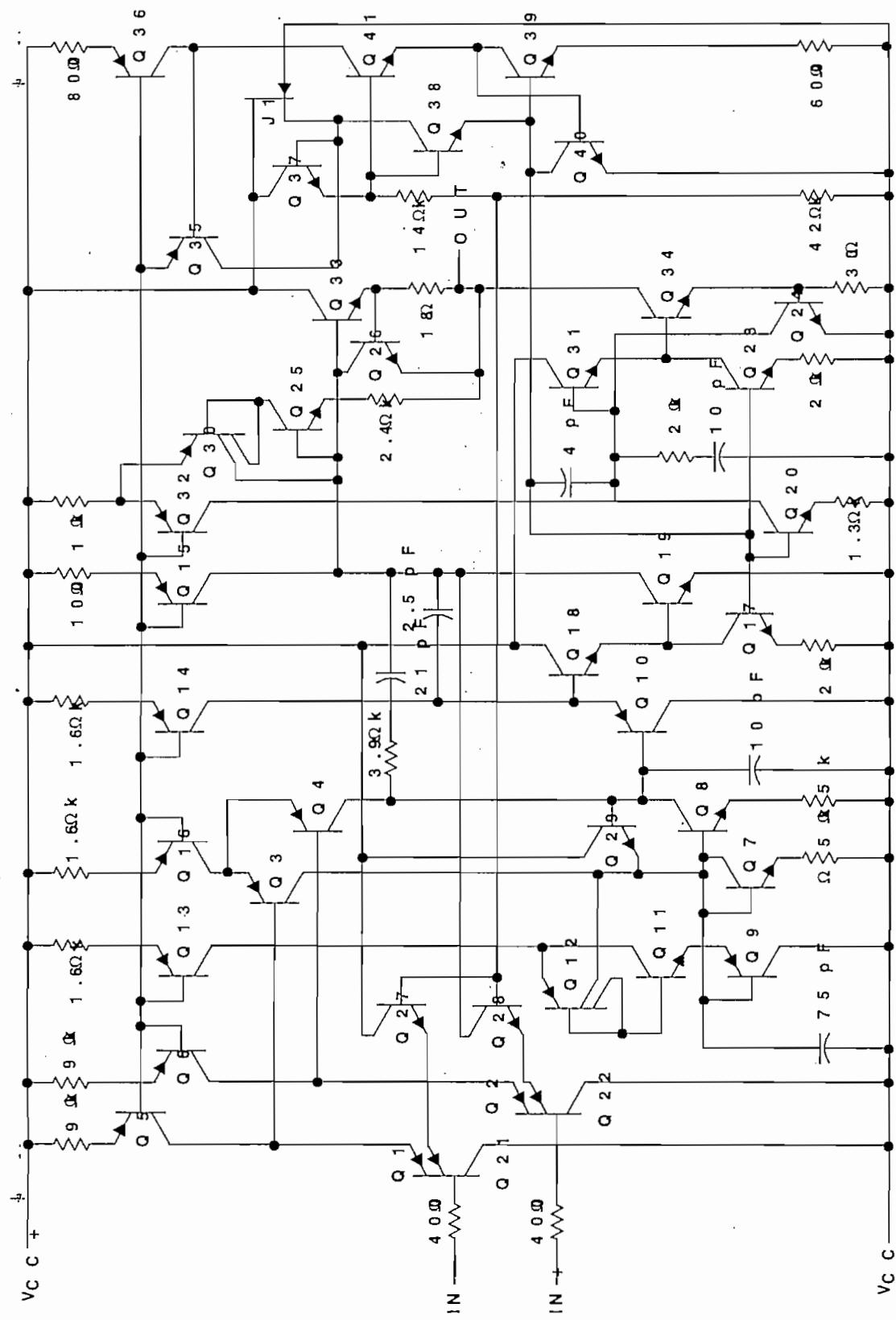
**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**LT1014, LT1014A, LT1014D
QUAD PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS039B - D3290, JULY 1989 - REVISED MARCH 1992

schematic (each amplifier)



Component values are nominal.

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

Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	22 V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)	-22 V
Differential input voltage (see Note 2)	± 30 V
Input voltage range, V_I (any input, see Note 1)	$V_{CC-} - 5$ V to V_{CC+}
Duration of short-circuit current at (or below) $T_A = 25^\circ\text{C}$ (see Note 3)	unlimited
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range, T_A :	
LT1014C, LT1014DC	-0°C to 70°C
LT1014I, LT10134DI	-40°C to 105°C
LT1014M, LT1014AM, LT1014DM	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: J package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: DW or N package	260°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C

NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
2. Differential voltages are at the noninverting input with respect to the inverting input.
3. The output may be shorted to either supply.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	T _A ≤ 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE T _A = 25°C	T _A ≈ 70°C POWER RATING	T _A = 105°C POWER RATING	T _A = 125°C POWER RATING
DW	1025 mV	8.2 mW/°C	656 mW	369 mW	205 mW
FK	1375 mV	11.0 mW/°C	880 mW	495 mW	275 mW
J	1375 mV	11.0 mW/°C	880 mW	495 mW	275 mW
N	1150 mV	9.2 mW/°C	736 mW	414 mW	230 mW

LT1014C, LT1014DC
QUAD PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS039B – D3290, JULY 1989 – REVISED MARCH 1992

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $V_{IC} = 0$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A^\dagger	LT1014C			LT1014DC			UNIT
			MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$	25°C	60	300	550	200	800	1000	μ V
		Full range							
αV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage		Full range		0.4	2.5		0.7	5	μ V/ $^{\circ}$ C
Long-term drift of input offset voltage		25°C		0.5			0.5		μ V/mo
I_{IO} Input offset current		25°C		0.15	1.5	0.15	1.5	2.8	nA
		Full range			2.8			2.8	
I_{IB} Input bias current		25°C		-12	-30	-12	-30	-38	nA
		Full range			-38			-38	
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	-15 to 13.5	-15.3 to 13.8		-15 to 13.5	-15.3 to 13.8		V
		Full range	-15 to 13			-15 to 13			
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	25°C	± 12.5	± 14		± 12.5	± 14		V
		Full range		± 12			± 12		
AVD Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 600 \Omega$	25°C	0.5	2		0.5	2		V/ μ V
	$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	25°C	1.2	8		1.2	8		
		Full range	0.7			0.7			
$CMRR$ Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = -15$ V to 13.5 V, $V_{IC} = -15$ V to 13 V	25°C	97	117		97	117		dB
		Full range	94			94			
$kSVR$ Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC\pm} = \pm 2$ V to ± 18 V	25°C	100	117		100	117		dB
		Full range	97			97			
Channel separation	$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	25°C	120	137		120	137		dB
r_{id} Differential input resistance		25°C	70	300		70	300		M Ω
r_{ic} Common-mode input resistance		25°C		4			4		G Ω
I_{CC} Supply current per amplifier		25°C		0.35	0.55	0.35	0.55		mA
		Full range			0.6			0.6	

† Full range is 0°C to 70°C.

‡ All typical values are at $T_A = 25^\circ$ C.

**LT1014C, LT1014DC
QUAD PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS039B - D3290, JULY 1989 - REVISED MARCH 1992

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = 5 \text{ V}$, $V_{CC-} = 0$, $V_O = 1.4 \text{ V}$, $V_{IC} = 0$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TA†	LT1014C			LT1014DC			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO} Input offset voltage	R _S = 50 Ω	25°C	90	450		250	950		μV
		Full range		570			1200		
I _{IO} Input offset current		25°C	0.2	2		0.2	2		nA
		Full range		6		6		6	
I _{IB} Input bias current		25°C	-15	-50		-15	-50		nA
		Full range		-90			-90		
V _{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	0 to 3.5	-0.3 to 3.8		0 to 3.5	-0.3 to 3.8		V
		Full range	0 to 3	0 to 3		0 to 3	0 to 3		
V _{OM} Maximum peak output voltage swing		Output low, No load	25°C	15	25	15	25		mV
		Output low, R _L = 600 Ω to GND	25°C	5	10	5	10		
		Full range		13		13			
AVD Large-signal differential voltage amplification	V _O = 5 mV to 4 V, R _L = 500 Ω	Output high, No load	25°C	220	350	220	350		V
		Output high, R _L = 600 Ω to GND	25°C	4	4.4	4	4.4		
		Full range		3.4	4	3.4	4		
I _{CC} Supply current per amplifier		25°C	0.3	0.5		0.3	0.5		mA
		Full range		0.55		0.55			

† Full range is 0°C to 70°C.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15 \text{ V}$, $V_{IC} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate		0.2	0.4		V/μs
V _n Equivalent input noise voltage	f = 10 Hz		24		nV/√Hz
	f = 1 kHz		22		
V _{N(PP)} Peak-to-peak equivalent input noise voltage	f = 0.1 Hz to 10 Hz		0.55		μV
I _n Equivalent input noise current	f = 10 Hz		0.07		pA/√Hz

LT1014I, LT1014DI QUAD PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS039B - D3290, JULY 1989 - REVISED MARCH 1992

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $V_{IC} = 0$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A^\dagger	LT1014I			LT1014DI			UNIT	
			MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX		
V_{IO}	$R_S = 50 \Omega$	25°C	60	300	200	800			μV	
		Full range		550			1000			
αV_{IO}	Temperature coefficient of input offset voltage	Full range		0.4	2.5		0.7	5	$\mu V/\text{°C}$	
Long-term drift of input offset voltage		25°C		0.5			0.5		$\mu V/\text{mo}$	
I_{IO}	Input offset current	25°C		0.15	1.5		0.15	1.5	nA	
		Full range			2.8			2.8		
I_{IB}	Input bias current	25°C		-12	-30		-12	-30	nA	
		Full range			-38			-38		
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		25°C	-15 to 13.5	-15.3 to 13.8		-15 to 13.5	-15.3 to 13.8	V	
			Full range	-15 to 13			-15 to 13			
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 2 k\Omega$	25°C	± 12.5	± 14		± 12.5	± 14	V	
			Full range	± 12			± 12			
AVD	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 600 \Omega$	25°C	0.5	2		0.5	2	$V/\mu V$	
		$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2 k\Omega$	25°C	1.2	8		1.2	8		
			Full range	0.7			0.7			
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = -15$ V to 13.5 V	25°C	97	117		97	117	dB	
			Full range	94			94			
kSVR	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC\pm} = \pm 2$ V to ± 15 V	25°C	100	117		100	117	dB	
			Full range	97			97			
Channel separation	$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2 k\Omega$	25°C	120	137		120	137		dB	
r_{id}	Differential input resistance		25°C	70	300		70	300	$M\Omega$	
r_{ic}	Common-mode input resistance		25°C		4			4	$G\Omega$	
I_{CC}	Supply current per amplifier		25°C		0.35	0.55		0.35	0.55	mA
			Full range			0.6		0.6		

† Full range is -40°C to 105°C.

‡ All typical values are at $T_A = 25^\circ C$.

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC+} = 5 \text{ V}$, $V_{CC-} = 0$, $V_O = 1.4 \text{ V}$, $V_{IC} = 0$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A^\dagger	LT1014I			LT1014DI			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$	25°C	90	450		250	950		μV
		Full range		570			1200		
I_{IO} Input offset current		25°C	0.2	2		0.2	2		nA
		Full range		6			6		
I_{IB} Input bias current		25°C	-15	-50		-15	-50		nA
		Full range		-90			-90		
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	0 to 3.5	-0.3 to 3.8		0 to 3.5	-0.3 to 3.8		V
		Full range	0 to 3	0 to 3		0 to 3	0 to 3		
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	Output low, No load	25°C	15	25		15	25		mV
	Output low, $R_L = 600 \Omega$ to GND	25°C	5	10		5	10		
		Full range		13			13		
	Output low, $I_{sink} = 1 \text{ mA}$	25°C	220	350		220	350		V
	Output high, No load	25°C	4	4.4		4	4.4		
		25°C	3.4	4		3.4	4		
		Full range	3.2			3.2			
AVD	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = 5 \text{ mV}$ to 4 V , $R_L = 500 \Omega$	25°C	1		1			$\text{V}/\mu\text{V}$
I_{CC} Supply current per amplifier		25°C	0.3	0.5		0.3	0.5		mA
		Full range		0.55			0.55		

[†] Full range is -40°C to 105°C .

operating characteristics, $V_{CC+} = \pm 15 \text{ V}$, $V_{IC} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate		0.2	0.4		$\text{V}/\mu\text{s}$
V_n Equivalent input noise voltage	f = 10 Hz		24		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	f = 1 kHz		22		
$V_{N(PP)}$ Peak-to-peak equivalent input noise voltage	f = 0.1 Hz to 10 Hz		0.55		μV
I_n Equivalent input noise current	f = 10 Hz		0.07		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

**LT1014M, LT1014AM, LT1014DM
QUAD PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS039B - D3290, JULY 1989 - REVISED MARCH 1992

electrical characteristics at specified operating conditions

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LT1014M				LT1014AM				LT1014DM			
		MINT	YTP	MAX	INT	YTP	MAX	INT	YTP	MAX	INT	YTP	MAX
V _{IO} Input offset voltage	R _S = 50 Ω	25°C	60	300	60	180	200	800	1000	0	0	0	0
αV _{IO} Temperature coefficient of input offset voltage		Full range	0.5	2.5	0.5	2	0.5	2.5	0.5	2.5	0.5	2.5	0.5
L _O on g - terminal offset voltage	Offset voltage	25°C	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
I _O Input offset current		Full range	0.15	1.5	0.15	0.8	0.15	0.8	0.15	0.8	0.15	0.8	0.15
I _B Input bias current		Full range	-1.2	-3.0	-1.2	-2.0	-1.2	-3.0	-1.2	-3.0	-1.2	-3.0	-1.2
V _{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	-1.5	-1.5	3	-1.5	-1.5	3	-1.5	-1.5	3	-1.5	3
V _{OM} Maximum peak output voltage swing	R _L = 2 kΩ	Full range	-1.4	9	-1.4	9	-1.4	9	-1.4	9	-1.4	9	-1.4
A _V Large-signal differential voltage amplification	V _O = ±1.0 V, L = 680	25°C	±1.2	5	±1.4	4	±1.3	4	±1.2	5	±1.1	4	±1.1
CMRR Common-mode rejection ratio	V _O = ±10 V, R _L = 2 kΩ	25°C	0.5	2	0.8	2.2	0.8	2.2	0.5	2	0.5	2	0.5
kSVR Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)	V _{IC} = -1.5 V to 1.3 V V _{IC} = -1.4.9 V to 1.1 V	5 V/25°C Full range	1.2	8	1.5	8	1.5	8	1.2	8	1.2	8	1.2
Channelepsilon parameter	V _{CC} = ±2 V to ±18 V	25°C	0.25	0.4	0.4	0.4	0.4	0.4	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25
I _d Differential input resistance	Nominally 10 V, L = 2Ω/k	Full range	9.7	11.7	10.0	11.7	9.7	11.7	9.7	11.7	9.7	11.7	9.7
I _{IC} Common-mode input resistance		25°C	1.20	1.37	1.23	1.37	1.20	1.37	1.20	1.37	1.20	1.37	1.20
I _{CC} Supply current per amplifier		Full range	0.350	0.55	0.350	0.50	0.350	0.50	0.350	0.50	0.350	0.50	0.350

† Full range is 0 to 25°C
‡ A typical value is at T

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

electrical characteristics at specified operating conditions

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LT1014M			LT1014AM			LT1014DM		
		M	I	N	T	Y	P	M	I	N
V_{IO} Input offset voltage	25°C	9.0	4.5	0	9.0	2.8	0	2.5	0.95	0
	Full range	4.0	0.15	0	4.0	0.96	0	8.0	0.20	0
I_{IO} Input offset current	$V_{IC} = 0V, I_C = 50\Omega$	2.126	0.00750		2.00	0.480		5.6	0.120	0
	Full Range	2.5C	0.2	2	0.2	1.3		0.2	2	2
I_B Input bias current	25°C	-1.5	-5.0		-1.5	-3.5		-1.5	-5.0	
	Full Range	-1.20	-1.20		-1.20	-9.0		-1.20	-1.20	
V_{ICR} Common-mode input voltage range	25°C	0	-0.3		0	-0.3		0	-0.3	
	Full range	0.1	0.1		0.1	0.1		0.1	0.1	
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	Output low, $R_L = 6\Omega \text{ to GND}$	2.5V	1.5	2.5	1.5	2.5		1.5	2.5	
	Output high, $R_L = 6\Omega \text{ to GND}$	25°C	5	1.0	5	1.0		5	1.0	
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	Output low, $V_O = 5\text{mV to } 4\text{V}, R_L = 500\Omega$	2.0	3.50		2.20	3.50		2.20	3.50	
	Output high, $V_O = 0.3\text{V to } 0.5\text{V}$	25°C	4	4.4	4	4.4		4	4.4	
I_{CC} Supply current per amplifier	Full range	0.3	0.5		0.3	0.45		0.3	0.5	
	Full range	0.65	0.55		0.55	0.65		0.65	0.65	

† Full range is 25°C to 25°C

Operating characteristics @ 25°C , $V_T = 2.5\text{V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN TYPICAL MAX		
		M	I	N
t_S Slew rate	$f = 10\text{ Hz}$	0.2	0.4	μs
V_n Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}$	2.4		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
V_N (P) Peak-to-peak equivalent input noise	from 10 Hz to 10 Hz	2.2		
I_n Equivalent input noise current	$f = 10\text{ Hz}$	0.55	μA	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		0.07		


**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

LT1014, LT1014A, LT1014D QUAD PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS039B - D3290, JULY 1989 - REVISED MARCH 1992

TYPICAL CHARACTERISTICS

Table of Graphs

		FIGURE
V _{IO}	Input offset voltage	vs Source resistance vs Temperature
ΔV _{IO}	Change in input offset voltage	vs Time
I _{IO}	Input offset current	vs Temperature
I _{IB}	Input bias current	vs Temperature
V _{IC}	Common-mode input voltage	vs Input bias current
A _{VD}	Differential voltage amplification	vs Load resistance vs Frequency
	Channel separation	vs Frequency
	Output saturation voltage	vs Temperature
CMRR	Common-mode rejection ratio	vs Frequency
k _{SVR}	Supply voltage rejection ratio	vs Frequency
I _{CC}	Supply current	vs Temperature
I _{OS}	Short-circuit output current	vs Time
V _n	Equivalent input noise voltage	vs Frequency
I _n	Equivalent input noise current	vs Frequency
V _{N(PP)}	Peak-to-peak input noise voltage	vs Time
Pulse response	Small-signal	vs Time
	Large-signal	vs Time
Phase shift		vs Frequency

INPUT OFFSET VOLTAGE - mV

TYPICAL CHARACTERISTICS[†]

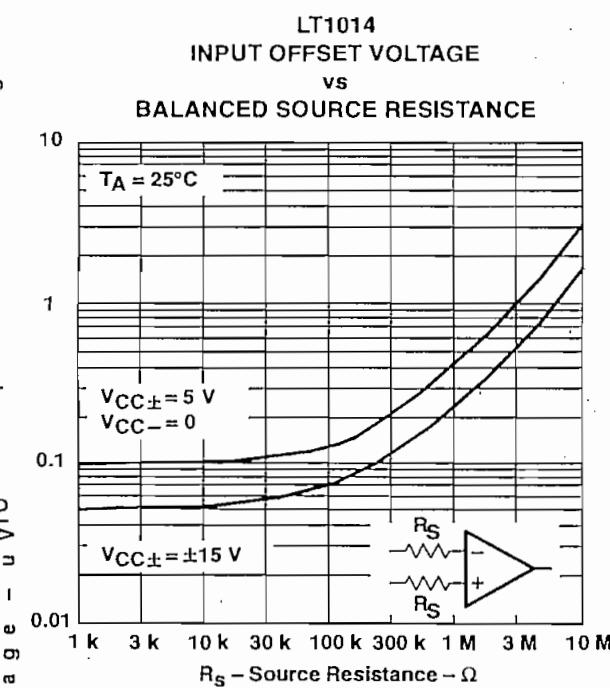


Figure 1

INPUT OFFSET VOLTAGE - μ V

INPUT OFFSET VOLTAGE OF REPRESENTATIVE UNITS vs FREE-AIR TEMPERATURE

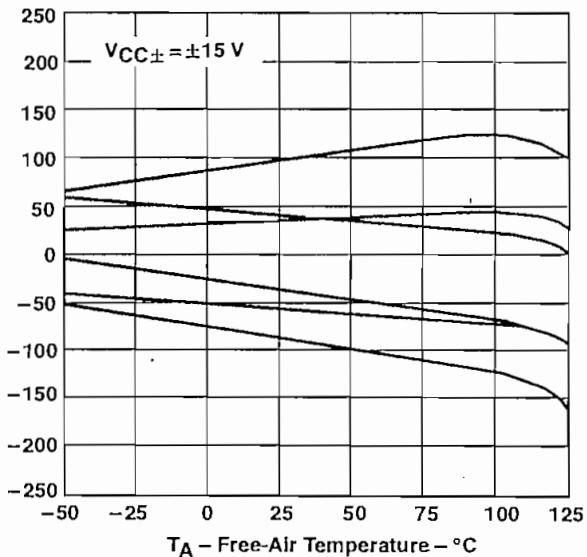


Figure 2

INPUT OFFSET CURRENT - nA

INPUT OFFSET CURRENT vs FREE-AIR TEMPERATURE

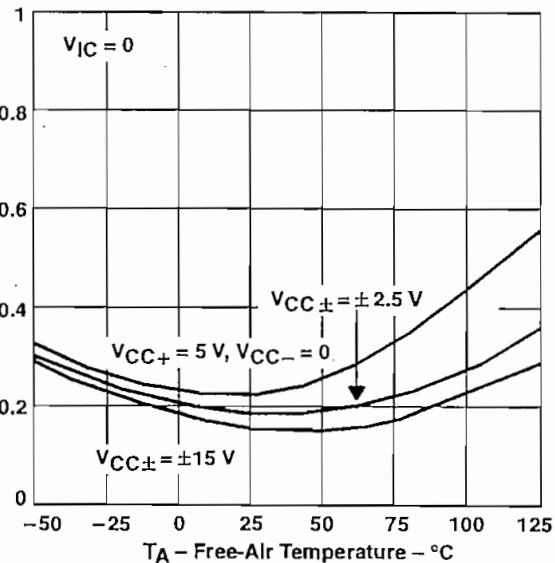


Figure 4

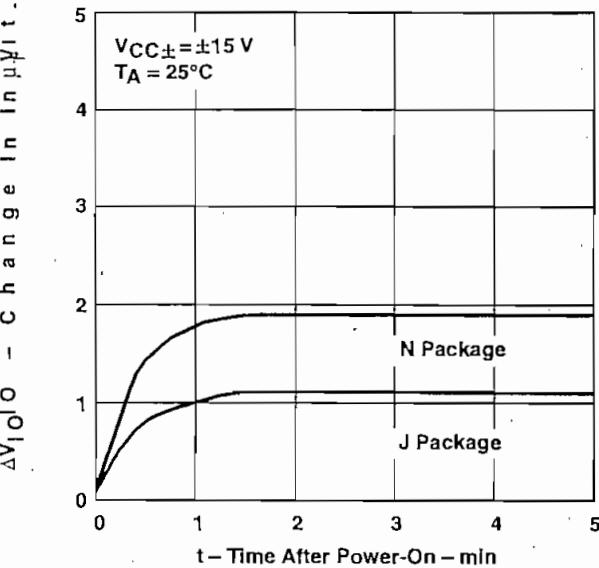


Figure 3

[†] Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

LT1014, LT1014A, LT1014D QUAD PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS039B - D3290, JULY 1989 - REVISED MARCH 1992

A
n
d
e
r
t
i
c
a
l
p
r
o
p
e
r
t
u
r
e
s
f
o
r
t
h
e
L
T
1
0
1
4
,

TYPICAL CHARACTERISTICS[†]

INPUT BIAS CURRENT
vs
FREE-AIR TEMPERATURE

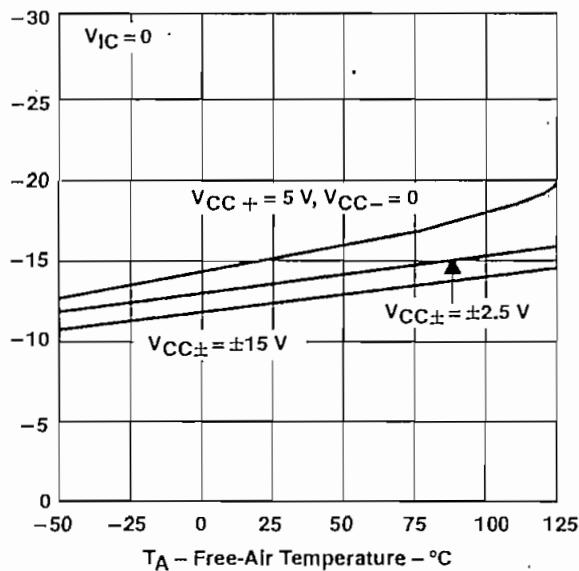


Figure 5

DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
LOAD RESISTANCE

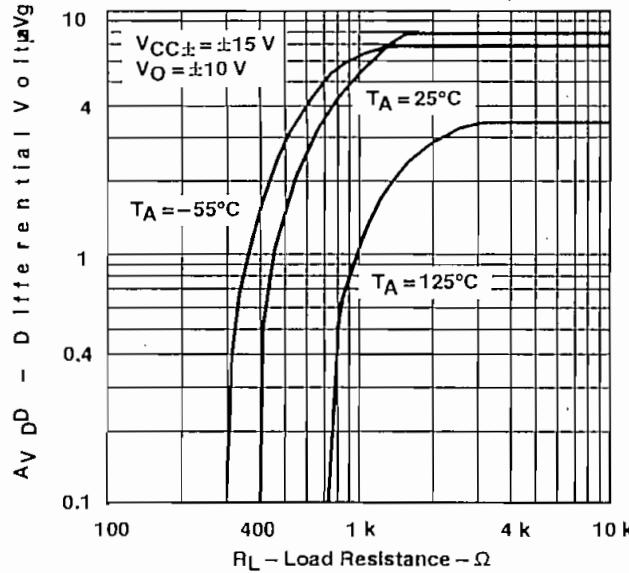


Figure 7

COMMON-MODE INPUT VOLTAGE
vs
INPUT BIAS CURRENT

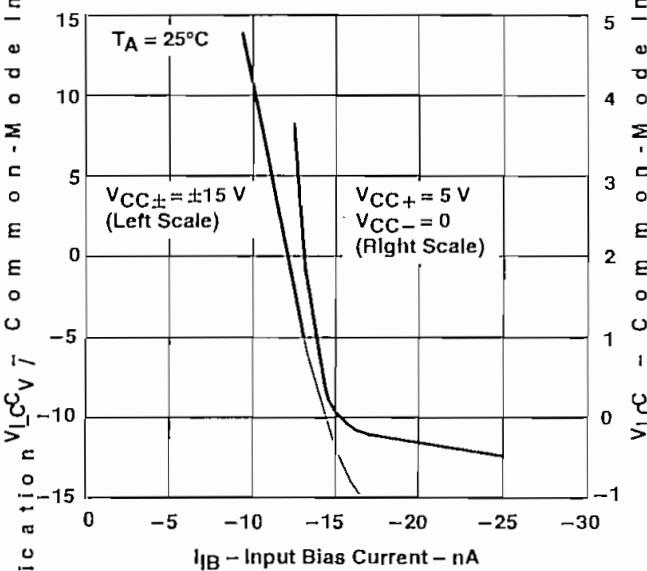


Figure 6

DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
LOAD RESISTANCE

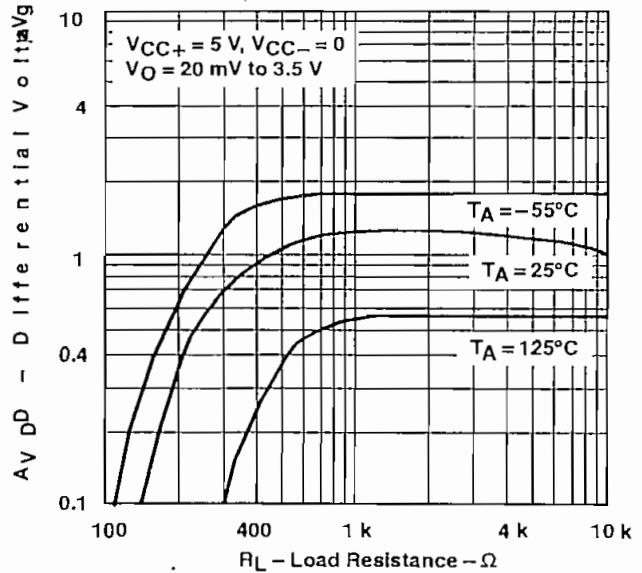


Figure 8

[†] Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TYPICAL CHARACTERISTICS[†]

DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
and PHASE SHIFT
vs
FREQUENCY

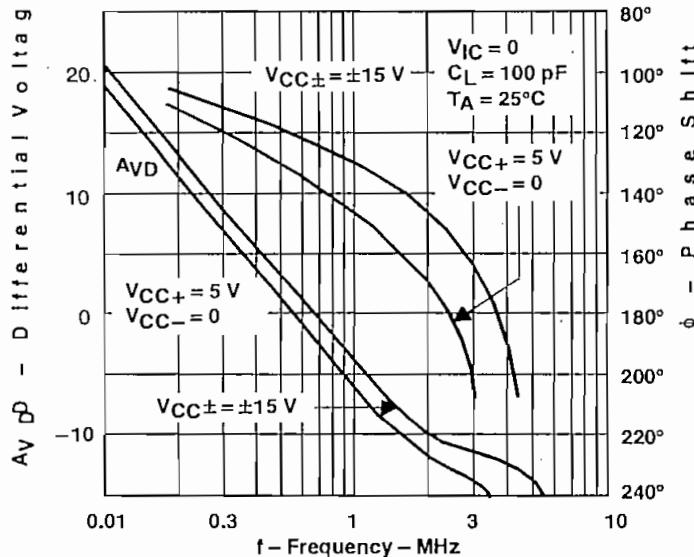


Figure 9

DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
FREQUENCY

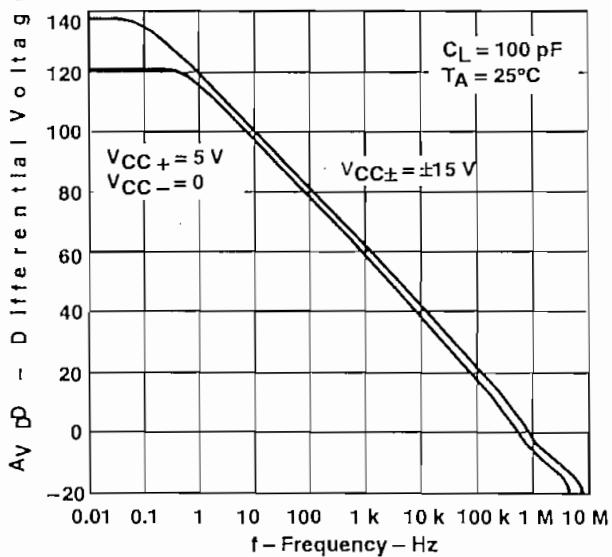


Figure 10

CHANNEL SEPARATION
vs
FREQUENCY

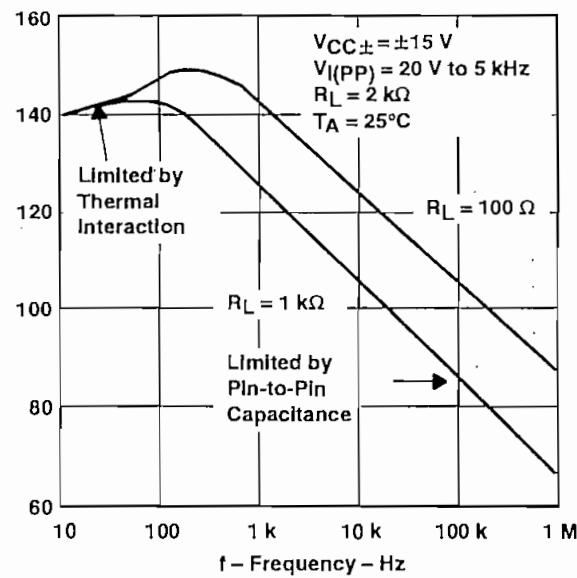


Figure 11

OUTPUT SATURATION VOLTAGE
vs
FREE-AIR TEMPERATURE

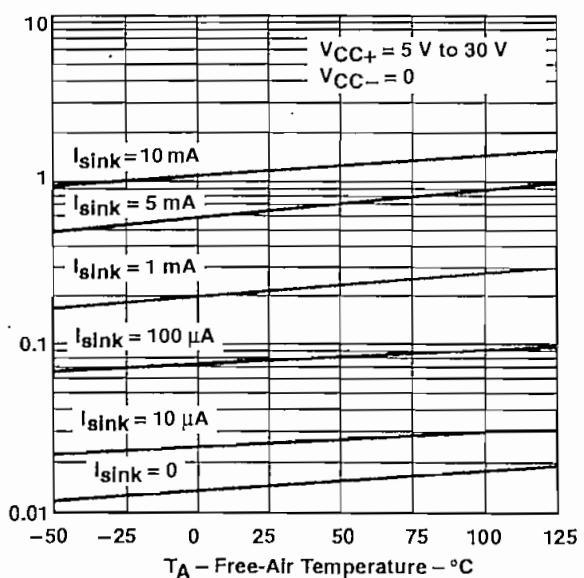


Figure 12

[†] Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

**LT1014, LT1014A, LT1014D
QUAD PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLDS039B - D3290, JULY 1989 - REVISED MARCH 1992

Common-Mode Rejection Ratio

TYPICAL CHARACTERISTICS[†]

**COMMON-MODE REJECTION RATIO
vs
FREQUENCY**

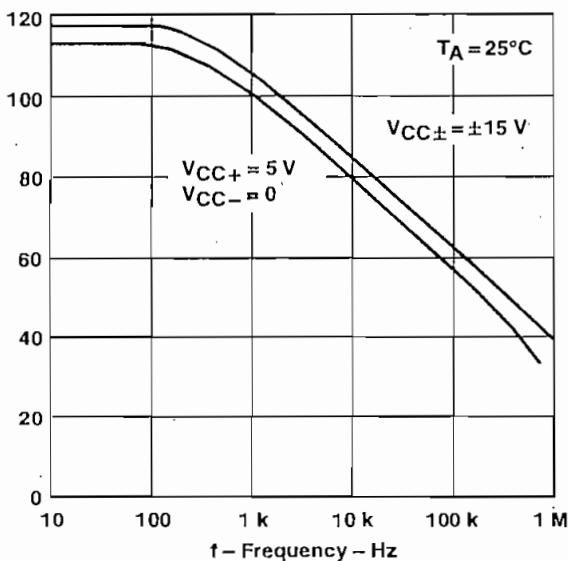


Figure 13

**SUPPLY CURRENT
vs
FREE-AIR TEMPERATURE**

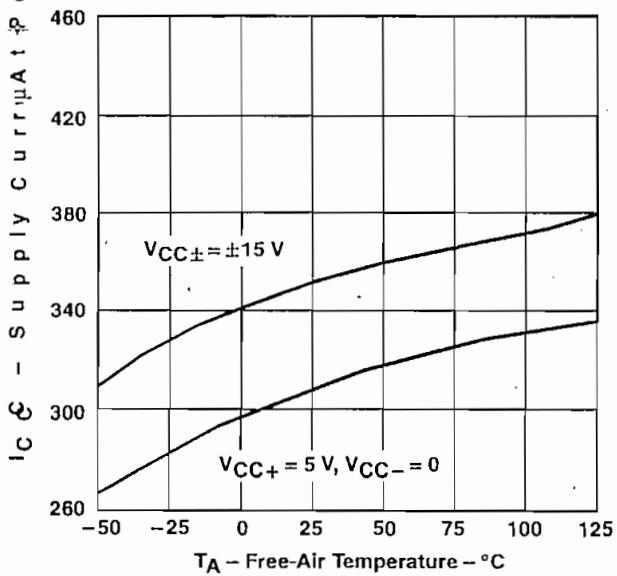


Figure 15

Supply Voltage Rejection Ratio

**SUPPLY VOLTAGE REJECTION RATIO
vs
FREQUENCY**

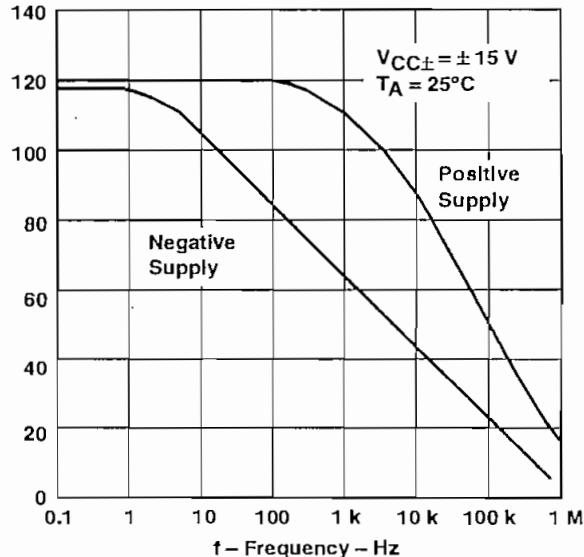


Figure 14

**SHORT-CIRCUIT OUTPUT CURRENT
vs
ELAPSED TIME**

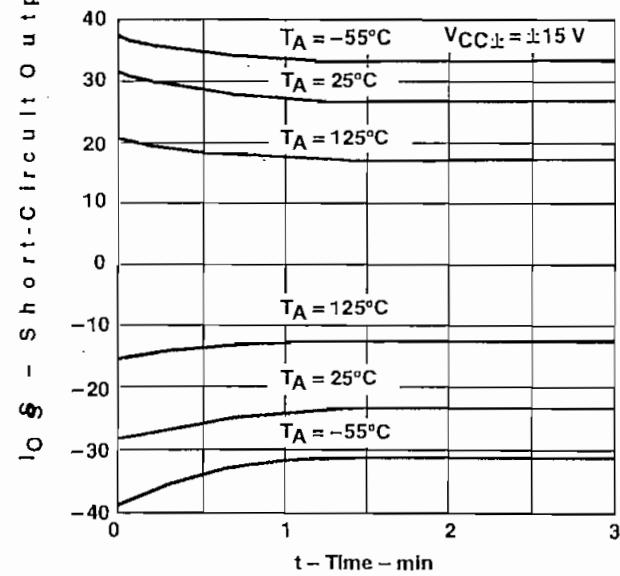


Figure 16

[†]Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TYPICAL CHARACTERISTICS

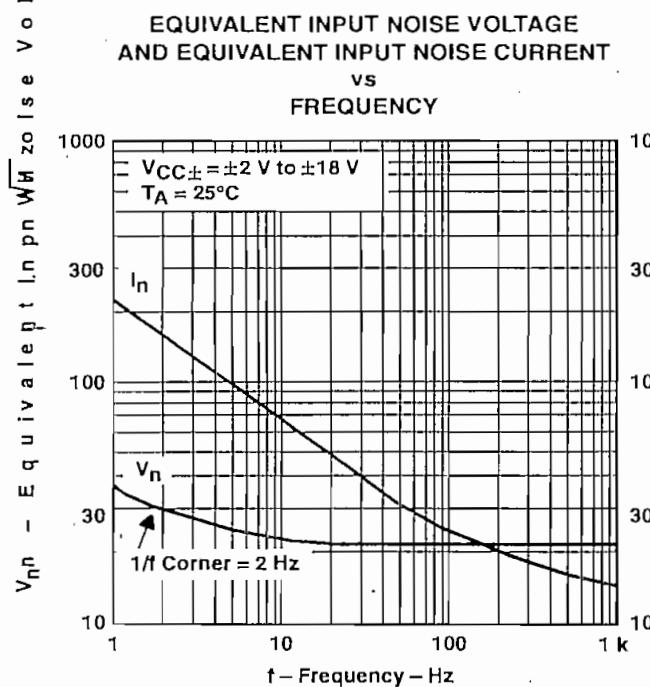


Figure 17

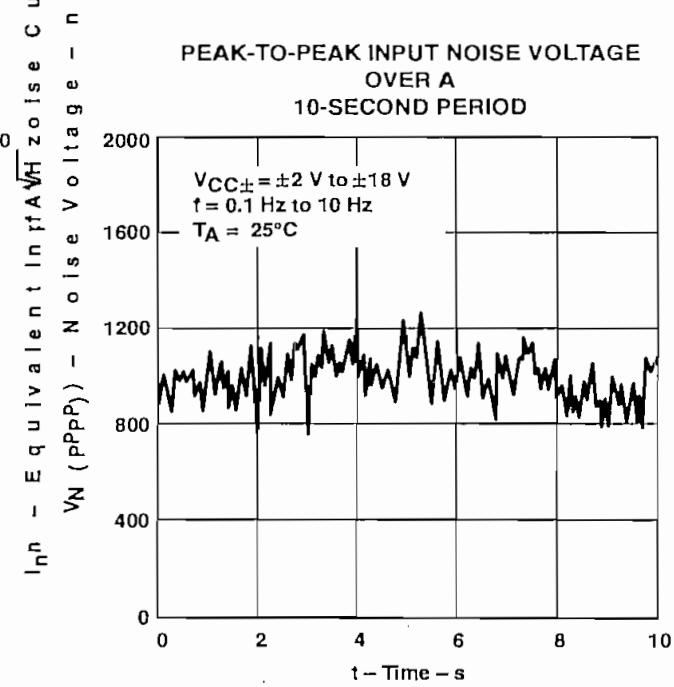


Figure 18

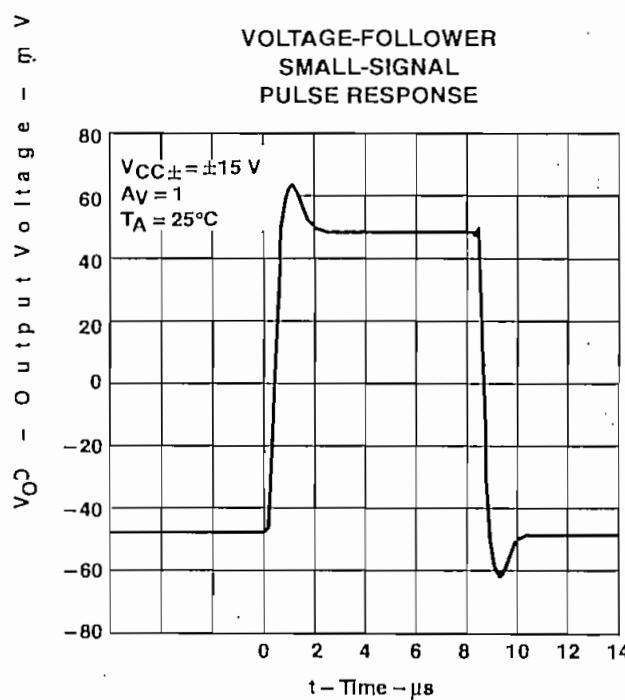


Figure 19

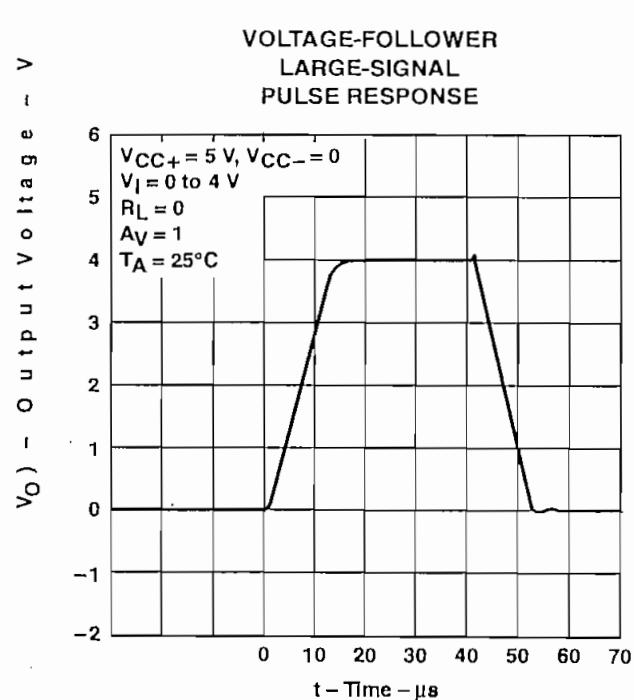


Figure 20

LT1014, LT1014A, LT1014D QUAD PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS039B - D3290, JULY 1989 - REVISED MARCH 1992

TYPICAL CHARACTERISTICS

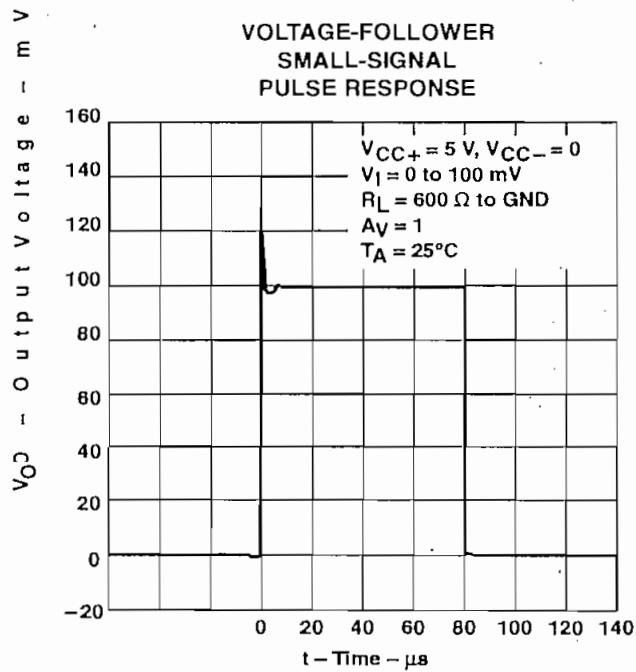


Figure 21

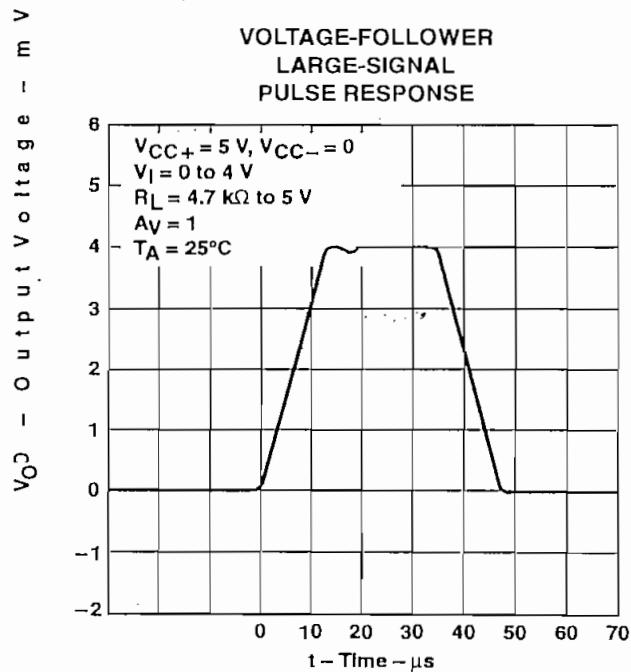


Figure 22

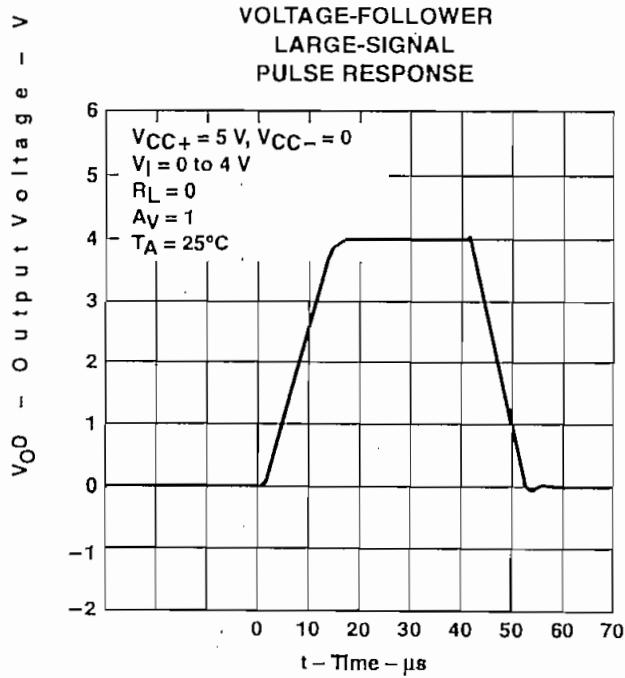


Figure 23

**LT1004C-1.2, LT1004C-2.5, LT1004M-1.2
LT1004M-2.5, LT1004Y-1.2, LT1004Y-2.5**
MICROPOWER INTEGRATED VOLTAGE REFERENCES

SLVS022D - JANUARY 1989 - REVISED AUGUST 1995

- Initial Accuracy
 $\pm 4 \text{ mV}$ for LT1004-1.2
 $\pm 20 \text{ mV}$ for LT1004-2.5
- Micropower Operation
- Operates up to 20 mA
- Very Low Reference Impedance
- Applications:
 Portable Meter Reference
 Portable Test Instruments
 Battery-Operated Systems
 Current-Loop Instrumentation

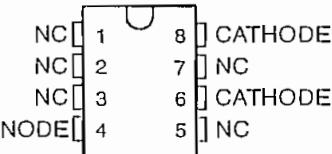
description

The LT1004 micropower voltage reference is a two-terminal band-gap reference diode designed to provide high accuracy and excellent temperature characteristics at very low operating currents. Optimizing the key parameters in the design, processing, and testing of the device results in specifications previously attainable only with selected units.

The LT1004 is a terminal-for-terminal replacement for the LM185 series of references with improved specifications. The LT1004 is an excellent device for use in systems in which accuracy was previously attained at the expense of power consumption and trimming.

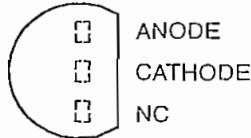
The LT1004C is characterized for operation from 0°C to 70°C. The LT1004M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

D PACKAGE
(TOP VIEW)



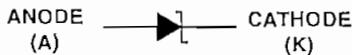
Terminals 6 and 8 are internally connected.

LP PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No Internal connection

symbol



AVAILABLE OPTIONS†

TA	PACKAGED DEVICES‡			CHIP FORM (Y)
	V _Z TYP	SMALL-OUTLINE (D)	PLASTIC (LP)	
0°C to 70°C	1.2 V	LT1004CD-1.2	LT1004CLP-1.2	LT1004Y-1.2
	2.5 V	LT1004CD-2.5	LT1004CLP-2.5	LT1004Y-2.5
-55°C to 125°C	1.2 V	LT1004MD-1.2	LT1004MLP-1.2	—
	2.5 V	LT1004MD-2.5	LT1004MLP-2.5	—

† For ordering purposes, the decimal point in the part number must be replaced with a hyphen (i.e., show the -1.2 suffix as -1-2 and the -2.5 suffix as -2-5).

‡ The packages are available taped and reeled. Add the R suffix to the device type (i.e., LT1004CDR).

LT1004C-1.2, LT1004C-2.5, LT1004M-1.2

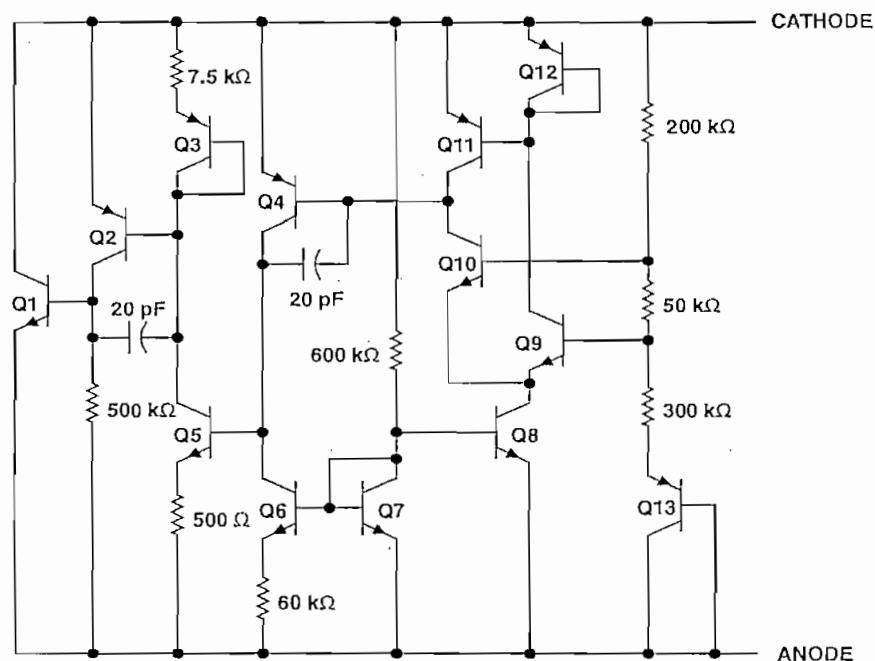
LT1004M-2.5, LT1004Y-1.2, LT1004Y-2.5

MICROPOWER INTEGRATED VOLTAGE REFERENCES

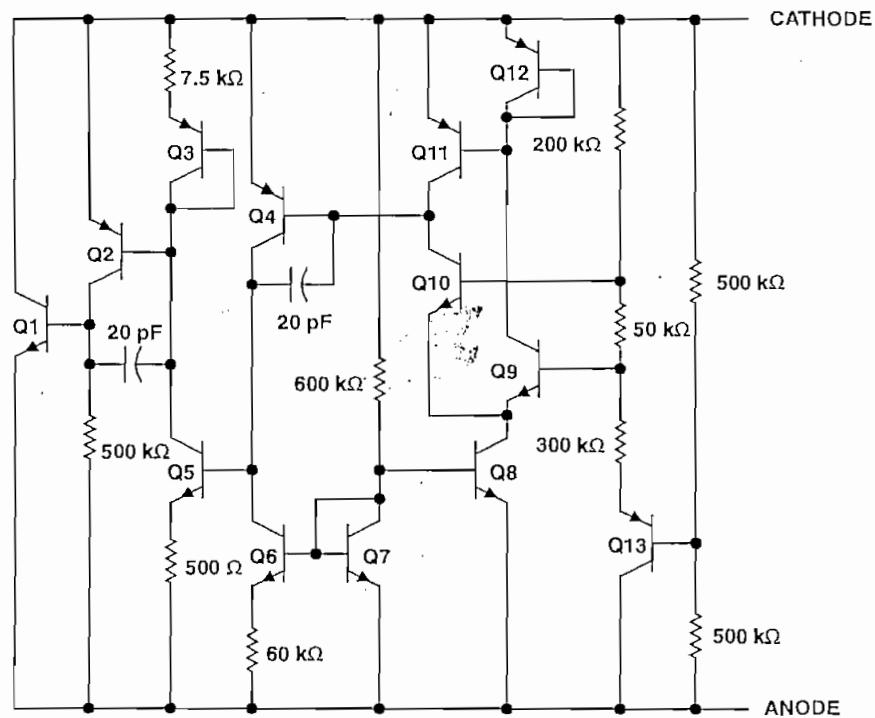
SLVS022D - JANUARY 1989 - REVISED AUGUST 1995

schematic

LT1004-1.2



LT1004-2.5



NOTE A: All component values shown are nominal.



TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

LT1004C-1.2, LT1004C-2.5, LT1004M-1.2

LT1004M-2.5, LT1004Y-1.2, LT1004Y-2.5

MICROPOWER INTEGRATED VOLTAGE REFERENCES

SLVS022D - JANUARY 1989 - REVISED AUGUST 1995

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

Reverse current, I_R	30 mA
Forward current, I_F	10 mA
Operating free-air temperature range, T_A : LT1004C	0°C to 70°C
LT1004M	-55°C to 125°C
Storage temperature range, T_{STG}	-65°C to 150°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°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.

electrical characteristics at specified free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A ‡	LT1004-1.2			LT1004-2.5			UNIT	
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V_Z Reference voltage	$I_Z = 100 \mu A$	25°C	1.231	1.235	1.239	2.48	2.5	2.52	V	
		Full range	LT1004C	1.225	1.245	2.47	2.53	2.535		
		LT1004M	1.22	1.245	2.46	2.535	2.535	2.535		
αV_Z Average temperature coefficient of reference voltage§	$I_Z = 10 \mu A$	25°C	20			20			ppm/°C	
			$I_Z = 20 \mu A$			20				
ΔV_Z Change in reference voltage with current	$I_Z = I_{Zmin}$ to 1 mA	25°C	1			1			mV	
		Full range	1.5			1.5				
		$I_Z = 1$ mA to 20 mA	25°C	10			10			
			Full range	20			20			
$\Delta V_Z/\Delta I$ Long term change in reference voltage	$I_Z = 100 \mu A$	25°C	20			20			ppm/khr	
I_{Zmin} Minimum reference current		Full range	8	10	12	20	20	20	μA	
z_Z Reference impedance	$I_Z = 100 \mu A$	25°C	0.2	0.6	0.2	0.6	0.2	0.6	Ω	
		Full range	1.5			1.5				
V_n Broadband noise voltage	$I_Z = 100 \mu A$, $f = 10$ Hz to 10 kHz	25°C	60			120			μV	

‡ Full range is 0°C to 70°C for the LT1004C and -55°C to 125°C for the LT1004M.

§ The average temperature coefficient of reference voltage is defined as the total change in reference voltage divided by the specified temperature range.

electrical characteristics, $T_A = 25^\circ C$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LT1004Y-1.2			LT1004Y-2.5			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_Z Reference voltage	$I_Z = 100 \mu A$	1.231	1.235	1.239	2.48	2.5	2.52	V
αV_Z Average temperature coefficient of reference voltage‡	$I_Z = 10 \mu A$	20			20			ppm/°C
	$I_Z = 20 \mu A$	20			20			
$\Delta V_Z/\Delta I$ Long-term change in reference voltage	$I_Z = 100 \mu A$	20			20			ppm/khr
I_{Zmin} Minimum reference current		8			12			μA
z_Z Reference impedance	$I_Z = 100 \mu A$	0.2	0.6	0.2	0.6	0.2	0.6	Ω
V_n Broadband noise voltage	$I_Z = 100 \mu A$, $f = 10$ Hz to 10 kHz	60			120			μV

§ The average temperature coefficient of reference voltage is defined as the total change in reference voltage divided by the specified temperature range.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TYPICAL CHARACTERISTICS†

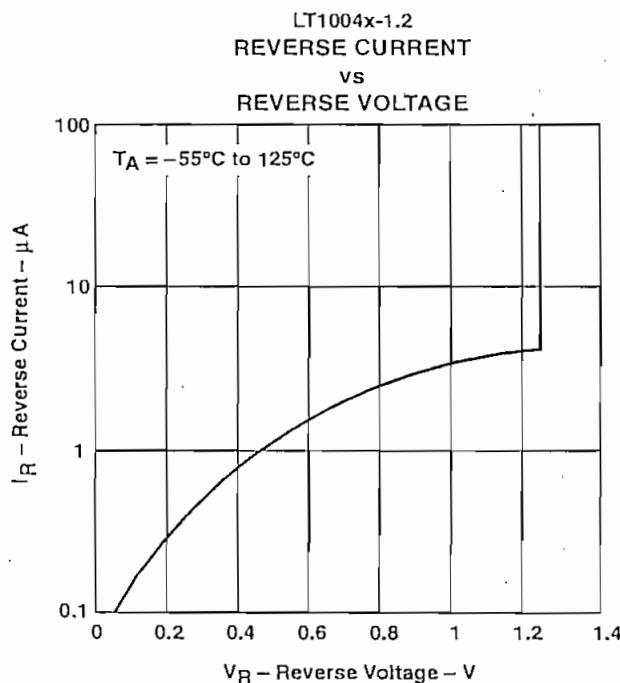


Figure 1

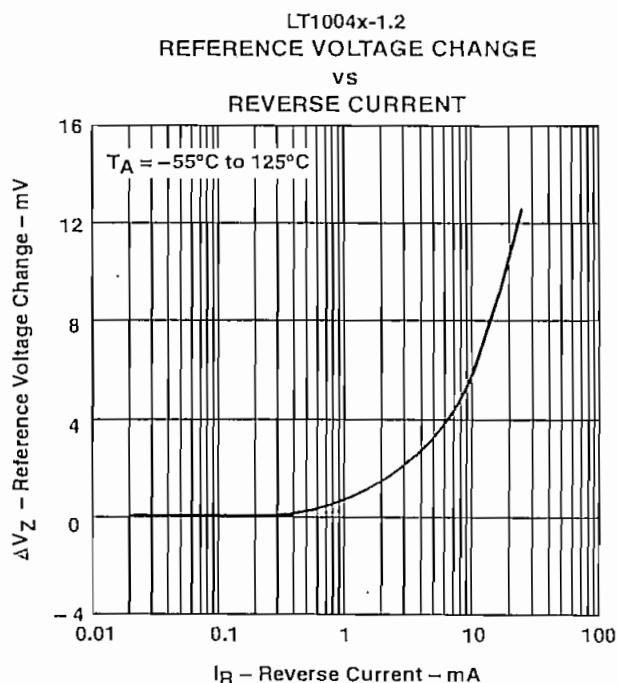


Figure 2

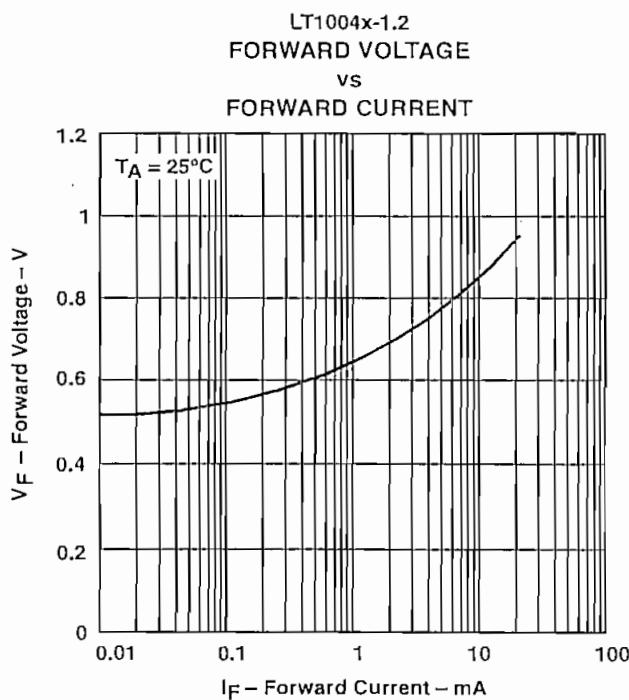


Figure 3

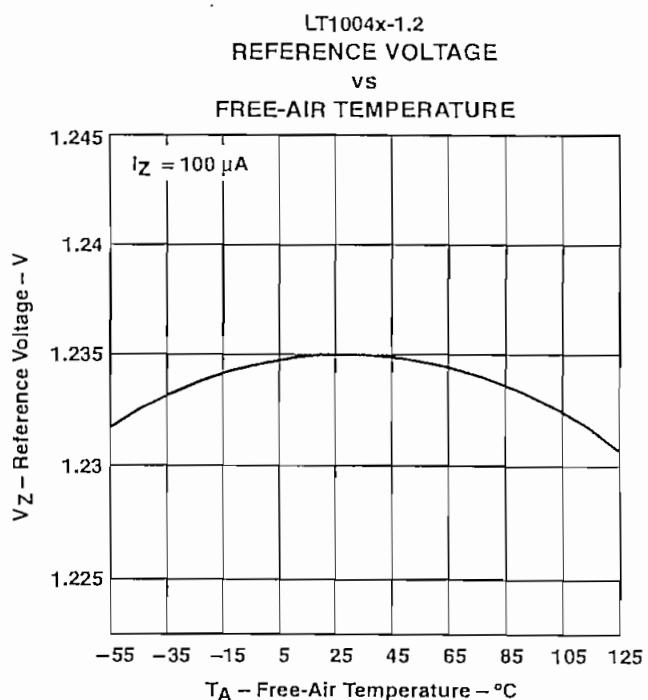


Figure 4

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

LT1004C-1.2, LT1004C-2.5, LT1004M-1.2

LT1004M-2.5, LT1004Y-1.2, LT1004Y-2.5

MICROPOWER INTEGRATED VOLTAGE REFERENCES

SLVS022D - JANUARY 1989 - REVISED AUGUST 1995

TYPICAL CHARACTERISTICS[†]

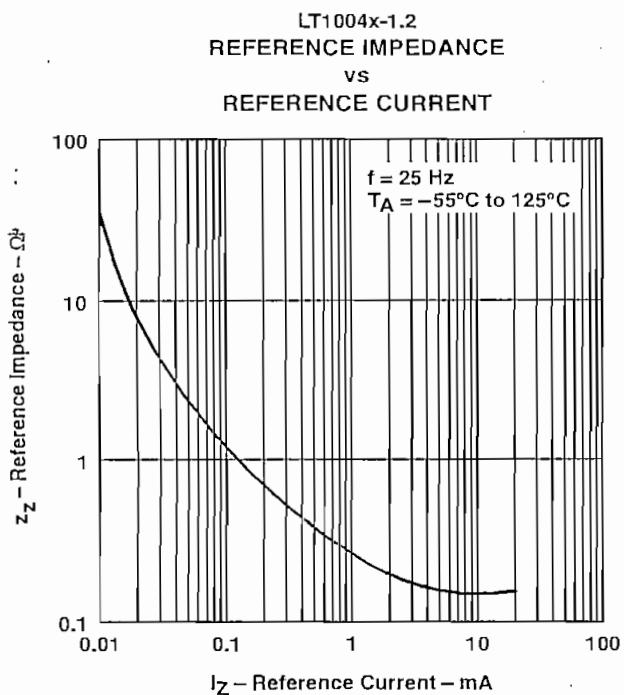


Figure 5

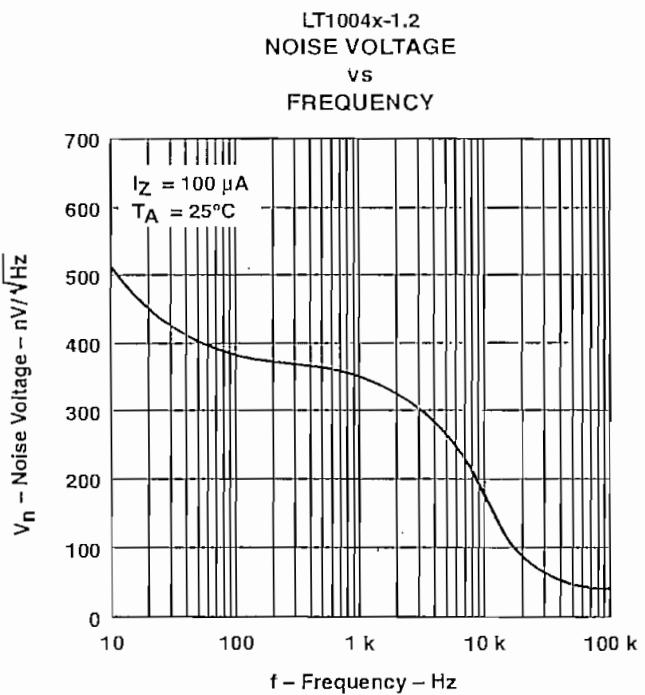


Figure 6

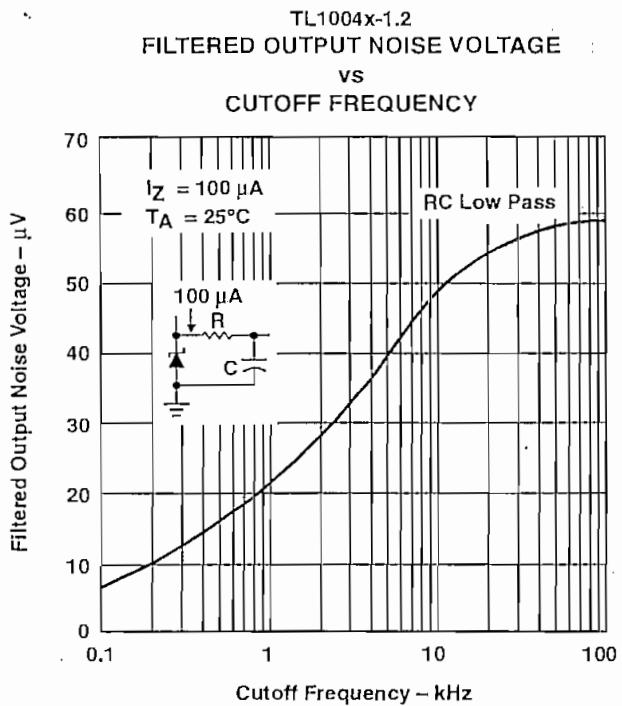


Figure 7

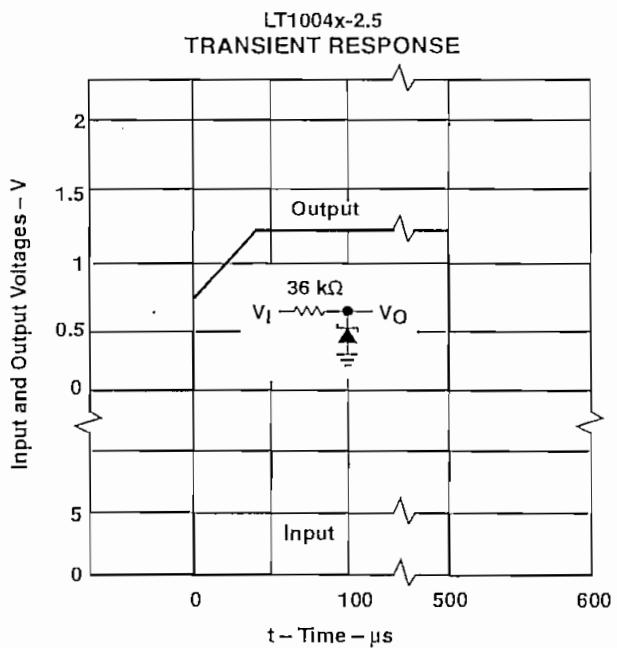


Figure 8

[†]Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TYPICAL CHARACTERISTICS[†]

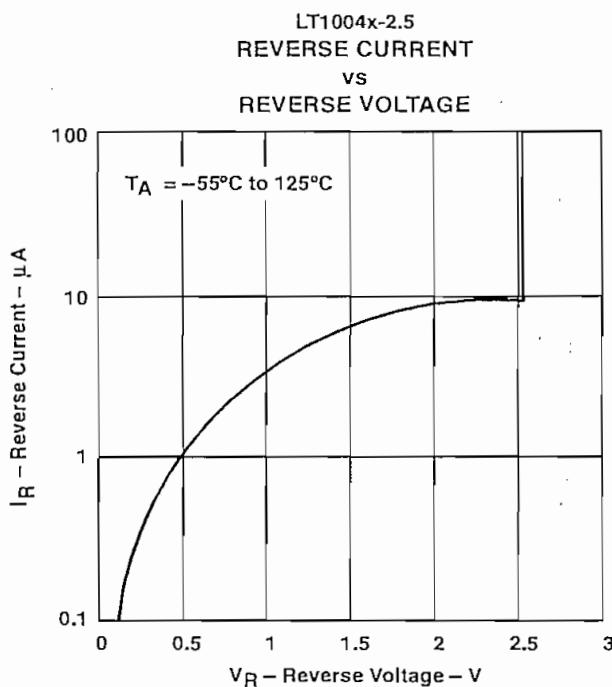


Figure 9

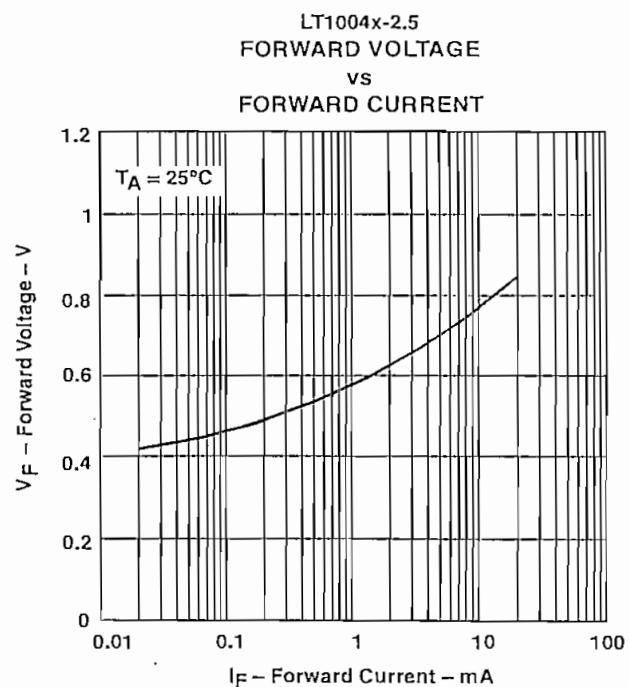


Figure 10

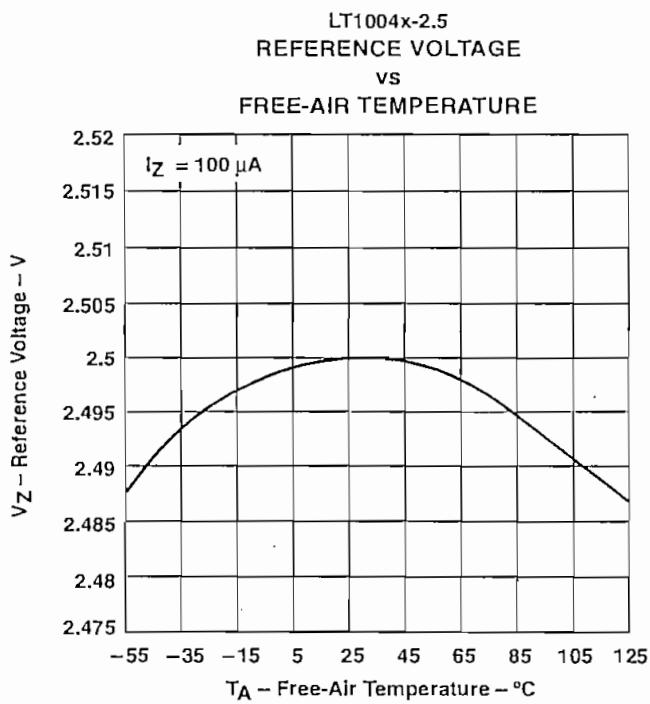


Figure 11

[†]Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

LT1004C-1.2, LT1004C-2.5, LT1004M-1.2

LT1004M-2.5, LT1004Y-1.2, LT1004Y-2.5

MICROPOWER INTEGRATED VOLTAGE REFERENCES

SLVS022D - JANUARY 1989 - REVISED AUGUST 1995

TYPICAL CHARACTERISTICS[†]

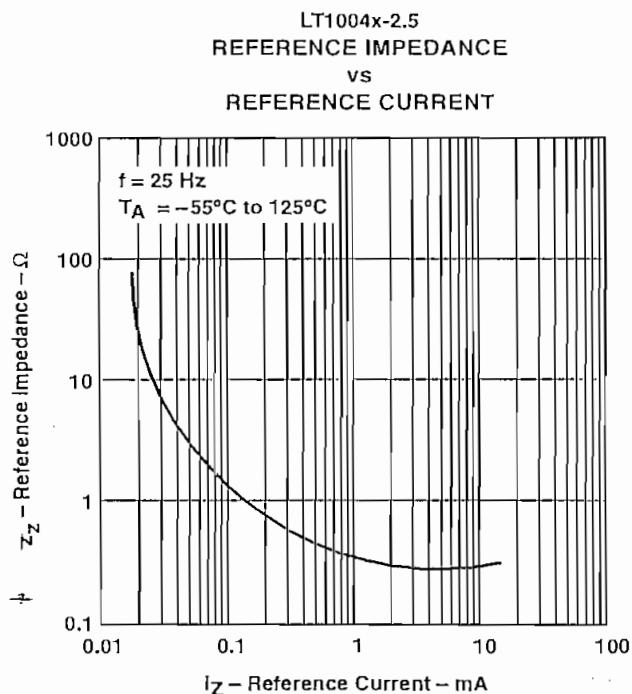


Figure 12

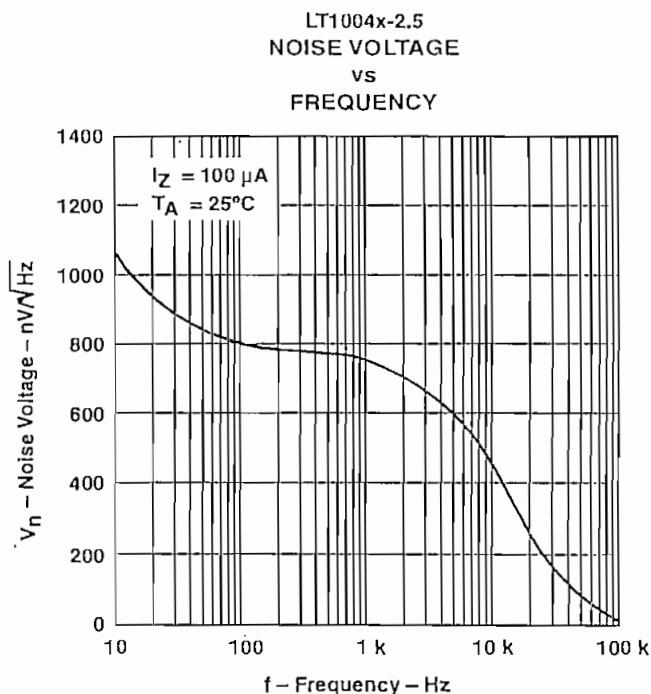


Figure 13

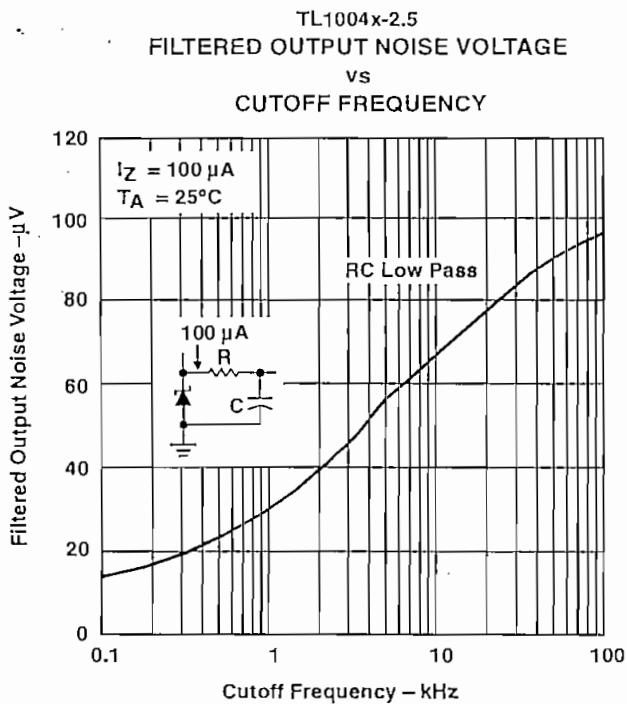


Figure 14

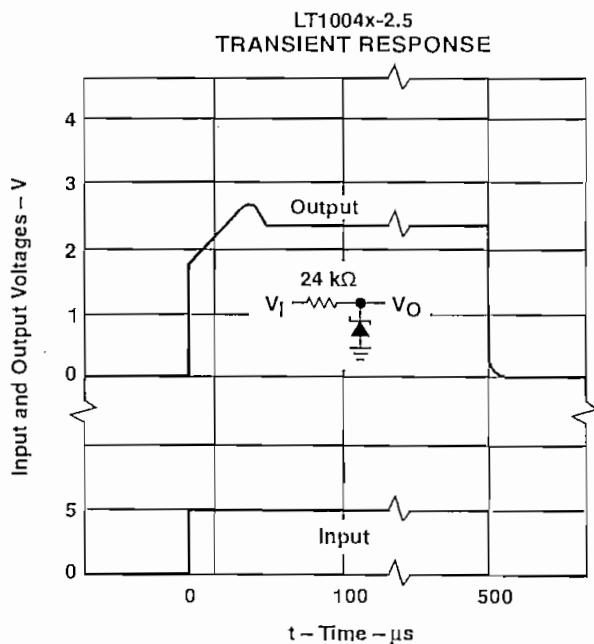


Figure 15

[†]Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

CD4030M/CD4030C Quad EXCLUSIVE-OR Gate

General Description

The EXCLUSIVE-OR gates are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. All inputs are protected against static discharge with diodes to V_{DD} and V_{SS}.

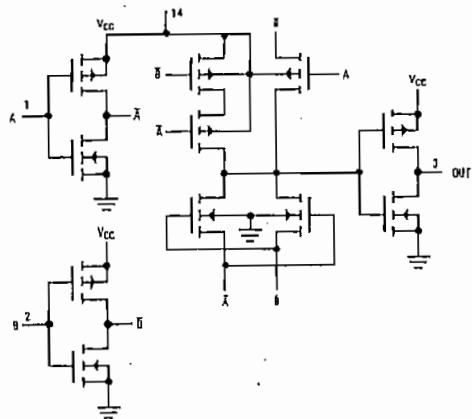
Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Low power 100 nW (typ.)
- Medium speed $I_{PHL} = I_{PLH} = 40 \text{ ns}$ (typ.)
operation at $C_L = 15 \text{ pF}$, 10V supply
- High noise immunity 0.45 V_{CC} (typ.)

Applications

- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics
- Industrial controls
- Remote metering
- Computers

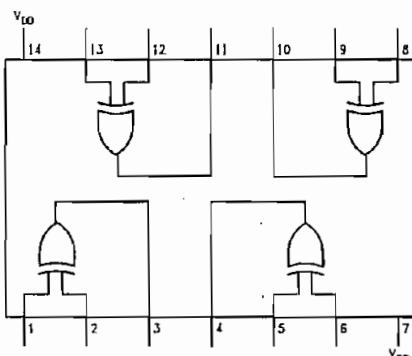
Schematic Diagram



TL/F/5961-1

Connection Diagram

Dual-In-Line Package



TL/F/5961-2

Order Number CD4030

Absolute Maximum Ratings

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

Voltage at Any Pin (Note 1) $V_{SS} -0.3V$ to $V_{SS} +15.5V$

Operating Temperature Range

CD4030M

CD4030C

$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$

$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$

Storage Temperature Range

$-65^{\circ}C$ to $1150^{\circ}C$

Power Dissipation (P_D)

700 mW

Dual-In-Line

500 mW

Small Outline

V_{DD} Range

$V_{SS} +3.0V$ to $V_{SS} +15V$

Lead Temperature

(Soldering, 10 seconds)

260°C

DC Electrical Characteristics CD4030M

Symbol	Parameter	Conditions	Limits								Units
			$-55^{\circ}C$			$+25^{\circ}C$			$+125^{\circ}C$		
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
I_L	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$			0.5 1.0	0.005 0.01	0.5 1.0			30 60	μA
P_D	Quiescent Device Dissipation Package	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$			2.5 10	0.025 0.1	2.5 10			150 600	μW
V_{OL}	Output Voltage Low Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$			0.05 0.05	0 0	0.05 0.05			0.05 0.05	V
V_{OH}	Output Voltage High Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	4.95 9.95			4.95 9.95	5.0 10		4.95 9.95		V
V_{NL}	Noise Immunity (All Inputs)	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	1.5 3.0			1.5 3.0	2.25 4.5		1.4 2.9		V
V_{NH}	Noise Immunity (All Inputs)	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	1.4 2.9			1.5 3.0	2.25 4.5		1.5 3.0		V
I_{DN}	Output Drive Current N-Channel (Note 2)	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	0.75 1.5			0.6 1.2	1.2 2.4		0.45 0.9		mA
I_{DP}	Output Drive Current P-Channel (Note 2)	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	-0.45 -0.95			-0.3 -0.65	-0.6 -1.3		-0.21 -0.45		mA
I_I	Input Current	$V_I = 0V$ or $V_I = V_{DD}$					10				pA

DC Electrical Characteristics CD4030C

Symbol	Parameter	Conditions	Limits								Units
			$-40^{\circ}C$			$+25^{\circ}C$			$+85^{\circ}C$		
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
I_L	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		5.0 10		0.05 0.1	5.0 10			70 140	μA
P_{D2}	Quiescent Device Dissipation Package	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		25 100		0.25 1.0	25 100			350 1,400	μW
V_{OL}	Output Voltage Low Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		0.05 0.05		0 0	0.05 0.05			0.05 0.05	V
V_{OH}	Output Voltage High Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	4.95 9.95			4.95 9.95	5.0 10		4.95 9.95		V
V_{NL}	Noise Immunity (All Inputs)	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	1.5 3.0			1.5 3.0	2.25 4.5		1.4 2.9		V
V_{NH}	Noise Immunity (All Inputs)	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	1.4 2.9			1.5 3.0	2.25 4.5		1.5 3.0		V
I_{DN}	Output Drive Current N-Channel (Note 2)	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	0.35 0.7			0.3 0.6	1.2 2.4		0.25 0.5		mA
I_{DP}	Output Drive Current P-Channel (Note 2)	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$	-0.21 -0.45			-0.15 -0.32	-0.6 -1.3		-0.12 -0.25		mA
I_I	Input Current	$V_I = 0V$ or $V_I = V_{DD}$					10				pA

AC Electrical Characteristics* CD4030M

Symbol	Parameter	Conditions	Limits			Units
			Min	Typ	Max	
t_{PHL}	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		100 40	200 100	ns ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		100 40	200 100	ns ns
t_{THL}	Transition Time High to Low Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		70 25	150 75	ns ns
t_{TLH}	Transition Time Low to High Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		80 30	150 75	ns ns
C_I	Input Capacitance	$V_I = 0V$ or $V_I = V_{DD}$		5.0		pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

AC Electrical Characteristics* CD4030C

Symbol	Parameter	Conditions	Limits			Units
			Min	Typ	Max	
t_{PHL}	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		100 40	300 150	ns ns
t_{PLH}	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		100 40	300 150	ns ns
t_{THL}	Transition Time High to Low Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		70 25	300 150	ns ns
t_{TLH}	Transition Time Low to High Level	$V_{DD} = 5.0V$ $V_{DD} = 10V$		80 30	300 150	ns ns
C_I	Input Capacitance	$V_I = 0V$ or $V_I = V_{DD}$		5.0		pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 1: This device should not be connected to circuits with power on because high transient voltages may cause permanent damage.

Note 2: I_{DN} and I_{DP} are tested one output at a time.

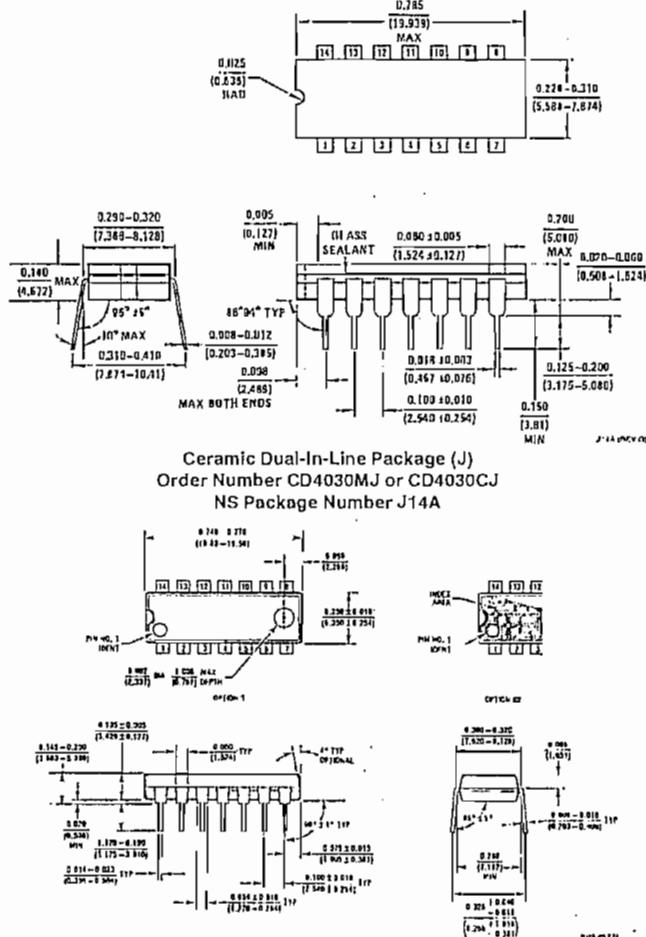
Truth Table (For One of Four Identical Gates)

A	B	J
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Where: "1" = High Level

"0" = Low Level

Physical Dimensions inches (millimeters)



Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number CD4030MJ or CD4030CJ
NS Package Number J14A

Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number CD4030MN or CD4030CN
NS Package Number N14A

LIFE SUPPORT POLICY

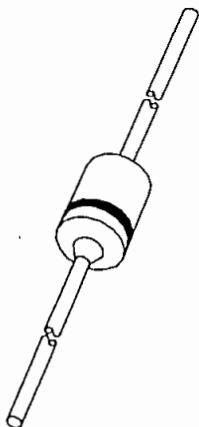
NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation 1111 West Berlin Road Arlington, TX 76017 Tel: (1800) 272-9959 Fax: (1800) 737-7018	National Semiconductor Europe Fax: (+49) 0-180-530 85 86 Email: cnjwa@ewm2.nsc.com Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 56 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80	National Semiconductor Hong Kong Ltd. , 13th Floor, Straight Block, Ocean Centre, 5 Canton Rd., Tsimshatsui, Kowloon Hong Kong Tel: (852) 2737-1600 Fax: (852) 2738-9990	National Semiconductor Japan Ltd. , Tel: 81-043-299-2309 Fax: 81-043-299-2408
---	---	---	--

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

DATA SHEET



1N4001ID to 1N4007ID Rectifiers

Product specification

1996 Jun 10

Supersedes data of April 1992

File under Discrete Semiconductors, SC01

**Philips
Semiconductors**



PHILIPS

Rectifiers**1N4001ID to 1N4007ID****FEATURES**

- Glass passivated
- High maximum operating temperature
- Low leakage current
- Excellent stability
- Available in ammo-pack.

DESCRIPTION

Cavity free cylindrical glass package through ImplotecTM(1) technology.

This package is hermetically sealed and fatigue free as coefficients of expansion of all used parts are matched.

(1) Implotec is a trademark of Philips.

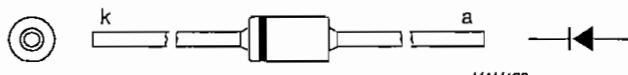


Fig.1 Simplified outline (SOD81) and symbol.

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{RRM}	repetitive peak reverse voltage 1N4001ID		—	50	V
	1N4002ID			100	V
	1N4003ID			200	V
	1N4004ID			400	V
	1N4005ID			600	V
	1N4006ID			800	V
	1N4007ID			1000	V
V _R	continuous reverse voltage 1N4001ID		—	50	V
	1N4002ID			100	V
	1N4003ID			200	V
	1N4004ID			400	V
	1N4005ID			600	V
	1N4006ID			800	V
	1N4007ID			1000	V
I _{F(AV)}	average forward current	averaged over any 20 ms period; T _{amb} = 75 °C; see Fig.2	—	1.00	A
		averaged over any 20 ms period; T _{amb} = 100 °C; see Fig.2		0.75	A
I _{FRM}	repellitive peak forward current		—	10	A
I _{FSM}	non-repellitive peak forward current	half sinewave; 60 Hz	—	20	A
T _{sig}	storage temperature		-65	+175	°C
T _j	junction temperature		-65	+175	°C

Rectifiers

1N4001ID to 1N4007ID

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $T_j = 25^\circ\text{C}$; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage	$I_F = 1 \text{ A}$; see Fig.3	1.1	V
$V_{F(AV)}$	full-cycle average forward voltage	$I_{F(AV)} = 1 \text{ A}$	0.8	V
I_R	reverse current	$V_R = V_{Rmax}$	10	μA
		$V_R = V_{Rmax}; T_{amb} = 100^\circ\text{C}$	50	μA
$I_{R(AV)}$	full-cycle average reverse current	$V_R = V_{RRMmax}; T_{amb} = 75^\circ\text{C}$	30	μA

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th,j-tp}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length = 10 mm	60	K/W
$R_{th,j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	120	K/W

Note

1. Device mounted on epoxy-glass printed-circuit board, 1.5 mm thick; thickness of copper $\geq 40 \mu\text{m}$, see Fig.4.
For more information please refer to the "General Part of Handbook SC01".

Rectifiers

1N4001ID to 1N4007ID

GRAPHICAL DATA

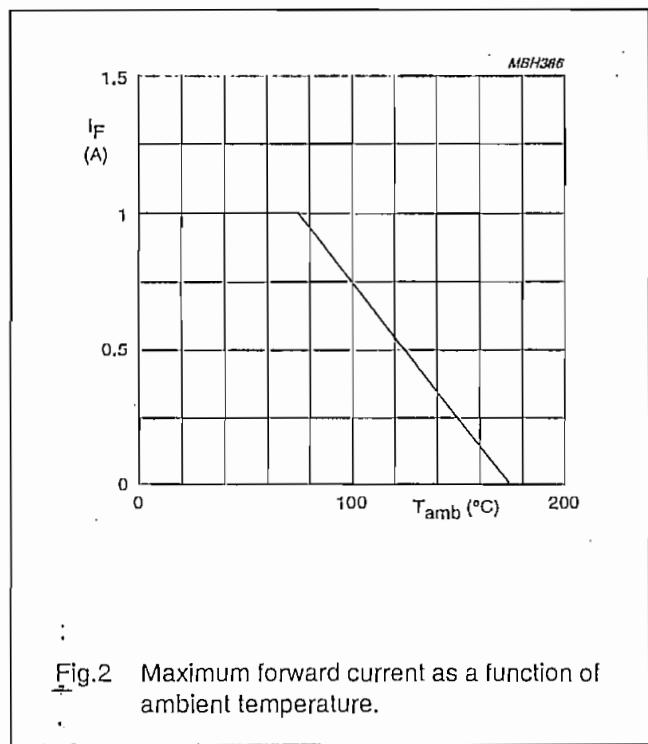


Fig.2 Maximum forward current as a function of ambient temperature.

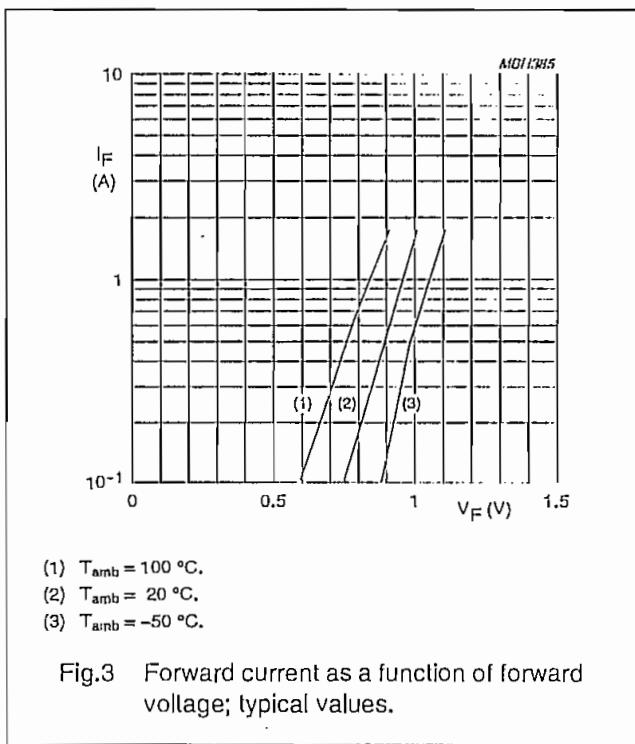
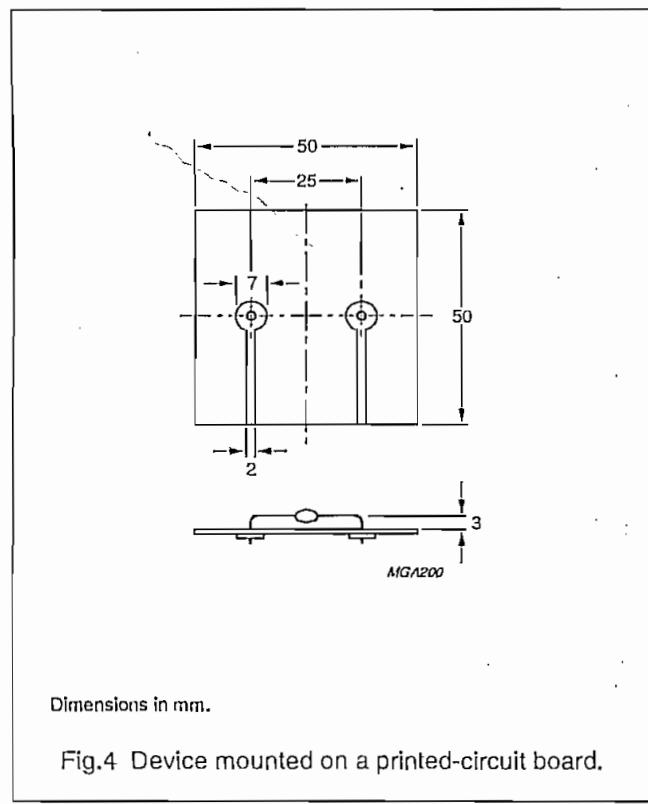


Fig.3 Forward current as a function of forward voltage; typical values.



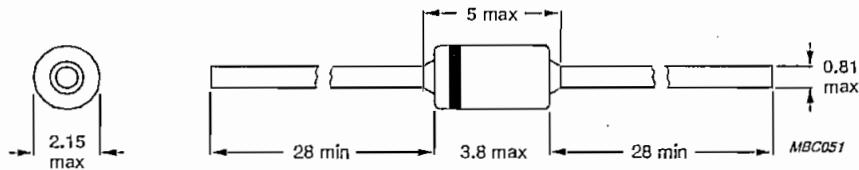
Dimensions in mm.

Fig.4 Device mounted on a printed-circuit board.

Rectifiers

1N4001ID to 1N4007ID

PACKAGE OUTLINE



Dimensions in mm.

Fig.5 SOD81.

DEFINITIONS

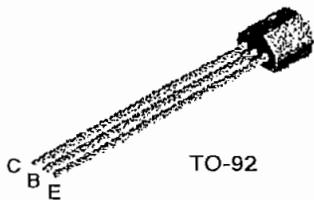
Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

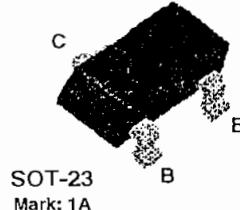
These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.



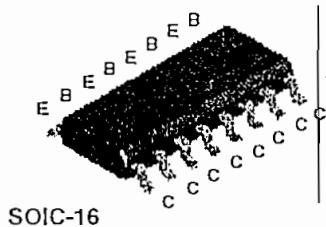
2N3904



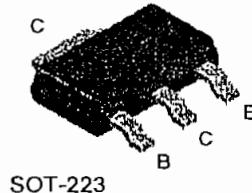
MMBT3904



MMPQ3904



PZT3904



NPN General Purpose Amplifier

This device is designed as a general purpose amplifier and switch. The useful dynamic range extends to 100 mA as a switch and to 100 MHz as an amplifier. Sourced from Process 23.

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	-40	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	60	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I_C	Collector Current - Continuous	200	mA
T_J, T_{Stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

NPN General Purpose Amplifier

(continued)

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-------

OFF CHARACTERISTICS

$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_E = 0$	40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10 \mu\text{A}, I_E = 0$	60		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
I_{BL}	Base Cutoff Current	$V_{CE} = 30 \text{ V}, V_{EB} = 0$		50	nA
I_{CEX}	Collector Cutoff Current	$V_{CE} = 30 \text{ V}, V_{EB} = 0$		50	nA

ON CHARACTERISTICS*

h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 0.1 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	40	300	
		$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	70		
		$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	100		
		$I_C = 50 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	60		
		$I_C = 100 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	30		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$		0.2	V
		$I_C = 50 \text{ mA}, I_B = 5.0 \text{ mA}$		0.3	V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$	0.65	0.85	V
		$I_C = 50 \text{ mA}, I_B = 5.0 \text{ mA}$		0.95	V

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 20 \text{ V}, f = 100 \text{ MHz}$	300		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = 5.0 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		4.0	pF
C_{ibe}	Input Capacitance	$V_{EB} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		8.0	pF
NF	Noise Figure (except MMPQ3904)	$I_C = 100 \mu\text{A}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}, R_B = 1.0 \text{k}\Omega, f = 10 \text{ Hz to } 15.7 \text{ kHz}$		5.0	dB

SWITCHING CHARACTERISTICS (except MMPQ3904)

t_d	Delay Time	$V_{CC} = 3.0 \text{ V}, V_{BE} = 0.5 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$		35	ns
t_r	Rise Time			35	ns
t_s	Storage Time	$V_{CC} = 3.0 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$		200	ns
t_f	Fall Time	$I_B1 = I_B2 = 1.0 \text{ mA}$		50	ns

*Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

Spice Model

NPN ($I_S = 6.734 \text{ fA}$ $X_{LI} = 3$ $E_g = 1.11 \text{ V}$ $A_{VF} = 74.03 \text{ dB}$ $B_f = 416.4$ $N_e = 1.259$ $I_{SE} = 6.734 \text{ fA}$ $I_{KF} = 66.78 \text{ mA}$ $X_{LB} = 1.5 \text{ V}$ $B_r = .7371 \text{ N_c = 2}$ $I_{SC} = 0 \text{ A}$ $I_{KR} = 0 \text{ A}$ $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ $C_{JE} = 3.638 \text{ pF}$ $M_{JC} = .3085 \text{ A}$ $V_{JC} = .75 \text{ V}$ $F_C = .5 \text{ A}$ $C_{JE} = 4.493 \text{ pF}$ $M_{JE} = .2593 \text{ A}$ $V_{JE} = .75 \text{ V}$ $T_r = 239.5 \text{ n}$ $T_f = 301.2 \text{ p}$ $I_{TF} = .4 \text{ A}$ $V_{TF} = 4 \text{ V}$ $X_{TF} = 2 \text{ V}$ $R_b = 10 \text{ }\Omega$)

NPN General Purpose Amplifier

(continued)

Thermal Characteristics

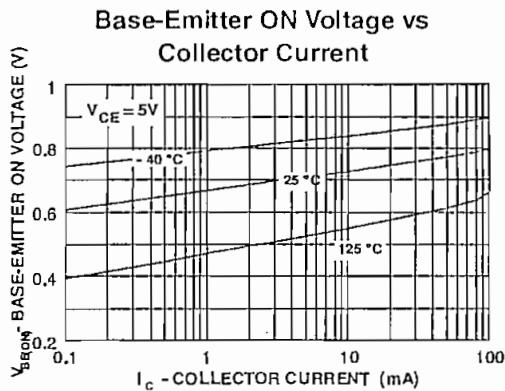
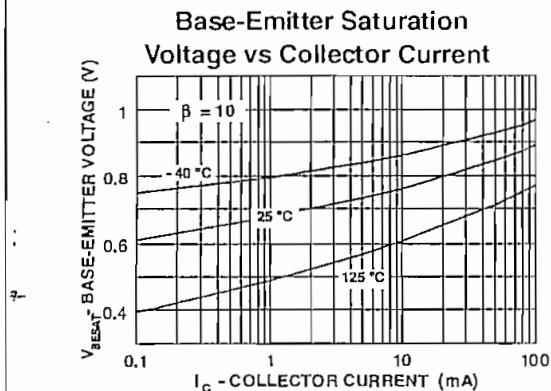
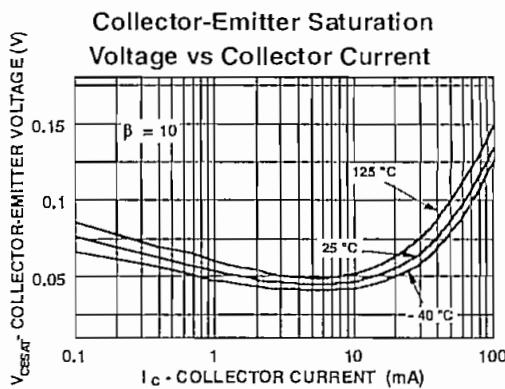
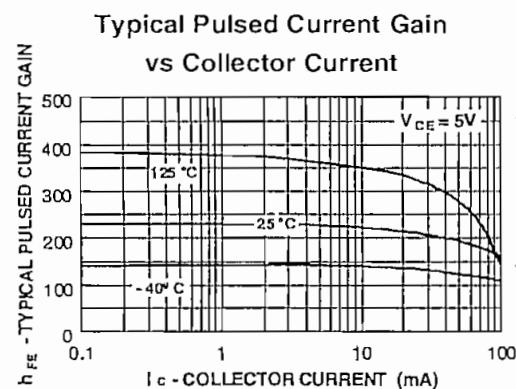
TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max		Units
		2N3904	*PZT3904	
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625 5.0	1,000 8.0	mW mW/°C
R _{thJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3		°C/W
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	125	°C/W

Symbol	Characteristic	Max		Units
		**MMBT3904	MMPQ3904	
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	350 2.8	1,000 8.0	mW mW/°C
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient Effective 4 Die Each Die	357	125 240	°C/W °C/W °C/W

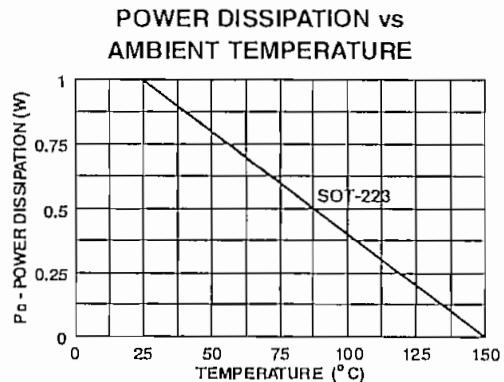
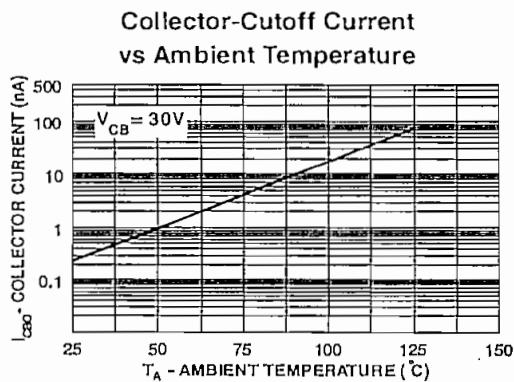
*Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6 cm².

**Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

Typical Characteristics

NPN General Purpose Amplifier (continued)

Typical Characteristics (continued)



Test Circuits

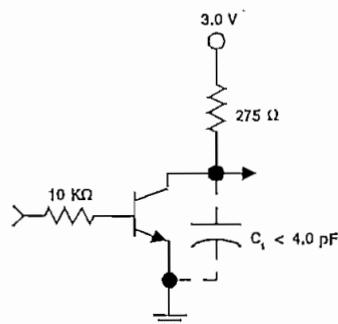
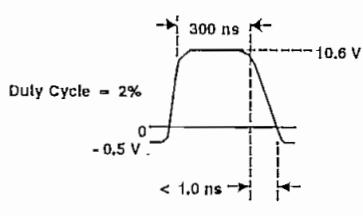


FIGURE 1: Delay and Rise Time Equivalent Test Circuit

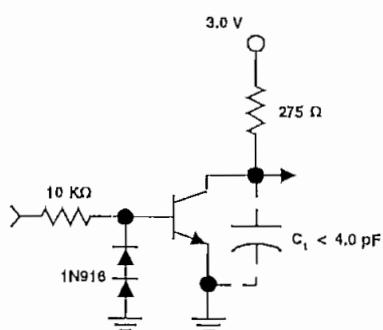
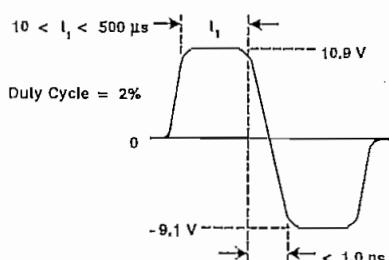


FIGURE 2: Storage and Fall Time Equivalent Test Circuit