



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MEDIDOR DE PRESION BAROMETRICA

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO-ELECTRICISTA

PRESENTA:

ISMAEL LOPEZ JUAREZ



DIRECTOR: ING. MARTIN FUENTES CRUZ

México, D.F.

1994

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**A Dios gracias, por permitirme llegar a este
momento de mi vida**

**A mis padres y hermanos por su apoyo en
todo momento**

A toda mi familia

A Rosario, por su cariño y paciencia.

AGRADECIMIENTOS

Al subcomité de becas de la Facultad de Ingeniería por el apoyo recibido.

A la Dirección General de Asuntos del Personal Académico (DGAPA-UNAM) por el apoyo financiero otorgado para la realización del presente trabajo.

A los integrantes del Departamento de Electrónica y Automatización del Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y en Sistemas (IIMAS-UNAM) por las facilidades que me brindaron para realizar este trabajo, de manera especial a José Soberano y Martín Fuentes por su valioso consejo y amistad.

INTRODUCCION

En los diferentes sistemas de monitoreo ambiental los parámetros meteorológicos son de gran importancia, ya que en base al clima se puede modelar el comportamiento de los componentes en la atmósfera. Los modelos de dispersión de contaminantes generados por una fuente fija puntual, pueden ser modelados también tomando como datos los parámetros meteorológicos del lugar en ese momento. Debido a la importancia que tienen dichos parámetros, se decidió diseñar en el Departamento de Electrónica y Automatización del IIMAS-UNAM, estaciones meteorológicas para las cuales se están diseñando equipos de medición e interfaces para los diferentes parámetros. En este trabajo en particular se describe el diseño de un medidor de presión barométrica.

Actualmente existen diferentes medidores de presión atmosférica, los cuales de acuerdo a su filosofía de diseño se pueden clasificar en 3 tipos. En el primero de ellos se encuentran, los medidores que emplean sensores de presión de alto costo y una circuitería analógica para el acondicionamiento de su señal, éstos usan generalmente un display de 3 1/2 dígitos; sin embargo, el emplear un sensor caro, no significa necesariamente que se obtenga alta exactitud debido principalmente a la estabilidad de los demás componentes del circuito. Otro tipo de medidores, emplea sensores económicos y algún microprocesador para compensar su medición, esto se realiza mediante el uso de tablas de correspondencia, dichas tablas además de emplear considerable espacio de memoria, requieren una actualización posterior debido a cualquier cambio en el valor de sus componentes. El emplear esta técnica implica necesariamente, considerar diferentes valores en la tabla para cada medidor en particular.

Se pueden lograr buenas características de funcionamiento en este tipo de medidores si se consideran sensores con altas especificaciones y componentes con adecuadas tolerancias. En este caso, el sensor se puede reemplazar sin ser necesaria una recalibración. Sin embargo; esto es aplicable únicamente a pocos sensores, dado que por regla general es necesaria siempre una recalibración cuando se reemplaza un sensor, o cuando la circuitería externa ha cambiado sus propiedades.

Por último, se encuentra la metodología de diseño que emplea una calibración digital también, pero que no emplea tablas de correspondencia para su calibración, sino que toma en cuenta las características reales y actuales del sensor y los circuitos asociados al mismo, con lo cual se generan los coeficientes propios de la calibración.

El diseño del medidor se fundamentó en este último criterio, buscando lograr una mejor exactitud, precisión y economía, mediante el uso de sensores económicos de presión sin compensación interna.

El trabajo se ha dividido en siete capítulos, agrupados en dos secciones de la siguiente manera:

1. Una primera parte denominada **FUNDAMENTOS** que incluye los capítulos 1 a 3, donde se localiza lo concerniente a Generalidades del Sistema Atmosférico, Transducción de las Variables, Calibración Digital y Analógica, así como también el planteamiento del problema y el circuito propuesto como solución.

2. En esta parte relativa al **DESARROLLO** y **CONSTRUCCION** del medidor, se han incluido los restantes cuatro capítulos, en donde se localizan los temas referentes a: la Conversión A/D y D/A, el diseño de ambas secciones Analógica y Digital del sistema, y finalmente la implementación del circuito y las pruebas al mismo.

Al principio de cada capítulo se hace una breve introducción, y para un mejor entendimiento del manuscrito, se han empleado letras en **negritas** cuando ha sido necesario resaltar o hacer énfasis en algún término en especial. También se ha hecho uso de letras en tipo *itálica*, cuando los términos a que se hace referencia son términos técnicos importantes, términos coloquiales y anglicismos, cuya traducción se ha evitado por emplearse ampliamente estos términos en el área electrónica.

CONTENIDO

PARTE 1 FUNDAMENTOS

Introducción	i
Generalidades	
1.1 ESTRUCTURA DEL SISTEMA ATMOSFERICO	3
1.2 ESTRUCTURA VERTICAL DEL SISTEMA ATMOSFERICO	7
1.2.1 Presión atmosférica en el modelo de estructura vertical	8
1.3 DISTRIBUCION HORIZONTAL DEL SISTEMA ATMOSFERICO	10
1.4 MEDICION DE TEMPERATURA, PRESION Y ALTITUD	10
Temperatura	
Presión	
Altitud	
1.5 MEDIDORES COMERCIALES, VENTAJAS Y DESVENTAJAS	13
1.6 OBJETIVOS DEL PROYECTO	17
1.7 REFERENCIAS	18
Transducción de las variables	
2.1 CLASIFICACION DE SENSORES	21
2.2 SENSORES DE TEMPERATURA	23
2.3 TRANSDUCTORES DE PRESION	26
2.3.1 TIPOS DE TRANSDUCTORES DE PRESION	26
2.3.2 DISEÑO DE TRANSDUCTORES	29
Transductores Piezoresistivos	29
Transductores Capacitivos	31
2.4 REFERENCIAS	33
Planteamiento del Problema y Circuito Propuesto	
3.1 ANALISIS, JUSTIFICACION Y ELECCION DEL TRANSDUCTOR DE PRESION	35

3.1.1 COMPENSACION POR VARIACION DE TEMPERATURA	38
3.2 CALIBRACION ANALOGICA	40
3.3 CALIBRACION DIGITAL	44
3.4 CIRCUITO PROPUESTO	47
3.5 REFERENCIAS	49

PARTE 2 DESARROLLO Y CONSTRUCCION

Sección Analógica

4.1 ALIMENTACION DEL CIRCUITO	52
Alimentación del tomacorriente	52
Alimentación por batería	52
4.2 REGULACION DE VOLTAJE	55
4.2.1 SEÑAL DE BATERIA BAJA	56
4.3 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL	57
4.3.1 SENSOR DE TEMPERATURA	57
4.3.2 SENSOR DE PRESION	58
Amplificador diferencial	59
Selección del amplificador operacional	63
Razón de Rechazo en Modo Común (CMRR)	65
4.4 REFERENCIAS	67

Conversión Analógica-Digital y Digital-Analógica

5.1 INTRODUCCION	69
5.2 CONVERSION DIGITAL-ANALOGICA	69
5.2.1 CIRCUITOS DE CONVERSION DIGITAL-ANALOGICA	75
Convertidor de resistencias ponderadas	75
Convertidor de escalera R-2R	76
5.3 CIRCUITO DE CONVERSION D/A EMPLEADO	77
5.4 CONVERSION ANALOGICA-DIGITAL	79
5.4.1 CIRCUITOS DE CONVERSION ANALOGICA-DIGITAL	83

Convertidor de rampa	83
Convertidor de aproximaciones sucesivas	85
Convertidores de doble pendiente	86
Convertidores de tipo paralelo o flash	88
Convertidores de seguimiento o rastreo	89
Convertidores de voltaje-frecuencia	90
5.5 CIRCUITO DE CONVERSION A/D EMPLEADO	90
5.6 REFERENCIAS	92

Sección Digital

6.1 SELECCION DEL MICROCONTROLADOR	94
TEXAS INSTRUMENTS	94
MOTOROLA	96
INTEL	96
6.2 DESCRIPCION FUNCIONAL DE LA FAMILIA MCS-51	98
6.2.1 DESCRIPCION GENERAL	98
6.2.2 ORGANIZACION DE LA MEMORIA	100
6.2.3 DESCRIPCION DE HARDWARE DEL 80C31BH	102
6.3 DISEÑO DE HARDWARE	104
6.3.1 CIRCUITO INTERNO DE OSCILACION	104
6.3.2 FRECUENCIA DE OPERACION Y CONSUMO DE POTENCIA	105
6.3.3 CIRCUITO DE RESET	106
6.3.4 RESISTORES PULL DOWN DEL PUERTO 0	107
6.3.5 RECONOCIMIENTO Y DECODIFICACION DEL TECLADO	108
6.3.6 ALMACENAMIENTO DE LOS PARAMETROS DE CALIBRACION	108
6.3.7 EXHIBICION DE LAS LECTURAS	111
6.3.8 ARQUITECTURA BASICA Y CONSUMO DE POTENCIA	114
6.4 DESARROLLO DEL SOFTWARE	114
6.4.1 MEDICION DE FRECUENCIA Y PERIODO	114
6.4.2 RESOLUCION EN LA SEÑAL DE TEMPERATURA	117
6.4.3 RESOLUCION EN LA SEÑAL DE PRESION	118
6.4.4 ERROR EN LA MEDICION DE PERIODO	118
6.4.5 AJUSTE AL VALOR DE TEMPERATURA	119

6.4.5 AJUSTE AL VALOR DE TEMPERATURA	119
6.4.6 AJUSTE AL VALOR DE PRESION	120
Rango Dinámico	120
6.4.7 DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL	122
6.4.8 CALIBRACION DE TEMPERATURA	125
6.4.9 CALIBRACION DE PRESION	126
6.4.10 RAZON DE MUESTREO	128
6.5 REFERENCIAS	129
Implementación y Pruebas	
7.1 CIRCUITO IMPRESO Y CONSIDERACIONES DE RUIDO	132
7.2 CALIBRACION DEL CIRCUITO	136
7.2.1 PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL EN CALIBRACION DE TEMPERATURA	137
7.2.2 PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL EN CALIBRACION DE PRESION	138
7.3 CONSUMO DE POTENCIA	139
7.4 ENSAMBLE	139
7.5 REFERENCIA	141
Conclusiones	142
Apéndice A -Programa de Aplicación-	144
Apéndice B -Set de Instrucciones del 80C31BH-	172

PARTE 1

FUNDAMENTOS

Capítulo 1

Generalidades

En este capítulo, denominado GENERALIDADES se muestra de manera cualitativa el sistema atmosférico, sus diferentes capas y composición. Se hace además un análisis de la estructura vertical y distribución horizontal de las variables de interés: Presión y Temperatura. Finalmente considerando las características del sistema se definen los alcances del proyecto.

La atmósfera actual de la tierra es un sistema complejo de gases y partículas suspendidas, producto de reacciones químicas y bioquímicas; Aunque este sistema de fluidos forma una envolvente alrededor de la tierra, sus límites no se definen fácilmente. Estos pueden ser arbitrariamente delimitados como la interfase Tierra/Atmósfera y Atmósfera/Espacio.

1.1 ESTRUCTURA DEL SISTEMA ATMOSFERICO

Sólo cinco gases (Nitrógeno, Oxígeno, Argón, Dióxido de Carbono y Vapor de agua) conforman el 99 % del volumen total de la atmósfera, que junto con partículas suspendidas tales como pequeñísimas gotas de agua, polvo, humo y gases menores, representan los elementos del sistema. Sin tomar en cuenta el vapor de agua (que fluctúa considerablemente en cantidad) y las partículas suspendidas, los gases están presentes en el aire seco en las proporciones que se indican en la tabla 1-1. Como la mayoría de los elementos constituyentes del sistema están en fase gaseosa, se encuentran en su mayor parte como moléculas separadas, átomos o aniones y están en estado de constante movimiento. La organización de estas unidades dentro de compuestos más complejos y dentro de grandes agregados de materia para formar estructuras observables, tales como en la Litosfera y Biosfera, se pierden dentro de la atmósfera. La estructura existe, pero tiene que ser vista en términos de distribución diferencial de constituyentes dentro del sistema y parcialmente en términos de variaciones de atributos medibles del sistema, tales como temperatura y presión.

ELEMENTO	PESO MOLECULAR	PORCENTAJE DEL VOLUMEN	PORCENTAJE DE LA MASA
NITROGENO	28.01	78.09	75.51
OXIGENO	32.00	20.95	23.15
ARGON	39.94	0.93	1.23
DIOXIDO DE CARBONO	44.01	0.03	0.05

Tabla 1-1
Constituyentes del aire seco

Las proporciones de varios gases cambia lentamente en el tiempo, pero éstas muestran distintas distribuciones verticales a través de la atmósfera. En la parte más baja de 10 Km las proporciones cambian poco debido a la mezcla turbulenta de la atmósfera a esta altura. Arriba de este nivel las capas son mas evidentes, con los gases y partículas suspendidas organizadas en bandas.

NITROGENO

El nitrógeno ocupa más de 3/4 de la atmósfera y aparece a lo largo de una profunda capa de 100 km desde la superficie de la tierra. Las mayores concentraciones de moléculas de nitrógeno (N_2) aparecen en los primeros 50 Km, mientras que el nitrógeno atómico es el más prevaleciente entre los 50 y 100 Km. El nitrógeno atómico está sujeto a la radiación cósmica de microondas en la parte superior de la atmósfera lo que produce un isótopo inestable de Carbono (^{14}C) referido como radiocarbón. Este se combina con el oxígeno en la parte baja de la atmósfera para producir dióxido de radiocarbón lo cual es asimilado en la

superficie de la tierra por los organismos vivos. Hay normalmente una molécula de dióxido de radiocarbón por 10^{12} moléculas de dióxido de carbón normal (^{12}C). El isótopo inestable ^{14}C gradualmente se revierte a nitrógeno y penetra dentro de la atmósfera.

El nitrógeno aunque ocupa tal cantidad de volúmen, tiene poco efecto en el balance global de radiación y, aunque es esencial para la vida del sistema, no puede ser directamente asimilado por plantas o animales.

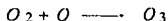
OXIGENO

El oxígeno aparece en los 120 Km más bajos de la atmósfera y ocupa poco más de 1/5 de su volúmen total. Abajo de los 60 Km aparece principalmente como oxígeno molecular (O_2), mientras que arriba este se disocia en oxígeno atómico (O), que es lo que más predomina.

El oxígeno, el cual existe en estado gaseoso en la atmósfera, representa únicamente una parte del total almacenado en el sistema Tierra-Atmósfera. Los animales y las plantas almacenan oxígeno como un componente de moléculas orgánicas durante sus vidas.

El ozono (O_3), está presente únicamente en pequeñas cantidades dentro de la atmósfera, pero su impacto en el sistema es considerable, principalmente en la absorción de radiación de microondas.

El O_3 es producido como resultado de la disociación del oxígeno molecular en oxígeno atómico por radiación de menos de $0.24 \mu\text{m}$ de longitud de onda. Los átomos disociados se recombinan con oxígeno molecular para producir ozono.



La producción máxima de ozono ocurre entre 30 y 40 Km sobre la superficie terrestre, pero algunas concentraciones máximas ocurren unos 10 Km abajo de este nivel. A extremadamente altas elevaciones (mayores de 60 Km) hay insuficientes moléculas de oxígeno para mantener una tasa alta de producción de ozono, mientras que abajo de los 10 Km hay insuficiente radiación de microondas ya que ésta ha sido ya absorbida a altas elevaciones. El ozono es también inestable y se convierte en oxígeno molecular cuando se combina con otros oxígenos atómicos.

El nivel de máxima concentración representa un balance entre el proceso de creación y destrucción de ozono y su mezclado en la atmósfera.



DIOXIDO DE CARBONO

El dióxido de carbono forma una pequeña proporción de la atmósfera aunque esencial para la vida de la tierra. Debido a su cercana asociación en la biosfera es el más predominante en los primeros 50 Km de la atmósfera y particularmente en los primeros 2 Km. Es producido por la respiración y por la oxidación de los compuestos de carbono, incluyendo la combustión. Aunque tales fuentes de combustión son naturales como los incendios forestales, la quema de compuestos de carbono por el hombre, que podría de otra forma haber sido inmovilizada en la litosfera como combustibles fósiles, ha tenido efectos medibles en las concentraciones de dióxido de carbono en la atmósfera. El hombre adiciona aproximadamente 1.4×10^{13} kg de dióxido de carbono a la atmósfera cada año, de esta

forma se ha incrementado la proporción volumétrica de la atmósfera de 0.029% a 0.033% durante la primera mitad del siglo XX.

VAPOR DE AGUA

El vapor de agua es la fase gaseosa del agua y se deriva de la difusión de las moléculas de agua de su estado líquido en la superficie de la tierra. Por ésto, se concentra en los primeros 10 Km de la atmósfera, con aproximadamente el 90% abajo de los primeros 6 Km. Este es uno de los constituyentes más variables de la atmósfera contribuyendo entre el 0.5% y el 4.0% del volumen del aire húmedo. La figura 1-1 muestra una distribución típica de la distribución del vapor de agua a través de los 8 Km mas bajos de la atmósfera.

PARTICULAS NO GASEOSAS

Además de la mayoría de los gases, la atmósfera contiene gases de naturaleza no gaseosa,

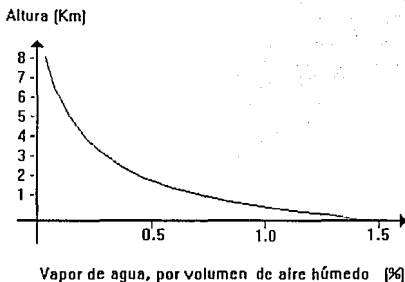


Figura 1-1

Decremento en el contenido de vapor de agua con la altura

los cuales están en suspensión o mantenidos entre mezclas turbulentas. Los más importantes son las pequeñísimas gotas de agua y cristales de hielo que aparecen en las nubes. Estas son importantes debido a que afectan a la radiación de microondas (reflexión) y de ondas largas (absorción). La cantidad de nubes en la atmósfera es altamente variable, Pero hay áreas como en el ecuador y en las latitudes medias las cuales experimentan mayor densidad de nubes que en cualquier otra parte. Figura 1-2.

Cerca del 90 % de las partículas son de naturaleza orgánica tales como, polvo de erupciones volcánicas, humo de incendios forestales, pulverización del agua de mar y polen. Ver tabla 1-2

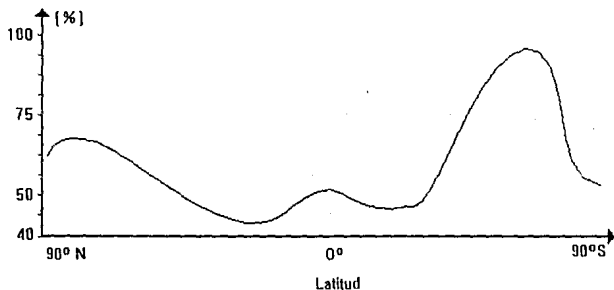


Figura 1-2

Variación latitudinal en el porcentaje promedio de la densidad de nubes

TIPO	FUENTE
Partículas	Volcanes, combustión, acción del viento, Industria, Brisa marina e Incendios forestales.
Hidrocarburos	Motores de combustión interna, bacterias y plantas.
Compuestos de Azufre (SO ₂ , H ₂ S, H ₂ SO ₄)	Bacterias, Quema de combustibles fósiles, Volcanes y brisa marina.
Compuestos de Nitrógeno	Bacterias y combustión

Tabla 1-2

Fuentes de materiales en la atmósfera

1.2 ESTRUCTURA VERTICAL DEL SISTEMA ATMOSFERICO

La estructura de la atmósfera tiene que ser concebida en términos de la distribución de las propiedades del sistema, especialmente de aquellos atributos que pueden ser tratados como variables medibles. Ciertamente los puntos tratados anteriormente sugieren que la atmósfera no es homogénea y que la distribución de sus constituyentes implica que posee una distribución por capas. Esta componente vertical de la atmósfera puede ser primeramente relativo a la distribución de absorción de energía radiante y puede ser descrita en términos de la variable temperatura.

Abajo de los 60 Km hay dos principales zonas de absorción: En la superficie de la tierra y en la capa de ozono. La energía absorbida es redistribuida por radiación, convección o conducción. Hay por lo tanto dos temperaturas máximas: en la superficie de la tierra y a 50 Km de elevación.

Arriba de estas dos temperaturas máximas existe un mezclado principalmente conveccional. Las temperaturas en estas capas de mezclado disminuyen con la altura. La menor de estas dos zonas (fig. 1-3) se refiere a la *troposfera* y la superior a la *mesosfera*. Estas dos capas están separadas por otra capa pequeña de mezclado denominada *estratosfera*. Entre la troposfera y la estratosfera, esta la *tropopausa*, la cual marca aproximadamente el límite

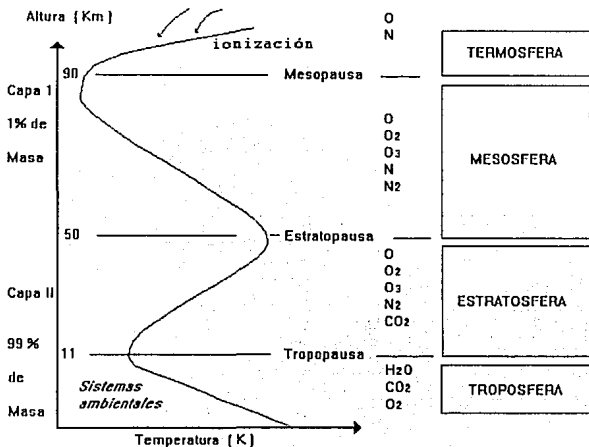


Figura 1-3
Modelo de la estructura vertical de la atmósfera

superior de mezclado en la atmósfera baja, la altura promedio de la tropopausa es usualmente de 11 Km, aunque varía dependiendo de la superficie terrestre. En latitudes tropicales su promedio es de 16 Km y en latitudes polares es de sólo 10 Km. Hay una zona más de calentamiento arriba de la mesosfera y a más de 90 Km de la superficie de la tierra, donde la radiación ultravioleta es absorbida por las moléculas de oxígeno presentes a esta altura, a esta capa se le denomina *termosfera*. Dentro de esta capa ocurre la ionización. Más allá de la termosfera, a una altura de aproximadamente 700 Km, aparece la *exosfera* donde la atmósfera tiene extremadamente baja densidad. A este nivel aparece un número creciente de partículas ionizadas las cuales se concentran en bandas denominadas como "cinturones de Van Allen".

Este modelo de estructura vertical puede ser simplificado como dos estructuras concéntricas, cuyos límites están definidos por la *estratopausa*, a aproximadamente 50 Km sobre la superficie de la Tierra y un límite hipotético superior de aproximadamente 80 000 Km. Abajo de la estratopausa en la estratosfera y la troposfera se encuentra el 99 % de la masa total de la atmósfera y es en este nivel precisamente donde opera el sistema circulatorio atmosférico.

Más allá de la estratopausa una capa de cerca de 80 000 Km de espesor contiene únicamente el 1 % de la masa atmosférica, esta capa experimenta ionización por la alta radiación solar.

1.2.1 Presión atmosférica en el modelo de estructura vertical

La presión atmosférica se define como la fuerza ejercida por la atmósfera por unidad de área de superficie. Si un fluido está en reposo, por el movimiento aleatorio de sus moléculas, éstas ejercen una presión uniforme en todas direcciones. La presión que un fluido podría ejercer debido a la gravedad se puede determinar con la ecuación hidrostática:

$$P = \rho g h \quad (1.1)$$

ésta define a la presión como el producto de la densidad (ρ) del fluido, su profundidad ó altura (h) arriba de la superficie, y la aceleración debida a la gravedad (g). Si asumimos que la densidad de la atmósfera no varía con la altura arriba de la superficie terrestre, podemos inferir que la presión se decremента uniformemente a través de la atmósfera. Sin embargo, se ha observado que la presión atmosférica no se decremента uniformemente con la altura. En los 5 Km mas bajos el decremента de la presión es cercanamente uniforme a una razón aproximada de 100 mbar/Km. Arriba de este nivel el decremента es menor, de 270 mbar a 10 Km, 125 mbar a 15 Km y de 56 mbar a 20 Km. La curva se aproxima a una forma exponencial (figura 1-4). La razón de ésto, es debido a que la densidad de la atmósfera no es constante con la altura. La atmósfera es fácilmente comprimida por las capas superiores por eso su densidad es mayor en la superficie de la tierra y se decremента rápidamente.

La relación entre la presión, densidad y temperatura para el aire seco se tiene en la ecuación:

$$P = R\rho T \quad (1.2)$$

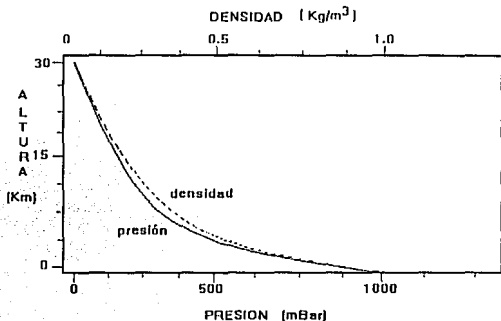


Figura 1-4

Variación de presión y densidad con la altura en una atmósfera estándar

Donde R es la constante universal de los gases y es igual a $287 \frac{J}{Kg K}$.

Empleando esta ecuación podemos modificar la ecuación hidrostática para obtener una ilustración simple de los efectos del decremento de la densidad sobre la presión atmosférica. La relación entre la presión y la altura puede ser exponencial en lugar de lineal, lo cual se aproxima más a su comportamiento real.

De la ecuación 1.1, si consideramos incrementos diferenciales:

$$dP = \rho g dh \quad (a)$$

de la ecuación 1.2

$$\rho = \frac{P}{RT}$$

Sustituyendo en (a)

$$dP = \frac{P}{RT} g dh$$

$$\frac{dP}{P} = \frac{g}{RT} dh$$

Si asumimos cambios relativamente pequeños en altura, cambios en T son relativamente insignificantes. Esto es, que T no sea considerada como una función de h , entonces por integración resolviendo para P :

$$\log P = \frac{g}{RT} h + C_1 \quad (b)$$

donde C_1 es una constante.

Por lo tanto ésta es una relación logarítmica entre P y h . Para determinar C_1 requerimos una condición de frontera. Si $h = 0$ (Por ejemplo en el nivel de mar) cuando $P = P_0$

(Lo que consideraremos como presión a nivel de mar). Sustituyendo ésto en la ecuación (b)

$$\begin{aligned}\log P_0 &= 0 + C_1 \\ C_1 &= \log P_0\end{aligned}$$

Con lo que obtenemos:

$$\log P = \log P_0 + \frac{g}{RT} h \quad (1.3)$$

1.3 DISTRIBUCION HORIZONTAL DEL SISTEMA ATMOSFERICO

El modelo de la estructura vertical de la atmósfera desarrollado hasta ahora, ha implicado la existencia de estructuras concéntricas alrededor de la tierra; estructuras que dependen de su composición relativa y de sus propiedades, particularmente en los atributos medibles de temperatura, densidad, volumen y presión. El hecho de que el modelo vertical cambie en diferentes localidades y también con el tiempo ha sido ya mencionado. La propiedad que sirve para mostrar las dimensiones horizontales de esta variación en las propiedades atmosféricas es nuevamente la presión atmosférica.

La distribución horizontal de la presión atmosférica sobre la superficie terrestre se representa en forma de *isobaras* (líneas de igual presión) de presión al nivel del mar. Las presiones tomadas sobre la superficie de la tierra se corrigen al nivel del mar empleando la ecuación anterior.

En los mapas de presión superficial hay áreas de relativa mayor o menor presión que se denominan de alta o baja presión, aunque no hay estrictamente una definición cuantitativa que las pueda definir en términos absolutos. La localización de áreas de alta o baja presión varía en el tiempo y en el espacio, pero por conveniencia dos tipos de presión se han identificado usualmente. El primero son las áreas semipermanentes, las cuales aparecen en mapas que muestran el promedio de presión en la estación, cuyas localidades son moderadamente predecibles. El segundo son las estructuras de presión efímeras y móviles, las cuales únicamente aparecen en las cartas de presión diaria.

1.4 MEDICION DE TEMPERATURA, PRESION Y ALTITUD

Temperatura

La temperatura es quizás el parámetro más medido a lo largo de la vida del hombre, ya en el siglo I a.c. el físico y filósofo Philo de Byzantium demostró que el aire se expande cuando éste eleva su temperatura. Este descubrimiento lo aprovecha Galileo Galilei cuando mide la temperatura del aire en lo que él llamó el termoscopio. Otras técnicas de medición se han venido empleando desde entonces hasta llegar ahora a contar con sensores que directamente proporcionan el valor de la temperatura en escalas predeterminadas.

Este parámetro varía notablemente y es directamente dependiente de la latitud y de la reflexión de los rayos solares debido a los cambios en la superficie terrestre, e incluso

algunos autores argumentan cambios significativos en la temperatura debido a la distribución del magnetismo terrestre [1.2]. Sin lugar a dudas es un parámetro peculiar cuyas variaciones son extremas como lo muestran los registros que se tienen de la zona más caliente (Al'azizyah, Libia con 58.0 °C el 13 de Septiembre de 1922) y de la zona más fría del mundo (Vostok, Antártica con -88.3 °C el 24 de Agosto de 1960)[1.3].

La medición de este parámetro es importante, dado que en instrumentos de precisión se requiere usualmente una medición exacta de temperatura para calibrar el instrumento. Actualmente existen diversos dispositivos para la medición de temperatura. Dichos elementos, así como criterios de selección y características se discutirán en el próximo capítulo.

Presión

La presión es una fuerza uniforme y multidireccional que se mide como la magnitud de la fuerza ejercida sobre una unidad de área en un punto dado. Existen diferentes tipos de presión dependiendo de la referencia que se tome en su medición. La *presión absoluta* se mide tomando como referencia cero presión (vacío perfecto). La *presión manométrica* se mide a partir de considerar la presión atmosférica como referencia. La *presión diferencial*, es la diferencia de presión entre dos puntos de medición. El término de *presión vacuométrica* se asocia cuando se tienen mediciones menores en magnitud a la presión de referencia, usualmente se tiene como referencia la presión atmosférica. Las unidades de presión para el Sistema Internacional de Unidades (SI), es el Pascal, aunque actualmente la mayoría de los instrumentos de medición contemplan otras unidades. Se muestran en la tabla 1-3 éstas escalas así como sus factores de conversión.

1 PSI = 6.895 kPa
1 atm = 101.3 kPa
1 Bar = 100.0 kPa
1 in Hg = 3.386 kPa
1 in H ₂ O = 0.249 kPa

Tabla 1-3
Unidades de presión

Presión atmosférica

Las primeras notas que se tienen a cerca de medición de presión atmosférica bien pudieron haberse dado en el siglo II A.C. cuando el ingeniero griego Hero de Alejandría demostró que el aire era una sustancia con peso, logrando ésto al introducir en agua un tubo cerrado en uno de sus extremos y lleno de aire, demostró con ello que el agua no podría penetrar en el tubo a menos que de el tubo se eliminara aire en forma de burbujas hacia la superficie, con lo que se dedujo que el aire era una sustancia material, probablemente constituida de partículas, sin embargo la idea fué muy avanzada para la época en que vivió y sólo consiguió que se burlaran de él.

Más tarde vendrían el físico-matemático italiano Evangelista Torricelli y el matemático francés Blaise Pascal en el siglo XII a emplear una técnica similar a la de Hero para hacer mediciones de presión atmosférica.

Actualmente, los instrumentos que se emplean para la medición de este parámetro son los denominados *Barómetros*, cuyo nombre se debe precisamente a que en un principio emplearon como unidad básica de medición el *Bar*. Existen diferentes instrumentos para la medición de presión atmosférica, en el punto referente a Medidores Comerciales se analizan algunos de ellos.

Altitud

Las técnicas que se han empleado para la medición de altura son muy similares y se basan principalmente en la diferencia de presiones para determinar la altura entre dos puntos, generalmente uno de ellos la superficie que se toma como referencia. Para la determinación de la altura se emplean valores de presión estándar como los que se muestran en la tabla

1-4.

ALTITUD (Km)	PRESION (kPa)	ALTITUD (Km)	PRESION (KPa)
0	101.32	16	10.50
1	89.74	17	8.91
2	79.92	18	7.55
3	70.10	19	6.50
4	61.63	20	5.52
5	54.18	21	4.77
6	47.41	22	4.06
7	41.31	23	3.49
8	35.90	24	2.96
9	31.15	25	2.56
10	26.75	26	2.22
11	23.03	27	1.90
12	19.64	28	1.64
13	16.80	29	1.40
14	14.39	30	1.20
15	12.22		

Tabla 1-4

Altitud (arriba del nivel de mar) vs. Presión atmosférica

Existen otros métodos de medición que no emplean valores estándar sino valores de presión determinados mediante la medición de temperatura y presión, como en la fórmula general de los gases que se discutió anteriormente ó mediante el empleo de fórmulas más sofisticadas como es la expresión de Laplace [1.5]:

$$H = 18400 \left(1 + \alpha \frac{t+t'}{2} \right) A \text{Log} \left(\frac{B}{b} \right) \quad (1.4)$$

donde A está en función de la latitud geográfica. Los factores que componen A son muy próximos a la unidad, por consiguiente en muchas aplicaciones se puede suponer $A = 1$.
Donde:

H : diferencia de nivel en metros entre dos puntos

B : valor de presión observada en el punto inferior

b : valor de presión observada en el punto superior

t y t' : valores de temperatura correspondientes a ambos puntos, medidos al aire libre

α : Coeficiente de dilatación de los gases igual a $\frac{1}{273}$

1.5 MEDIDORES COMERCIALES, VENTAJAS Y DESVENTAJAS

Sería difícil tratar de describir aquí todos los aparatos que se han desarrollado para la medición de estos parámetros, además de no ser ésta, la intención del presente trabajo; sin embargo, para efectos de análisis se discute el empleo y características de algunos medidores.

En la actualidad existe una gran diversidad de instrumentos que miden presión, temperatura y altitud cada uno ó pudiendo medir dos parámetros en un solo instrumento, pero no se cuenta al menos en documentos comerciales con algún dispositivo que incluya la medición de los tres. Existen, sin embargo algunos instrumentos (que se describen mas adelante), con los cuales se puede tener un indicador de altitud. Estos instrumentos emplean valores promedio de presión para tener una relación líneal aproximada de la altura dentro de cierto rango.

En los 60's, estos instrumentos fueron principalmente de despliege analógico, obviamente por su naturaleza mecánica y de gran tamaño éstos no pudieron ser portátiles. Contaron con adecuada resolución y exactitud sin embargo, estas características se degradaban fácilmente por efectos climáticos y por efecto del tiempo en sus componentes mecánicos. Por ejemplo, fue una técnica común el compensar termómetros que fuesen bimetalicos agregando laminillas adicionales.

Se tiene dentro de este tipo de barómetros los de tipo de tambor como el B201 manufacturado por WEATHER MEASURE CORPORATION, con las siguientes características:

Sensor.....	De tipo aneroides
Exactitud.....	+/-0.2% del rango
Resolución.....	+/-0.3mB
Rango.....	0 a 3658 m sobre el nivel de mar
Compensación por Temp.....	Tira bimetalica
Rótación del tambor.....	24 horas ó 7 días
Peso.....	4.7 Kg

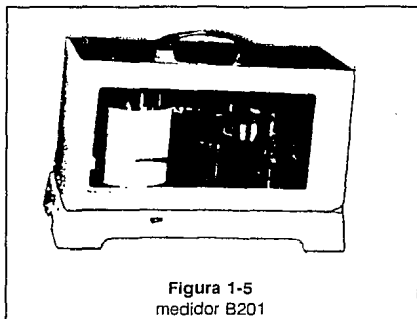


Figura 1-5
medidor B201

Como podemos observar aquí la principal ventaja de este tipo de instrumentos es el almacenamiento en cartas de los valores de presión por día o por semana, que no se lograban con los barómetros aneróides comunes o de bulbo de mercurio. Sin embargo, su principal desventaja como se mencionó fue su tamaño y peso.

Actualmente se tienen medidores totalmente compactos, portátiles con capacidad de almacenamiento de datos o de manejo de graficadores mediante su señal analógica.

OMEGA ENGINEERING, INC. Ofrece al mercado su medidor **PCL 200** con las siguientes características:

Exactitud..... $\pm 0.5\%$ de lectura (incluyendo efectos combinados de linealidad, histéresis, repetibilidad y temperatura sobre el rango calibrado.

Rango..... 0 - 7.2 PSI, 0 - 72 PSI

Temp. de operación..... - 29 a 50°C

Alimentación..... Batería recargable Ni-Cd

40 hrs mínimo a 21°C

20 hrs mínimo a -29°C

El equipo tiene un costo de 1000 US dls. que incluye: Un juego de calibración, una bomba de precisión manual y un cargador de batería. El equipo cuenta con un display LCD de 4 dígitos, lecturas en 8 unidades distintas y un transmisor de 4-20 mA.

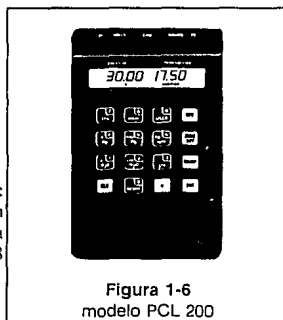


Figura 1-6
modelo PCL 200

DAVIS INSTRUMENTS CORPORATION. Ofrece al mercado el sistema WEATHER MONITOR II, el cual mide los principales parámetros meteorológicos: presión, temperatura, humedad relativa, lluvia, velocidad y dirección de viento. El sistema cuenta con reloj y calendario así como también con un sistema de alarma que se activa de acuerdo a los valores previamente establecidos por el usuario.

Se tienen las siguientes características:

Temperatura

Rango.....0 a 60°C

Resolución.....0.1 ó 1°C

Presión

Rango.....0 a 3650m sobre nivel de mar

Resolución.....0.1 mbar (880 a 1080 mB)

Unidades.....mmHg, inHg, mbar

Alimentación.....12 VDC, 9V. con batería alcalina

Duración de la batería.....24-48 hrs. recomendable reemplazarla cuando se haya acumulado un periodo de operación de 18 hrs.

El fabricante no proporciona mas especificaciones en cuanto a estos parámetros únicamente en márgenes estrechos como los que se muestran arriba pese a que se emplea un transductor de 0 a 15 PSI del tipo SCC15 que es un transductor compensado que requiere alimentación con una fuente de corriente constante.

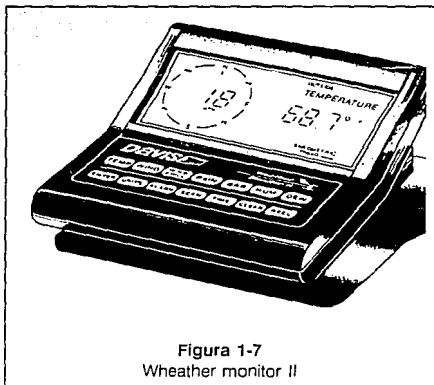


Figura 1-7
Weather monitor II

tener un indicador de altitud si se considera un milibar de decremento en presión correspondiendo ésto, a un incremento en altura de 8 metros.

La versión con salida analógica es opcional y se puede emplear en graficadores y para alimentar dispositivos datalogger.

Quizá su principal desventaja sea su limitado rango de operación de 0 a 40°C.

Finalmente TEXAS INSTRUMENTS recientemente ha desarrollado un sistemas de medición de presión en base a su procesador TSS400 [1.10] logrando gran exactitud y bajo costo empleando sensores convencionales de presión. Logrando una vida útil de operación de hasta 10 años con sólo una batería de Litio. De lo cual se discutirá en capítulos posteriores ya que aquí sólo se menciona por ser una de las mejores opciones para la medición de este parámetro.

1.6 OBJETIVOS DEL PROYECTO

En los subtemas anteriores se ha hecho el análisis cualitativo y cuantitativo de las características más sobresalientes del sistema atmosférico; en base a ello y además considerando las no linealidades de los parámetros de interés (presión y temperatura) como se pudo observar en las figuras 1-3 y 1-4, es necesario delimitar en base a nuestras necesidades los rangos de medición que se consideran óptimos para el uso del medidor con propósitos meteorológicos.

Los objetivos de diseño que se persiguen son:

- **Adecuada precisión y exactitud**

Aunque este punto se discutirá en el siguiente capítulo donde se describen las características de los transductores de presión, de manera previa se establece que los valores más adecuados son en el rango de presión de 500 a 1034 mBar y cubrir un rango de temperatura de -10 °C a 50 °C. Se plantea una exactitud de 0.5 % a escala completa y una resolución de 1 mbar.

- **Señal de salida analógica para alimentar sistemas Data-Logger**

Se establece que se tenga una salida estándar de 0 a 1000 mV, por ser éste, el rango más empleado en dataloggers.

- **Fácil calibración**

Que la calibración se efectue una sola vez y solamente sea requerida ésta, en circunstancias especiales (cuando el valor de algún componente del circuito se modifique).

- **Portabilidad**
- **Fácil operación**
- **Bajo consumo de energía**
- **Bajo costo**

1.7 REFERENCIAS

1.1 I.D. White, D. N. Mottershead, S.J. Harrison

Environmental Systems an Introductory Text

Edit. George Allen & Unwin

Great Britain, 1986

Pp. 68-106

1.2 Goudie, Andrew

Environmental Change

Edit. Clarendon Press. Oxford

Great Britain, 1977

Pp. 202-221

1.3 Holford, Ingrid

The Guinness Book of the Weather Facts & Feats

Edit. Guinness Superlatives Ltd.

Great Britain, 1977

Pp. 18-76

1.4 Norton, Harry N.

Handbook of Transducers

Prentice-Hall, Inc.

U.S., 1989

Pp. 294-330.

1.5 Fontseré, Eduardo

Elementos de meteorología

Edit. Gustavo Gili S.A.

Barcelona, España. 1953.

1.6 Scientific Instruments & Systems Catalog 1078

Weather Measure Corporation.

1.7 The Pressure Strain and Force Handbook

Omega Engineering, Inc. 1991

Pp. D-7 a D-100

1.8 Wheather Monitor II

Owner's Manual

Davis Instruments, Co.,1991.

1.9 Sensym

Solid-State Sensor Handbook, 1991

Pp. 5-3, 5-4

1.10 Tietze, U.; Schenk, Ch.

Electronic Circuits, Design and Applications.

Edit. Springer-Verlag,

Germany, 1991

Pp. 846

Capítulo 2

Transducción de las variables

En el presente capítulo se revisarán diferentes esquemas de clasificación de transductores, transducción eléctrica, descripción y análisis de algunos transductores comerciales de temperatura y presión dejando para el siguiente capítulo la justificación y elección del transductor de presión que se empleará.

2.1 CLASIFICACION DE SENSORES

Es conveniente mencionar aquí la diferencia entre sensor y transductor, considerando que en adelante ambos términos se emplearán ampliamente. El término sensor se refiere únicamente al material que se emplea para detección de la variable de interés y que se considera parte de todo transductor. Cuando la respuesta de este material es convertida a otra señal se dice entonces que ocurre un proceso de transducción. En el campo específico de la electrónica una transducción de una variable física a una eléctrica es siempre preferida, dada la facilidad de manejo de ésta señal.

Dentro de la clasificación de sensores algunos autores emplean la más simple que se basa tan sólo en su naturaleza física, química o biológica y algunos otros añaden otros parámetros. A continuación se presenta una clasificación flexible y no muy compleja [2.1] la cual podemos emplear para caracterizar y comparar cualquier sensor.

A. TIPO DE MEDICION

- A1 Acústica
- A2 Biológica
- A3 Química
- A4 Eléctrica
- A5 Magnética
- A6 Mecánica
- A7 Óptica
- A8 Radiación
- A9 Térmica
- A10 Otra (especificar)

B. ASPECTOS TECNOLOGICOS DE LOS SENSORES

- B1 Sensibilidad
- B2 Rango de medición
- B3 Estabilidad (short-term, long-term)
- B4 Resolución
- B5 Selectividad
- B6 Velocidad de respuesta
- B7 Condiciones ambientales permitidas
- B8 Características de sobrecarga
- B9 Vida útil
- B10 Formato de salida

B11 Costo, tamaño, peso

B12 Otro (especificar)

C. MEDIOS DE DETECCION EMPLEADOS

C1 Biológico

C2 Químico

C3 Eléctrico, magnético u onda electromagnética

C4 Calor, temperatura

C5 Desplazamiento mecánico u onda mecánica

C6 Radiactividad, radiación

C7 Otra (especificar)

D. FENOMENOS DE CONVERSION EN EL SENSOR

D1 Biológico

D2 Químico

D3 Físico

E. MATERIALES DEL SENSOR

E1 Inorgánico

E2 Orgánico

E3 Conductor

E4 Aislante

E5 Semiconductor

E6 Líquido, gas o plasma

E7 Sustancia biológica

E8 Otro (especificar)

F. CAMPOS DE APLICACION

F1 Agricultura

F2 Automotriz

F3 Ingeniería Civil, construcción

F4 Distribución, comercio, finanzas

F5 Aparatos domésticos

F6 Energía, potencia

- F7 Ambiental, meteorológico, seguridad
 F8 Salud, medicina
 F9 Información, telecomunicaciones
 F10 Manufactura
 F11 Marina
 F12 Militar
 F13 Medición científica
 F14 Espacial
 F15 Transportación (excluyendo la automotriz)
 F16 Otro (especificar)

2.2 SENSORES DE TEMPERATURA

Para la medición de este parámetro existen diferentes dispositivos con amplios rangos. Se muestra en la tabla 2-1 algunos de ellos.

TIPO	FABRICANTE	SALIDA	RANGO
Termistor PTC de metal			
Pt 100 ... 1000	Heraeus	100 ... 1000 Ohms	-50 °C ... +500 °C
Pt 100 ... 1000	Murata	100 ... 1000 Ohms	-50 °C ... +600 °C
Pt 100 ... 1000	Degussa	100 ... 1000 Ohms	-250 °C ... +850 °C
Ni 100	Degussa	100 Ohms	-60 °C ... +180 °C
Ni 2000	Honeywell	2 KOhms	-40 °C ... +150 °C
Termistor PTC de Silicio			
TS-series	Texas Instruments	1 KOhm ... 2 KOhms	-50 °C ... +150 °C
KTY-series	Valvo	1 KOhm ... 2 KOhms	-50 °C ... +300 °C
KTY-series	Siemens	2 KOhms	-50 °C ... +150 °C
Termistor NTC Ceramica-Metal			
M-series	Siemens	1 KOhm ... 100 KOhms	-50 °C ... +200 °C
Termistor NTC	Valvo	1 KOhm ... 1 MOhm	-50 °C ... +200 °C
Termistor NTC	Yellow-Springs	100 Ohms ... 1 MOhm	

Sensores Bandgap			
STP 35	Texas Instruments	10 mV/K	-40 °C ... +125 °C
LM235Z	National Semiconductor	10 mV/K	-40 °C ... +125 °C
LM35	National Semiconductor	10 mV/°C	0 °C ... +125 °C
LT1025	Linear Technology	10 mV/°C	0 °C ... +60 °C
LM134Z	National Semiconductor	0.1 ... 10 mA/K	-40 °C ... +125 °C
AD590	Analog Devices	1 mA/K	-55 °C ... +150 °C

Tabla 2-1
Ejemplo de sensores de temperatura

Como vemos en la tabla anterior los termistores tienen un amplio rango de temperatura, lo que los hace especialmente útiles en ambientes industriales. En nuestro caso en particular se considera un rango de operación de $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ por lo que se descarta el empleo de tales dispositivos. Nos referiremos únicamente a los sensores del tipo *bandgap*, que emplean una referencia de tipo *bandgap* (de ahí su nombre). Para dicha referencia se aprovecha el voltaje V_{be} de un transistor bipolar; sin embargo, el coeficiente de temperatura de la unión (-2 mV/K) es demasiado alto por lo que se tiene que sumar un voltaje con un coeficiente de temperatura de $+2\text{ mV/K}$. La principal característica de este circuito que se muestra en la figura 2-1 es el hecho de que este voltaje se genera con otro transistor. Los transistores T1 y T2 emplean diferente corriente de colector I_{C2} e I_{C1} .

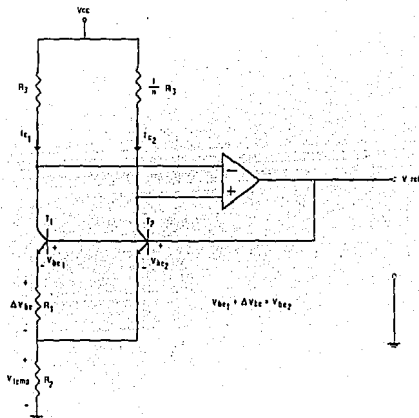


Figura 2-1
Referencia Bandgap

De la característica de transferencia obtenemos una caída de voltaje a través de R_1 :

$$\Delta V_{be} = V_{be2} - V_{be1} = VT \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

que es proporcional a VT y por tanto a la temperatura T ya que: $VT = \frac{kT}{q}$.

Se tiene una caída de tensión en R_2 debida a $I_{C1} = \Delta V_{be}/R_1$ y otra debida a I_{C2} .

Como $I_{C2} = nI_{C1}$, por tanto:

$$V_{temp} = R_2(I_{C1} + I_{C2}) = R_2 (\Delta V_{be}/R_1) * (1+n) = VT \frac{R_2}{R_1} (1+n) \ln n = AVT$$

Por lo que ahora eligiendo un valor determinado para n y $\frac{R_2}{R_1}$ se obtiene un coeficiente de $+ 2$ mV/K. El valor teórico del coeficiente de temperatura de un transistor bipolar es:

$$\frac{dV_{be}}{dT} = \frac{V_{be}}{T} = \frac{V_{bg}}{T} = -2 \frac{mV}{K}$$

donde $V_{bg} = E_g/q = 1.205$ es el voltaje *bandgap* del Silicio, siendo E_g el *bandgap*. El coeficiente de temperatura del voltaje de salida $V_{ref} = V_{temp} + V_{be2}$ es cero si:

$$V_{ref} = AVT + V_{be} = V_{bg} = 1.205$$

además de ser esto más preciso, se tiene un criterio más simple de ajuste que dar algún valor a la ganancia A . Dada esta característica algunos fabricantes aprovechan esto para tener al mismo tiempo una referencia de tensión y otra salida (V_{temp}) que se toma del CI para hacer mediciones directamente de temperatura, tal es el caso de los circuitos REF 43 de PMI o LT 1019 de Linear Technology. Así mismo se manufacturan circuitos integrados destinados para la medición de temperatura únicamente como el STP 35 de Texas Instruments o el LM 335 de National, los cuales no tienen una terminal adicional para alimentación y por lo tanto se comportan como diodos zener.

2.3 TRANSDUCTORES DE PRESION

La presión se detecta mediante elementos sensores mecánicos, existiendo dentro de la industria una gran variedad de ellos. Estos sensores manejan diferentes fluidos y los hay de diferentes rangos de operación como podemos ver en la tabla 2-2.

RANGO DE PRESION	APLICACION
40 mbar	Nivel de agua en lavadoras, lavaplatos
100 mbar	Aspiradoras, medición de flujo
200 mbar	Medición de presión sanguínea
1 bar	Barómetros, automóviles, (inyección de combustible)
2 bar	Automóviles (presión en llantas)
10 bar	Automóviles (presión de aceite, frenos)
50 bar	Neumática, robots industriales
500 bar	Hidráulica, maquinaria de construcción

Tabla 2-2
Presiones en aplicaciones prácticas

En nuestro caso dadas las características del sistema troposférico, requerimos un elemento cuyo rango sea aproximadamente de 1 bar (la presión al nivel del mar es aprox. 1013 mbar), que sea pequeño, compacto y que pueda emplearse además en una tarjeta de circuito impreso de pequeñas dimensiones.

2.3.1 TIPOS DE TRANSDUCTORES DE PRESION

Diferentes compañías han desarrollado sensores de presión de diversos tipos y es precisamente a partir de la década de los 70's cuando se da un gran impulso a las investigaciones de este tipo de sensores principalmente por las compañías automotrices.

Actualmente los sensores de presión más comúnmente empleados en la industria son manufacturados con silicio. El hecho de que el silicio se prefiera en la construcción de sensores es básicamente porque no posee efecto piezoeléctrico, por tanto sólo el efecto piezoresistivo es empleado, este efecto es preferido porque el promedio de movilidad de electrones y huecos en el silicio es fuertemente afectado por la aplicación de un esfuerzo; Además de que es un elemento barato, puede ser procesado con una alta calidad de pureza y perfección cristalina. El proceso de miniaturización es posible tanto en los depósitos delgados de película de silicio como en la definición y reproducción de formas de dispositivos y patrones, además de que estos últimos se realizan con técnicas fotográficas.

El desarrollo de este tipo de transductores se da dentro del área de la micromecánica, que fue precisamente una de sus primeras y más útiles aplicaciones.

Dentro de los principales tipos de sensores que emplean el silicio existen las siguientes variantes:

Diafragma de acero inoxidable

Strain gage de semiconductor

Piezoresistivos

Strain gage de película

Capacitivos

Para los primeros dos tipos se emplean strain gages montados en un diafragma en forma de puente de Wheatstone y para el tipo capacitivo se emplea una membrana de silicio que se emplea como elemento flexible. A continuación se describirán los de tipo puente y en el punto siguiente referente al diseño de transductores se describirán los de tipo capacitivo.

Los strain gage varían su resistencia como un resultado del efecto piezo-resistivo de deflexión. Usualmente se manufacturan de vapor depositado de constantán ó en capas de Iridio-Platino. Actualmente se emplean resistores implantados en silicio, donde el sustrato de silicio actúa simultáneamente como diafragma. Tienen la ventaja de ser baratos y alrededor de 10 veces más sensibles, sin embargo su mayor desventaja es su mayor coeficiente de temperatura.

En la figura 2-2 se da la representación esquemática de un sensor de presión. En el sensor de presión diferencial mostrado en la figura 2-2a una presión P_1 es ejercida sobre un lado del diafragma y una presión P_2 sobre el otro lado, por lo tanto únicamente la presión diferencial $P_2 - P_1$ regula la deflexión del diafragma. Con el sensor de presión absoluta mostrado en la figura 2-2b en un lado del diafragma se tiene una cámara de vacío.

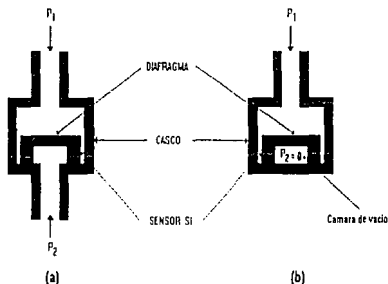


Figura 2-2

La figura 2-3 muestra un arreglo típico de strain gages sobre el diafragma. En dicha figura se muestra que cuando el diafragma se flexiona, algunas zonas son elongadas y otras comprimidas y es precisamente en estas áreas donde se colocan los resistores del puente.

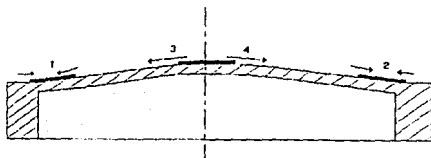


Figura 2-3

Expansión y compresión en el diafragma del sensor de presión

Estos resistores son conectados de tal forma que las resistencias en el brazo del puente cambian inversamente como se observa en la figura 2-4.

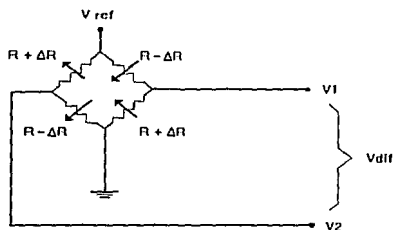


Figura 2-4

Efecto en los resistores del puente

Como puede observarse se produce una señal de salida mayor, mientras concurren efectos, tal como el valor absoluto de las resistencias y su coeficiente de temperatura que se compensan uno a otro. A pesar de ésto la señal de salida es baja por los pequeños cambios de ΔR . Por ejemplo a una presión máxima y con un voltaje de operación de $V_{ref} = 5.0 \text{ V}$ se tiene entre 25 y 250 mV dependiendo del sensor. El cambio relativo en la resistencia es por tanto entre 0.5 y 5 %.

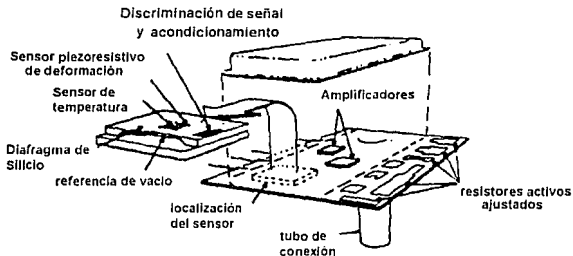
Por otro lado los sensores montados en diafragmas de acero inoxidable se emplean cuando se requieren amplios rangos de medición y actualmente los hay con rangos de voltajes de salida mayores [2.2], con ello se mejora la susceptibilidad al ruido y la exactitud, aunque dichos transductores generalmente son mucho más caros comparados con los de diafragma de silicio.

2.3.2 DISEÑO DE TRANSDUCTORES

TRANSDUCTORES PIEZORESISTIVOS

En el método práctico piezoresistivo, los resistores de película delgada se difunden en una tableta de silicio grabada de la parte trasera para formar un diafragma. Los resistores se localizan sobre el diafragma, cerca de los bordes donde las deformaciones son mayores. Cuando se tiene una presión diferencial en el diafragma, esto causa deflexión lo que induce deformaciones en el diafragma, que a su vez modula los valores de los resistores. Estas membranas pueden ser encapsuladas con una referencia de presión (v.gr. vacío) en uno de sus lados.

El primer catálogo completo de transductores de presión fue distribuido por National Semiconductor en Agosto de 1974, el cual describe una amplia línea de transductores; Los sensores descritos en dicha publicación se conectaban por sí mismos a otra tableta de silicio en una atmósfera controlada como se muestra en la figura 2-5a, tal que la referencia de presión se mantuvo dentro, resultando en una cavidad herméticamente sellada



(a)

Figura 2-5a

La unidad de transducción de National Semiconductor se monta en un encapsulado híbrido que contiene separadamente un puente detector, amplificador y una película gruesa de resistores ajustables. La configuración de la figura 2-5a adolece del hecho que la presión sensada incide sobre la parte superior del silicio donde se localiza la circuitería, aunque la protección de la membrana es relativamente gruesa, es claro pensar que se requieren diferentes técnicas de montaje para muchas aplicaciones en las cuales la presión desconocida puede ser aplicada sobre la parte trasera menos sensible. Actualmente

Foxboro, National Semiconductor y otras compañías frecuentemente montan chips de manera similar a la figura 2-5b, tal que la superficie activa del chip está ahora en el lado de referencia. Los chips se unen con ensambles cerámicos y de acero inoxidable. Muchos sensores comerciales no incluyen circuitos de acondicionamiento de señal, sino que ésta se debe conectar externamente.

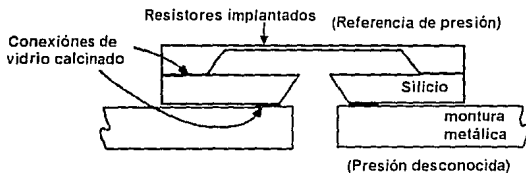


Figura 2-5b

Recientemente la División de Microswitch de Honeywell ha producido un transductor de presión, el cual incorpora algún tipo de circuitería necesaria para el acondicionamiento de la señal, así como el diafragma sensor en un solo chip.

Otro de los desarrollos de esta línea puede observarse en sensores completamente integrados y con compensación de temperatura demostrados por Borky y Wise, y por Ko [2.1]. Un corte de la membrana del transductor fabricada por Borky y Wise, se muestra en la figura 2-6. Puede observarse como la circuitería de acondicionamiento fue incorporada sobre la propia membrana.

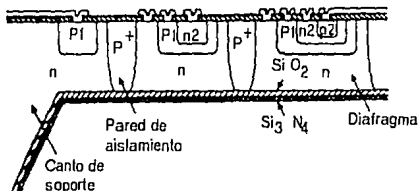


Figura 2-6

Muchas compañías proveedoras de transductores cubren un amplio rango de aplicaciones; de vacío, diferencial, absoluta y manométrica de hasta 10000 PSI. Áreas específicas de aplicación incluyen flujo en fluidos, velocidad, barómetros y sensores acústicos de hasta 5 KHz, para ser empleados en aplicaciones médicas, neumáticas, controladores de procesos, así como automotrices, marinas y de diagnóstico aeronáutico. Los modelos de Foxboro han obtenido ciclos de 0 a 10 000 PSI a 40 Hz por más de 5×10^9 ciclos (4 años) sin degradación.

Existen pocas referencias en ingeniería sobre el diseño de transductores de presión, y en particular en México en el Instituto de Ingeniería se desarrolló en 1985 un transductor de presión [2.3], el cual fue construido con strain gage, lográndose resultados favorables aunque su mayor desventaja fue precisamente el tamaño del transductor. Por otro lado Clark y Wise [2.1] en trabajos recientes han desarrollado un análisis de tensión compresión para estos diafragmas sensores con una técnica de elemento finito. En su tratamiento se consideran tolerancias dinámicas, coeficientes piezoresistivos de temperatura, tamaño óptimo y colocación de resistores, efecto del potencial inducido en la membrana debido a su asimetría y por tanto sensibilidades de presión.

TRANSDUCTORES CAPACITIVOS

Las sensibilidades y coeficientes de temperatura de las membranas basadas en sensores acoplados capacitivamente fueron calculadas también por Clark y Wise y encontraron que es sustancialmente superior a los sensores con acoplamiento piezoresistivo. Recientemente, se han diseñado y fabricado sensores de presión capacitivos totalmente integrados en Stanford, por C Sander [2.1] como se muestra en la figura 2-7.

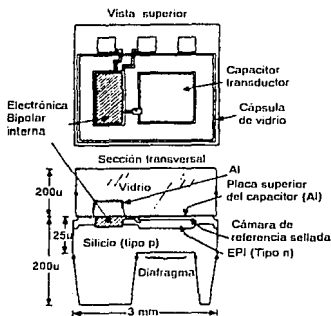


Figura 2-7

El dispositivo de la figura 6-7 emplea muchas técnicas de micromecánica. Una membrana de silicio sirve como elemento flexionante, se emplea una membrana de vidrio como espaciador entre los dos electrodos del capacitor variable y como protección de descarga arriba de la circuitería. El silicio y la placa de vidrio se sellan por medio de un campo térmico lo que asegura la hermeticidad de la cámara de referencia (usualmente se mantiene al vacío). El circuito de detección bipolar de frecuencia modulada se diseña para cargar el elemento capacitivo con una fuente de corriente constante, encendiendo un Smith Trigger cuando el capacitor alcanza un voltaje dado. Obviamente la razón de encendido del Smith Trigger estará dada por el valor del capacitor o la separación de sus placas. Quizás uno de los aspectos más significativos de este transductor de presión es que el proceso de fabricación fue cuidadosamente planeado para satisfacer necesidades de micromecánica. En particular la tableta de silicio y la placa de vidrio son fabricados empleando técnicas de circuitos integrados; ambas placas se depositan anódicamente y es entonces cuando se completa el ensamble.

2.4 REFERENCIAS

2.1 Muller, Richard S. Home, Roger T. Senturia, Stephen D.

Microsensors IEEE, Press. 1990

Pp. 3-60

2.2 Omega Engineering Inc.

The Pressure, Strain and Force Handbook

Omega engineering, Inc.

U.S. 1989.

2.3 García Osorio, Fco. Javier

Diseño y Construcción de un transductor de presión.

Tesis FI-UNAM. México, 1985.

2.4 Tietze, U. Schenk, Ch.

Electronic Circuits Design and Applications

Edit. Springer-Verlag

Germany, 1991

Capítulo 3

Planteamiento del Problema

y

Circuito Propuesto

Primera mente se analizan las características de los sensores actuales y se justifica la elección. Se describen ambos tipos de calibración: analógica y digital analizando ventajas y desventajas de cada tipo. Finalmente se propone el circuito (hipótesis) de solución, lo cual se analizará en los capítulos siguientes.

3.1 ANALISIS, JUSTIFICACION Y ELECCION DEL TRANSDUCTOR DE PRESION

Considerando que el principal objetivo del presente trabajo es medir la presión atmosférica con una adecuada precisión y exactitud, después de haber hecho un análisis de las características del sistema donde se empleará y de los diferentes tipos de elementos sensores con que se cuenta para la medición de ésta, se llega a la conclusión de emplear un sensor piezoresistivo de silicio, para lo cual se tiene la siguiente información en la tabla 3-1 donde se muestran solamente los rangos más adecuados para emplear en barómetros.

TIPO	FABRICANTE	RANGO [bar]	SENSIBILIDAD	ERROR ZERO	RESISTENCIA (K Ω)	COMP.
TSP 410A	TI	0 - 2	20 mV/Vbar	+/- 8 mV/V	3	no
TSP 411A	TI	0 - 2	20 mV/Vbar	+/- 8 mV/V	3	sí
KP 100AI	VALVO	0 - 2	13 mV/Vbar	+/- 5 mV/V	1.8	no
KPY 10	SIEMENS	0 - 2	10 mV/Vbar		6	no
KPY 12	SIEMENS	+/- 2	10 mV/Vbar		6	no
KPY 31R	SIEMENS	+/- 0.02	250 mV/Vbar		6	no
MPX 2100GVP	MOTOROLA	0 - 1	4 mV/Vbar	+/-0.1 mV/V	1.8	sí
MPX3100	MOTOROLA	0 - 1	2.5 V/bar	+/- 50 mV		sí
136PC15	HONEYWEL	0 - 1	10 mV/Vbar	0.1 mV/V	6.8	sí
142PC15A	HONEYWEL	0 - 1	5 V/bar	+/- 25 mV		sí
EPG-01016	ENTRAN	0 - 1.5	80 mV/Vbar	+/- 10 mV		sí
PX137	OMEGA	0 - 1	100 mV/bar	+/- 2 mV	5	sí
PXB1	OMEGA	0 - 1	100 mV/bar	2 mV	4.4	sí
SCC15	SENSYM	0 - 1	55 mV/bar	- 10 mV	5	sí
SCX15AN	SENSYM	0 - 1	7.5 mV/Vbar	+/-25 μ V/V	4	sí
SX15AN	SENSYM	0 - 1	22 mV/Vbar	+/- 3 mV/V	4.7	no

Tabla 3-1
Ejemplos de Sensores de Presión

Es importante mencionar que los transductores que se muestran arriba son únicamente algunos de los muchos que se ofrecen en el mercado, habiendo muchos fabricantes de importancia tales como FOXBORO/ICT, NOVA SENSOR, ICSensor, MONOLITHIC SENSORS INC., AMETEK, KAULICO Co. y DATA INSTRUMENTS INC.; Sin embargo, en muchas ocasiones los sensores son muy similares entre una y otra empresa incluso en el tipo de encapsulado y características eléctricas.

En primera instancia el trabajo se orientó hacia la búsqueda de sensores que fuesen fácilmente asequibles en el país y con la exactitud y precisión deseada. Se contactó primeramente con las empresas que tienen matriz en México y se obtuvieron precios, tiempos de entrega y características técnicas de su producto.

Se descartaron en primera instancia las alternativas más caras, que oscilaron entre \$ 500.00 y \$ 700.00 US Dls. Por ejemplo el sensor de ENTRAN que se menciona arriba tuvo un costo al mes de Mayo de 1991 de \$ 700.00 Dls. que adquirió la UNAM a través del

Instituto de Ingeniería para la medición de presión atmosférica y altitud. Sensores de este tipo son altamente confiables dado que son calibrados individualmente y en su adquisición se acompaña el certificado de calibración para cada transductor. El modelo EPG-01016 puede operar con gases y sustancias corrosivas, y tiene las siguientes características:

Rango	0 - 1.5 Bar
Referencia	absoluta
Límite	5 bar
Rango de Temperatura	- 40 a 121 °C
Compensado de	22 a 77 °C
Linealidad e Histéresis	+/- 0.25% FS
Variación de presión cero (Zero)	+/- 1.5% FS / 50 °C
Variación de la sensibilidad	+/- 2% FS / 50 °C
Sensibilidad	66.011 mV/bar
Excitación	12 V
Impedancia de Entrada	722 Ohms
Impedancia de Salida	425 Ohms

En este sensor se tendrá un voltaje de salida total:

$$V_o \text{ total} = V_o + V_o \text{ error}$$

donde:

$$V_o \text{ error} = V_o \text{ zero} + V_o \text{ sens} + V_o \text{ Linealidad e Histéresis}$$

en el peor caso se tendrá:

$$V_o \text{ error} = 3.7125 \text{ mV}$$

$$V_o = 99.0165 \text{ mV}$$

lo que representa un error del 3.74%

Este tipo de sensores compensados son altamente confiables; sin embargo su principal desventaja es su precio (\$ 700.00 US dls.) que es cercano al costo de algunos barómetros comerciales como el de la marca AIRFLOW que se mencionó en el primer capítulo. En otras marcas el costo y tiempo de entrega fueron grandes, como en Siemens donde debería importarse directamente de Alemania. Se llegó a la conclusión de no considerar transductores de alto costo lo que constituyó nuestra primera restricción.

Se encontraron diferentes tipos de transductores compensados, cada uno de ellos con condiciones específicas y precios muy diferentes. Ciertamente, aunque se encontraron transductores compensados a bajo precios (incluso muy bajo costo aprox. \$ 30 US dls) sus errores totales fueron mayores como el modelo PX136 de Omega con un error de 7.6 %. Después de analizar las diferentes alternativas se llegó a las siguientes conclusiones:

- **Transductores compensados**

Ventaja

Se logran errores pequeños en la medición

Desventaja

Son dispositivos caros

- **Transductores no compensados**

Ventajas

Económicos

Sencillos en su funcionamiento (únicamente el puente de resistores)

Desventajas

Poseen grandes errores (en algunos casos hasta del 50 %)

En toda labor de investigación se debe hacer un balance entre costo-beneficio, de tal manera que se obtengan los máximos beneficios en la elección. Tomando en cuenta esto, se optó por adquirir un transductor no compensado, dado que los transductores compensados aunque confiables, requieren de algún tipo de escalamiento y acondicionamiento en su señal para poder manejar esta información. Así pues, teniendo esto en mente se prefiere aprovechar esta circuitería y crear un circuito de compensación propio con el que además se pueda compensar otros sensores con la exactitud y precisión adecuada.

Después de observar entre precios, encapsulados y asequibilidad se decidió adquirir el sensor SX15AN de SENSYSM con un costo de \$ 27 US Dls., cuyas especificaciones y características se discutirán en el capítulo 4 referente a la Sección Analógica.

3.1.1 COMPENSACION POR VARIACION DE TEMPERATURA

Dada su naturaleza, los resistores de silicio-dopado que se encuentran en transductores de presión son altamente dependientes de la temperatura, por ello en algunas ocasiones se emplean para medir temperatura como se observó en el capítulo anterior. La curva de resistencia típica se muestra en la figura 3-1. A temperatura ambiente el coeficiente de temperatura del resistor es:

$$TC_R = \Delta R / (R \Delta T) \sim 1350 \text{ ppm/K} = 0.135 \%/\text{K}$$

En un arreglo tipo puente como el empleado en sensores de presión, la variación de resistencia inducida por la variación en temperatura no tiene un efecto adverso, provee esta misma variación en todos los resistores; Sin embargo, el problema aumenta debido al hecho de que la sensibilidad de presión del sensor es también altamente dependiente de la temperatura, su coeficiente de temperatura es:

$$TC_S = \Delta S / (S \Delta T) \sim -2350 \text{ ppm/K} = -0.235 \%/\text{K}$$

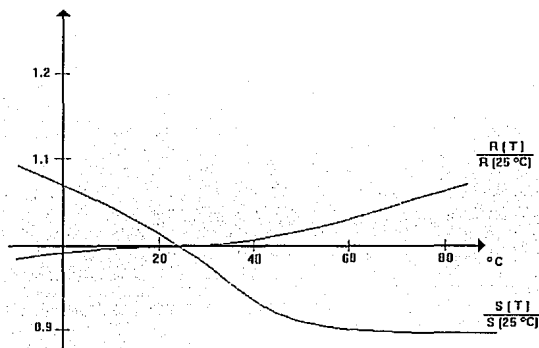


Figura 3-1
Resistencia y Sensibilidad de los sensores de presión
como una función de la temperatura

Esto significa que para un incremento de temperatura de 40 °C hay una caída del 10 % como puede observarse también en la figura 3-1. Para prevenir esto la ganancia debe ser incrementada de acuerdo a la variación de temperatura.

Cuando el sensor es compensado los esquemas más usados son empleando un termistor NTC que incrementa el voltaje del puente con la temperatura como se muestra en la figura 3-2a.

Se emplea también el coeficiente negativo de temperatura de un diodo (-2 mV/K) en un circuito como el que se muestra en la figura 3-2b, donde el arreglo del circuito produce el efecto de tres diodos. Otro arreglo empleado es como el mostrado en la figura 3-2c donde se emplea un sensor de temperatura *band-gap*.

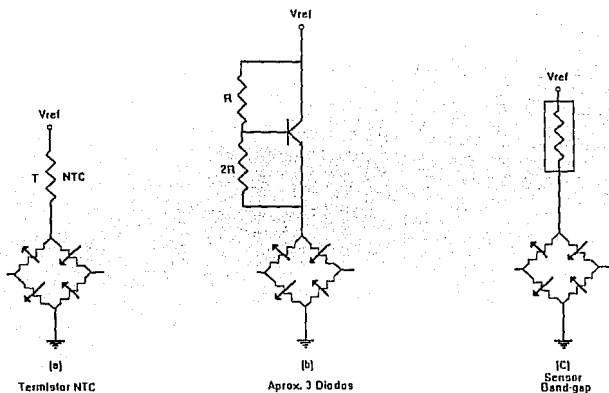


Figura 3-2

Métodos de compensación para sensores de presión

Como se observa en la figura 3-2 existen diferentes sensores de presión con estos circuitos de compensación; Sin embargo, en nuestro caso se empleará una compensación externa como lo habíamos señalado anteriormente, por lo que es necesario hacer algunas consideraciones importantes:

1) Aunque los cuatro resistores del puente están bien aparejados, su valor absoluto muestra una gran tolerancia, además de ser fuertemente dependientes de la temperatura. Por ello es que la señal de salida no debe ser cargada y se piensa en un amplificador diferencial como una buena elección para amplificar esta señal.

2) Los sensores de presión usualmente tienen un error de *zero*, que es bastante pequeño en términos absolutos (aprox. $\pm 50 \text{ mV}$). Sin embargo, comparado con la magnitud de la señal de salida se observa que es considerable, por lo que se hace necesario un ajuste de *zero*.

- 3) En general, la sensibilidad de los sensores de presión es significativa, por lo que se requiere un ajuste adicional de ganancia.
- 4) Los ajustes de *zero* y *ganancia* deben ser posibles sin emplear procedimientos de iteración.
- 5) Dado que las señales de salida en el sensor de presión son pequeñas, se requiere una amplificación grande, lo que resulta en una amplificación de ruido, ya que el sensor por sí mismo produce una cantidad considerable de ruido. El ancho de banda del amplificador de salida debe limitarse al rango de variaciones en la presión.

3.2 CALIBRACION ANALOGICA

La salida del puente es *radiométrica* y su nivel depende principalmente del valor del voltaje de alimentación del puente. Pero, como se mencionó en el punto anterior también esta señal depende de un voltaje de desajuste (*zero*) y de la sensibilidad del sensor.

entonces:

$$V_o = f(V_{cc}, \text{Zero}, \text{Sensibilidad})$$

Por el momento se considerarán únicamente estos elementos, aunque en realidad el voltaje debido al desajuste de *zero* y el de la sensibilidad presentan un coeficiente de temperatura que adicionalmente representa un error. Considerando V_{cc} constante, a la salida del sensor se tendrá:

$$V_o = V_{\text{presión aplicada}} + V_{\text{desajuste de zero}} \quad (3.1)$$

El circuito que se emplea normalmente es un amplificador de instrumentación como se muestra en la figura 3-3. La ganancia se ajusta por medio de R_1 . Para propósitos de ajuste del *zero* el resistor R_2 no se ha conectado a tierra, sino a un convertidor de impedancia A_3 y hacia el ajuste de *zero*. Esto causa que un voltaje V_z se adicione al voltaje de salida.

El circuito puede ser operado con una sola fuente positiva de tensión, considerando que los potenciales de reposo son cercanos a $V_{cc}/2$. Una desventaja grande de este circuito, es el hecho de ajustar el *zero* y la ganancia de una forma iterativa. Por ejemplo, si se tiene un voltaje de salida y de acuerdo a la ecuación 3.1, se amplificarán ambos términos por una

ganancia $A = 2(1 + \frac{R_2}{R_1})$:

$$V_o = A(V_1 - V_2) + V_z = A V_p + A V_o + V_z$$

mientras que el voltaje para la corrección de *zero* no se amplifica.

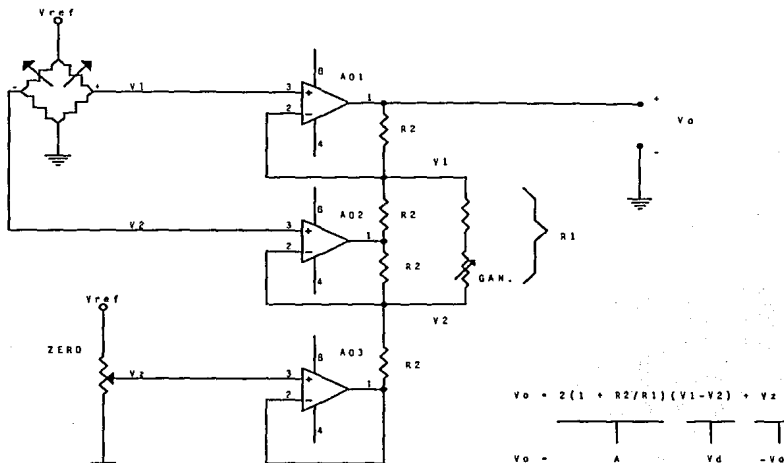


Figura 3-3

Circuito de interfase para sensores de presión

El ajuste de *zero*, $V_z = -AV_o$, es por lo tanto dependiente de la ganancia A , esto significa que el voltaje para la corrección de *zero* deberá también amplificarse por un factor A .

Con el ejemplo anterior podemos ver la necesidad de un circuito que nos permita hacer ajustes independientes, por lo que es importante considerar el diagrama de la figura 3-4 con el objeto de clarificar lo que se desea.

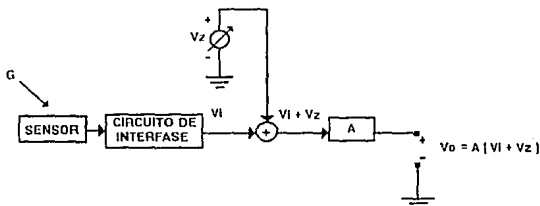


Figura 3-4

Arreglo básico para calibración de las señales del sensor

En la figura 3-5 puede observarse la característica voltaje vs. presión. Es claro ver aquí que el circuito de calibración debe permitir la corrección de *zero* y ganancia sin iteración, lo que significa que el ajuste de un parámetro no debe modificar al otro. Lo que puede conseguirse con el arreglo mostrado en la figura 3-4.

La entrada de voltaje al circuito de calibración se puede expresar como:

$$V_i = a' + m' P \quad (3.2)$$

La señal calibrada de salida deberá ser proporcional a la cantidad medida de acuerdo a:

$$V_o = m P \quad (3.3)$$

El voltaje de salida es

$$V_o = A (V_i + V_z) \quad (3.4)$$

Empleando las ecuaciones 3-3 y 3-4, comparando los coeficientes se tiene las condiciones de calibración:

Punto Zero: $V_z = -a'$

Ganancia: $A = m/m'$

Para el ajuste del *zero*, la cantidad $P = P_0$ asociado con el valor $V_o = 0$ se debe aplicar al sensor. La salida de voltaje se ajusta entonces a $V_o = 0$ variando V_z . Este ajuste es independiente de cualquier modificación en la ganancia A y el único requisito es entonces que A sea diferente de cero. Este ajuste produce un desplazamiento paralelo de la recta $V_i = a' + m'P$ hacia el origen. Esto se puede observar en la figura 3-6. Para el ajuste de la ganancia se debe aplicar P_1 y entonces ajustar el voltaje de salida a $V_{o1} = mP_1$, esto corresponderá a una rotación de la misma recta hasta que corresponda a la función deseada

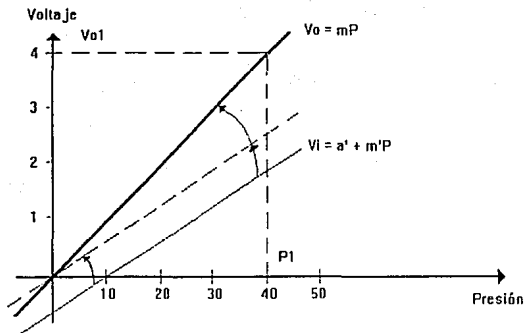


Figura 3-5

Proceso de calibración, primero ajuste de *zero* y después de ganancia

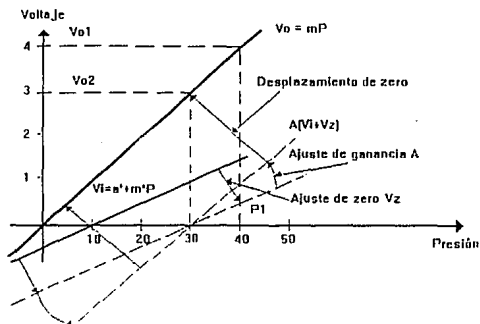


Figura 3-6

Procedimiento de iteración libre de ajuste con dos puntos de calibración no cero de la ecuación 3.3. Puede notarse que la secuencia inversa resulta en un ajuste iterativo, por lo que es necesario hacer primero el ajuste de *zero* y después el de ganancia.

Hasta el momento, se ha descrito la metodología de calibración analógica en los sensores de presión. Se han considerado los efectos de compensación en ganancia y por desajuste de *zero*. Estos circuitos se emplean frecuentemente cuando no se tiene necesidad de gran exactitud, ya sea por la naturaleza de las mediciones o no se tiene un gran error debido a los pequeños rangos de medición; Sin embargo, cuando los rangos son mayores ó las necesidades de precisión y exactitud lo requieren, deben considerarse otros factores como lo son los coeficientes de temperatura de los parámetros asociados: *sensibilidad* y *zero*. Estos coeficientes representan un error aún en sensores compensados como se mencionó en la sección 3.1. Una forma de solucionar este problema es emplear algún método que nos permita manejar los diversos parámetros que definen el comportamiento real del sensor. Para manejar dicha información se considera necesario emplear algún método computarizado, cuestión que se tratará en el punto siguiente referente a la calibración digital.

3.3 CALIBRACION DIGITAL

El arreglo empleado comúnmente en calibración digital se muestra en la figura 3-8.

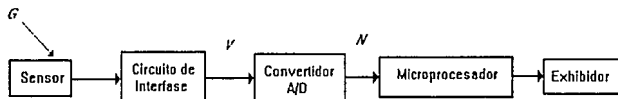


Figura 3-7

Diagrama de calibración con microprocesador

El emplear este tipo de arreglo es ventajoso y no solamente elimina la necesidad de un circuito analógico de calibración, sino que además permite que la calibración se realice fácilmente mejorando exactitud y estabilidad [3.1].

Para tener una idea de la metodología de calibración, sería conveniente pensar en un parámetro a medir G cualquiera, dado que la metodología se aplica a cualquier parámetro físico medible. Así pues, también se considera una cantidad N a la salida del convertidor A/D como se aprecia en la figura 3-7. Considerando N una cantidad lineal del parámetro, se tiene una respuesta como la que se muestra en la gráfica de la figura 3-8.

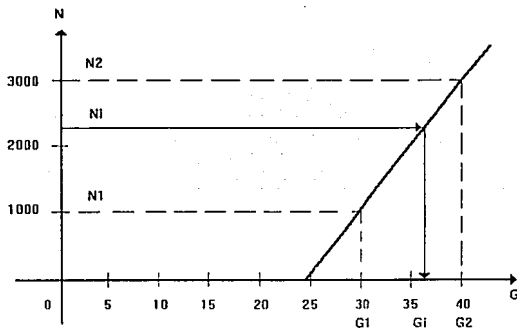


Figura 3-8

Calibración numérica con dos puntos de calibración (G_1 , N_1) y (G_2 , N_2)

Cuya ecuación será:

$$N = a + bG \quad (3.5)$$

y donde los coeficientes de calibración a y b se determinan de dos puntos de calibración (G_1, N_1) y (G_2, N_2) , lo que produce un sistema de 2 ecuaciones:

$$N_1 = a + bG_1$$

$$N_2 = a + bG_2$$

Resolviendo:

$$b = \frac{N_2 - N_1}{G_2 - G_1} \quad (3.6)$$

$$a = N_1 - bG_1 \quad (3.7)$$

Para procesar la cantidad física de un valor medido N , la ecuación 3.5 debe ser resuelta para G :

$$G = \frac{N - a}{b} \quad (3.8)$$

Para una calibración práctica, se proponen valores de calibración G_1 y G_2 , obteniéndose correspondientes valores de N_1 y N_2 que se almacenan en una tabla y posteriormente se procesa esta información para obtener cualquier valor calibrado G_i ; Por lo tanto, es innecesario rotar o trasladar la curva característica como en la calibración analógica, la calibración es siempre no iterativa dado que los puntos de calibración se determinan mediante la solución de un sistema de ecuaciones.

Un problema particularmente difícil se tiene cuando la respuesta del sensor es función de varios parámetros como en el caso de los sensores de presión. Es aquí donde se extrapola la técnica vista anteriormente y donde el empleo de un microprocesador se justifica.

Actualmente **Texas Instruments** emplea esta técnica obteniendo buenos resultados [3.4] y [3.5].

En sensores de presión el valor medido de N involucra 4 componentes:

$$N = a + SP + TC_z T + TC_s P T \quad (3.9)$$

Donde:

P : Presión

T : Temperatura

a : Error de Zero

S : Sensibilidad de presión

TC_z : Coeficiente de temperatura del punto zero

TC_s : Coeficiente de temperatura de la sensibilidad

Para determinar los 4 coeficientes de calibración a , S , TC_z y TC_s se efectúan cuatro medidas de calibración, cada una de las cuales difiere en una cantidad:

$$N_{11} = a + SP_1 + TC_z T_1 + TC_s P_1 T_1$$

$$N_{12} = a + SP_1 + TC_z T_2 + TC_s P_1 T_2$$

$$N_{21} = a + SP_2 + TC_z T_1 + TC_s P_2 T_1$$

$$N_{22} = a + SP_2 + TC_z T_2 + TC_s P_2 T_2$$

de donde:

$$TC_s = \frac{N_{22} + N_{11} - N_{12} - N_{21}}{(P_2 - P_1)(T_2 - T_1)}$$

$$TC_z = \frac{N_{22} - N_{21}}{T_2 - T_1} - TC_s P_2$$

$$S = \frac{N_{22} - N_{12}}{P_2 - P_1} - TC_s T_2$$

$$a = N_{22} - SP_2 - TC_z T_2 - TC_s P_2 T_2$$

finalmente:

$$P = \frac{N - a - TC_z T}{S + TC_s T} \quad (3.18)$$

Con lo que obtiene una calibración muy precisa, ya que no sólo la ganancia y el ajuste de zero se calibran sino también los coeficientes de temperatura de la sensibilidad y del punto zero.

3.4 CIRCUITO PROPUESTO

En los puntos anteriores se analizaron las técnicas de calibración analógica y digital, tomando en cuenta las características de éstas, se determinó emplear la calibración digital considerando que con ella se obtendría una mejor exactitud, precisión y estabilidad en el sistema como se planteó al principio como uno de los principales objetivos de diseño.

El microprocesador no sólo se empleó para compensar el sensor de presión, sino también para compensar la señal de temperatura y tener entonces una señal confiable de referencia. Además con el uso del microprocesador es posible hacer una calibración más sencilla por el usuario directamente desde un teclado. El diagrama de bloques del sistema se presenta en la figura 3-9. Aquí podemos ver que se usan básicamente dos sensores, uno de presión y otro de temperatura con su propio circuito de acondicionamiento. Se emplea también un switch analógico para tomar muestras de ambas señales. La conversión analógica-digital se efectúa mediante un convertidor de voltaje a frecuencia para lograr la resolución deseada. Se usa también una memoria no volátil para almacenar los valores de calibración.

Para el manejo sencillo del medidor se considera un teclado y un exhibidor LCD. Se tiene

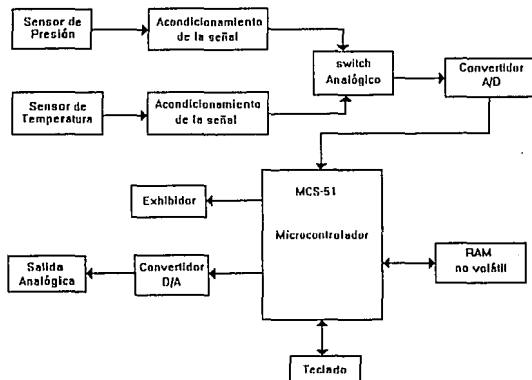


Figura 3-9
Diagrama de bloques

adicionalmente una salida analógica para manejar graficadores o dispositivos datalogger.

Considerando el diagrama de bloques mostrado en la figura 3-9 se propone como solución el circuito que se muestra en la figura 3-10 y que se discutirá en capítulos posteriores dentro de la segunda parte del presente trabajo denominada **DESARROLLO Y CONSTRUCCION**.

3.5 REFERENCIAS

3.1 Tietze, U. Schenk, Ch.

Electronic Circuits Design and Applications

Edit. Springer-Verlag. 1991.

Berlin, Germany.

3.2 Pressure Transducers & Transmitters

Entran Sensors.

Catalog 1991.

Entran International. Washington, USA.

3.3 Bier Lutz, Brenninger Heinrich

TSS400 Application report SENSOR & SYSTEMS

TEXAS INSTRUMENTS Freising GmbH

April, 1987.

3.4 TSS400 Standard Application Report

TEXAS INSTRUMENTS Freising GmbH

April, 1991.

PARTE 2

**DESARROLLO
Y
CONSTRUCCION**

Capítulo 4

Sección Analógica

Dentro de este capítulo se hace un estudio y análisis de las características cualitativas de la señal analógica. Se describe las distintas etapas de la señal, como son acondicionamiento, amplificación y filtrado. Se discute la selección y empleo de los componentes únicamente relacionados a estas etapas, dejando para el siguiente capítulo lo concerniente a las etapas de conversión A/D y D/A.

4.1 ALIMENTACION DEL CIRCUITO.

ALIMENTACION DEL TOMACORRIENTE.

Como se ha mencionado el medidor es del tipo portátil, alimentado con una batería de 9 V. Como se puede observar en el diagrama eléctrico se ha colocado un receptáculo para tener la opción de alimentar el aparato con una fuente externa no regulada de 9V, 100 mA. El hecho de contar con una fuente externa, hace del medidor un elemento versátil ya que se puede montar de manera permanente o semipermanente alimentado con CA y donde el empleo de baterías no sería idóneo. Se puede emplear cualquier convertidor CA-CD adecuado, siendo preferible el empleo de alguno con conexión directa del tomacorriente de 120/117 Vca. Cabe mencionar aquí que la unidad de alimentación deberá contar con los requisitos de seguridad establecidos por UL y CSA. Las unidades que satisfacen dichos requisitos muestran visiblemente los símbolos que se muestran en la figura 4-1.

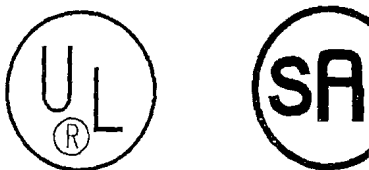


Figura 4-1
Símbolos UL y CSA

Esto garantiza la seguridad y confiabilidad de estas unidades si en el futuro el medidor se comercializa.

ALIMENTACION POR BATERIA.

TIPOS DE BATERIAS.

Se consideran básicamente dos tipos de baterías: Primarias y Secundarias[4.1]. Las baterías primarias se diseñan para un solo ciclo de descarga, es decir no recargables. Por otro lado las secundarias son las del tipo recargable, encabezando la lista las baterías de Ni-Cd y las de ácido-plomo.

Para las baterías del tipo secundario (recargables), se discute solamente el empleo de las de tipo Ni-Cd, considerando las de tipo ácido-plomo no útiles para nuestro propósito, principalmente por su asequibilidad. Las baterías de Ni-Cd tienen un buen funcionamiento cuando se requieren emplear en equipo portátil y condiciones ambientales favorables (aprox. -20°C a $+45^{\circ}\text{C}$); Sin embargo, si el ciclo de descarga se prolonga demasiado (que pudiera suceder cuando el aparato no se usa, o las baterías se almacenan) se reduce la capacidad de la batería hasta en un 50% en cuatro meses como se observa en la figura 4-2.

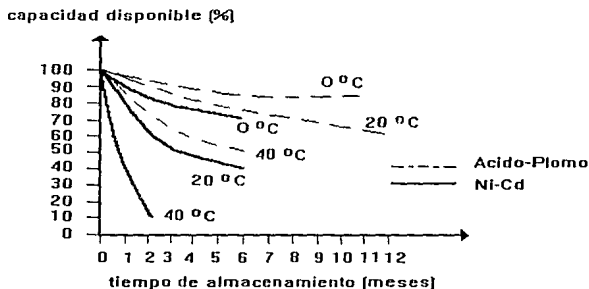


Figura 4-2
Retención de carga en baterías secundarias

La otra opción es emplear baterías del tipo primario, de las cuales existe gran cantidad de ellas como:

Carbono-Zinc (LeClanche) estandar "pila seca"

Carbono-Zinc (Cloruro de Zinc) "trabajo pesado"

Alcalina de Manganeseo "Alcalina"

Mercurio

Oxido de Plata

Litio Oxyhalide

Litio Estado Sólido

Sin embargo, no se considera para el análisis las baterías de Mercurio y Oxido de Plata ya que tienen dos desventajas importantes que son su alto costo y la dificultad de conseguirse fácilmente.

Pila seca

Este tipo de batería es la más económica, su principal desventaja es su rápida caída en capacidad si se emplea a altas corrientes.

Batería de trabajo pesado

Este batería es similar a la del tipo seco pero con una mayor proporción de Cloruro de Zinc y diferente diseño mecánico. Aunque su contenido de energía es ligeramente mayor que en la pila seca, estas baterías liberan su energía mejor a altas corrientes.

Batería alcalina

Este tipo es aún mejor a altas corrientes de descarga y a baja temperatura de operación, además de tener una vida útil mayor que las anteriores y fácil adquisición en el mercado.

Litio

Son las baterías mas nuevas disponibles en el mercado y con diferente composición química. Estas tienen la mayor densidad de energía por unidad de peso y tienen el mejor funcionamiento a muy altas y bajas temperaturas.

Se muestra en la tabla 4-1 las características técnicas de los anteriores tipos de baterías, para una batería de 9 volts.

TIPO	Rin (Ω)	Vo	mAh @ (mA)	PESO (gm)
SECA	35	9	160 / 10	35
TRABAJO PESADO	35	9	180 / 10	40
ALCALINA	2	9	470 / 10	55
LITIO	18	9	950 / 80	38

Tabla 4-1
Características de las baterías

SELECCION

Considerando que la elección de la batería a emplear en el aparato debe ser asequible y con larga duración, es importante considerar la figura 4-3 donde podemos observar la gran ventaja de emplear una batería de litio.

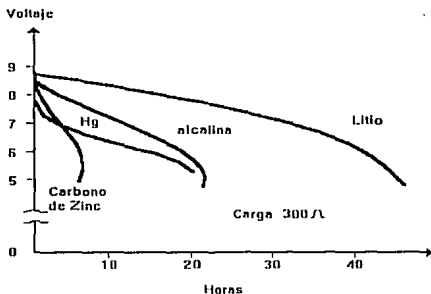


Figura 4-3
Curva de descarga en baterías de 9 Volts

Sin embargo, debemos hacer un compromiso entre duración y asequibilidad, dado que aún siendo mejor la batería de litio, por ejemplo, la batería Kodak "Ultralife" con 1000 mAh de capacidad hemos considerado el uso de una batería alcalina de 9V ya que este tipo de baterías se pueden adquirir fácilmente en muchos lugares lo que la hace preferible; aún con

menor capacidad, en el caso de la batería Duracell con 650 mAh. Si bien es cierto se reduce la capacidad disponible, se tendrá también con la batería alcalina una menor resistencia interna, lo que ayuda a la reducción de ruido en el voltaje de alimentación [4.2] que podría influir en el sensor.

De esta manera se emplea para caracterizar el medidor la batería alcalina Duracell de 9V, con las siguientes características[4.3]:

Capacidad	565 mAh
Resistencia interna	1 Ω
Densidad de energía	3.05 Mh/in ³
Almacenamiento	4 años

4.2 REGULACION DE VOLTAJE.

Como regulador de voltaje se empleó el circuito LP2950 de National Semiconductor, siendo éste un dispositivo regulador de 5V y que posee las siguientes características lo que determinó su utilización[4.4]:

	Valores típicos
Dispositivo con muy bajo voltaje de dropout	$V_d = 0.38 \text{ V}$
Corriente de reposo pequeña	$I_q = 75 \mu\text{A}$
Regulación de línea	0.1 % máx.
Regulación de carga	0.1 % máx.
Bajo coeficiente de temperatura	20 ppm/ $^{\circ}\text{C}$

Las curvas características correspondientes al LP2950 se muestran en la figura 4-4.

En estas gráficas se incluye también la que corresponde al voltaje de ruido a la salida del regulador. Para disminuir este nivel de ruido se empleó un capacitor de 220 μF lo que disminuye este voltaje hasta 160 μV para un ancho de banda de 100 KHz, para mejorar la estabilidad del circuito se coloca un capacitor de 0.1 μF a la entrada del regulador. Consideraciones adicionales respecto al ruido se retoman en el último capítulo donde se hacen estas consideraciones para la tarjeta de circuito impreso.

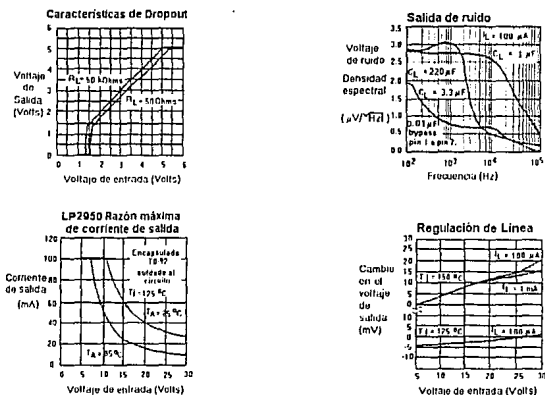


Figura 4-4
Características del regulador LP2950

4.2.1 SEÑAL DE BATERIA BAJA

Considerando el bajo voltaje de *dropout* que tiene el regulador, se tendrá entonces un rango de vida útil de la batería aproximadamente de 3.6; volts es decir, de 9V a 5.4 volts. Para prevenir al usuario de un bajo nivel de voltaje en la batería se ha incluido una señal que indicará al microcontrolador mostrar en el display una señal de alerta previniendo al usuario de este bajo nivel. Para ello se implementó un comparador de voltaje A3 que cambiará de estado a un nivel bajo de voltaje, lo que interrumpe al microcontrolador cuando el voltaje en la entrada no inversora de A3 sea menor a 2.5V lo que sucede aproximadamente cuando la batería tiene 6.0 volts, y lo que da usuario un margen de 0.6 volts antes de que el medidor deje de funcionar.

4.3 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL

4.3.1 SENSOR DE TEMPERATURA.

Para el sensor de temperatura se emplea el CI LM335 el cual tiene una voltaje lineal de salida de +10 mV/K. El motivo de emplear un sensor con escala en grados Kelvin fue con el propósito de eliminar la necesidad de alimentar al circuito con una fuente negativa, lo que de otra manera se hubiese requerido si se utiliza un sensor con un factor de escala dado en mV/°C. En la tabla 4-2 se muestran las principales características eléctricas del sensor.

PARAMETRO	VALOR
Voltaje de Salida @ 25°C	2.98 V
Impedancia Dinámica IR = 1 mA	0.5 Ω
Cambio en el voltaje de salida respecto a la corriente a Temperatura constante (400 mA < IR < 5 mA)	3 mV
Error de temperatura (no calibrado) en rango completo, IR = 1 mA	2 °C
Error de temperatura (calibrado @ 25 °C), IR = 1 mA	0.5 °C
Constante de tiempo (en aire sin movimiento)	80 seg.
No linealidad	0.3 °C

Tabla 4-2
Características del Sensor LM335A

En la tabla anterior también podemos observar la magnitud de los errores en la señal de este sensor, ya sea sin calibrar ó calibrándolo mediante un potenciómetro conectado a la terminal ADJ del mismo. Dado que el sensor se calibrará por software no se emplea este potenciómetro. El voltaje de salida del sensor pasa por un amplificador operacional A2 configurado como *seguidor* de cuya salida posteriormente se toman las muestras de la señal para su conversión.

4.3.2 SENSOR DE PRESION.

Como se mencionó en el capítulo anterior el sensor adquirido fue el SX15AN de SENSYSM. Este sensor es del tipo piezoresistivo y tiene como referencia una cámara de vacío en uno de sus puertos, por lo que sólo se pueden medir directamente presiones absolutas. La construcción física del sensor se muestra en la figura 4-5 donde se pueden observar ambos puertos (P_1 y P_2), en este caso particular, únicamente el puerto 1 es activo.

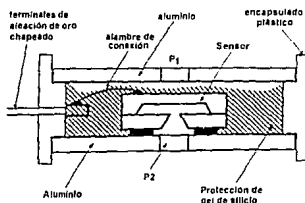


Figura 4-5
Construcción física

Existen 2 tipos de encapsulados como se muestra en la figura 4-6. Se eligió el encapsulado tipo N por tener éste la opción de conectar la manguera de presión hacia el exterior fácilmente. Las características de funcionamiento de este sensor se muestran en la tabla 4-3.

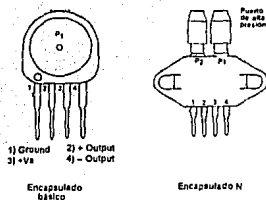


Figura 4-6
Encapsulado

CARACTERÍSTICAS	Mínimo	Típico	Máximo	Unidad
Rango de operación			15	PSI
Sensibilidad TA = 25 °C	1.0	1.5	2.0	mv/v/psi
Span de plena escala TA = 25 °C	75	110	150	mV
Coefficiente de temperatura del Span	-2400	-2150	-1900	ppm/°C
Offset de presión cero TA = 25 °C	-35	-20	0	mV
Coefficiente de Temperatura del Offset	-	+4	-	mV/V/°C
Linealidad e Histéresis combinada	-	0.2	0.5%	%FS
Estabilidad térmica del Offset y de la Sensibilidad	-	0.1	-	%FS
Tiempo de respuesta (10% al 90%)	-	0.1	-	mS
Resistencia de entrada TA = 25 °C	-	4.65	-	kΩ
Coefficiente de Temperatura de la resistencia	+590	+630	+670	ppm/°C
Impedancia de salida	-	4.5	-	kΩ
Repetibilidad	-	0.50	-	%FS

Tabla 4-3
Características del sensor SX15AN

Como se puede observar en el diagrama eléctrico se alimenta el sensor con 5 volts de CD cuya señal de salida se alimenta al amplificador diferencial A1, dando éste una ganancia de voltaje de 47. Se hace un muestreo de las señales de presión y temperatura por medio de SW1 y SW2, posteriormente pasan por un filtro paso bajas que limita el paso de la señal a frecuencias menores de 33 Hz y se alimentan dichas señales al convertidor de voltaje a frecuencia LM331.

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Se emplea este tipo de arreglo para convertir la salida diferencial del sensor en una señal unipolar referida a tierra además de con este arreglo poder disminuir la ganancia de voltaje en modo común que se tenga en el circuito, dado que de antemano uno de estos voltajes estará asociado al sensor mismo y cuya magnitud se muestra en la figura 4-7.

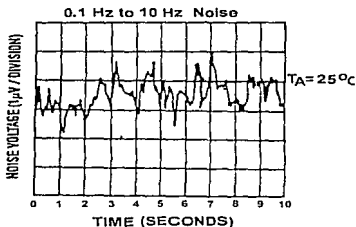


Figura 4-7
Ruido intrínseco del sensor

No solamente este tipo de señales indeseables se deben considerar sino también las señales de voltaje y de corriente de ruido que se generan a partir del campo eléctrico asociado al circuito y que se suman a la señal de interés. De esta forma se tiene el arreglo mostrado en la figura 4-8 que considera las señales en modo común y diferencial:

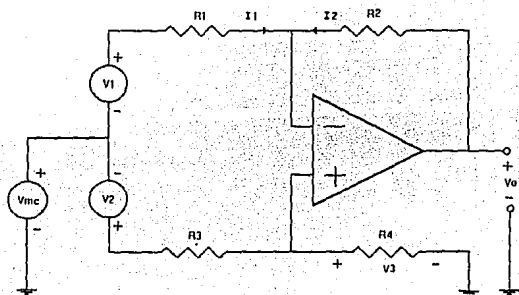


Figura 4-8
Amplificador diferencial

Considerando los voltajes en modo común y diferencial:

$$V_3 = (V_{mc} + V_2) \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \quad (4.1)$$

además $I_1 = -I_2$

$$\frac{V_{mc} + V_1 - V_3}{R_1} = \frac{V_3 - V_o}{R_2} \quad (4.2)$$

Despejando V_o de (4.2) y sustituyendo (4.1) en (4.2) se tendrá:

$$V_o = V_{cm} \frac{R_4 R_1 + R_4 R_2 - R_2 R_3 - R_2 R_4}{R_1 (R_3 + R_4)} - V_1 \frac{R_2}{R_1} + V_2 \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \quad (4.3)$$

si definimos $k = \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$

desaparece el voltaje en modo común, se tendrá entonces:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) \quad (4.4)$$

En el análisis anterior se han asumido las características de un amplificador operacional ideal y de una fuente de voltaje diferencial ideal con resistencia interna cero; Sin embargo, en la realidad esta fuente contiene una resistencia finita. Como se puede apreciar en el circuito de la figura 4-9.

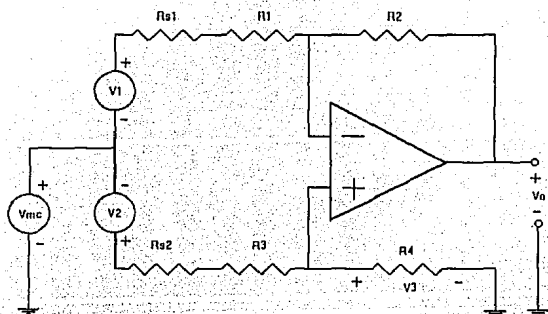


Figura 4-9

El efecto de esta resistencia sobre el V_{mc} se puede apreciar si sustituimos $R_3 + R_{s1}$ y $R_4 + R_{s2}$ por R_3 y R_4 respectivamente en la ecuación 4.3:

$$V_o = V_{cm} \frac{R_4(R_1 + R_{s1}) - R_2(R_3 + R_{s2})}{(R_1 + R_{s1})(R_3 + R_4)} - V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_{s1}} + V_2 \frac{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_{s1}}}{1 + \frac{R_4}{R_3 + R_{s2}}} \frac{R_4}{R_3 + R_{s2}}$$

De donde podemos observar que la única forma para que se anule el V_{mc} es teniendo $R_4(R_1 + R_{s1}) = R_2(R_3 + R_{s2})$, y esto se puede lograr si además de tener $K = R_2/R_1 = R_4/R_3$ se emplea valores tal que $R_1 = R_3$ y $R_4 = R_2$, con ello y además considerando que en nuestro caso el sensor de presión es simétrico (un elemento se expande y otro se comprime) teniendo una resistencia de puente de 4.65 K Ω en cada brazo se puede

afirmar que la resistencia que presenta al amplificador diferencial es la misma para V_1 y V_2 , con lo que si $R_{S1} = R_{S2}$, entonces de la ecuación anterior se llega nuevamente a la expresión 4.4:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

Hasta este momento se han considerado únicamente los elementos de error que como diseñadores podemos manejar, existiendo otros intrínsecos de todo amplificador operacional como son el voltaje de entrada de *offset* (V_{IO}), la corriente de entrada de *offset* (I_{IO}) y la corriente de entrada de polarización (I_{IB}), cuyo efecto se muestra en el modelo del circuito en la figura 4-10.

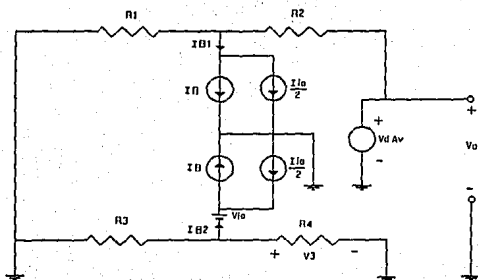


Figura 4-10

A la salida se tendrá un voltaje:

$$V_{oo} = V_{ov} + V_{oi} \quad (4.5)$$

donde:

V_{ov} : Voltaje de salida debido al V_{IO}

V_{oi} : Voltaje de salida debido I_{IB} e I_{IO}

$$V_{oo} = V_{ov} + V_{oi} \quad (4.6)$$

$$V_{oi} = I_{IB} \left(R_2 - R_q \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right) + \frac{I_{IO}}{2} \left(R_2 + R_q \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right) \quad (4.7)$$

en donde $R_q = R_3 \parallel R_4$

de aquí se observa que la única forma de cancelar I_{IB} en la ecuación 4.7 se tendrá cuando:

$$R_2 - R_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 0$$

despejando R_1 :

$$R_1 = R_2 // R_2$$

lo que es cierto de acuerdo a las consideraciones anteriores, por lo que finalmente:

$$V_{OO} = V_{IO} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{IO} \left(R_2 + \frac{R_1}{2} \right) \quad (4.8)$$

SELECCION DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

De la expresión anterior (ec. 4.8) podemos observar que es deseable emplear un amplificador operacional con errores de *offset* pequeños. Lo anterior se consigue empleando amplificadores con una alta impedancia de entrada, lo que se puede obtener con amplificadores de entrada FET; Sin embargo, éstos al reducir sus corrientes de polarización, incrementan su V_{IC} . Se tienen desventajas en su estabilidad de *offset* y voltaje de ruido, comparados con dispositivos bipolares.

Por los elementos que se señalan se descartó el empleo de amplificadores JFET. Se tienen dos tecnologías más como alternativas que son los amplificadores CMOS y los amplificadores bipolares mejorados de tecnología EXCALIBUR, recientemente puestos en el mercado [4.6]. Aunque si bien los amplificadores CMOS presentan un menor voltaje de ruido que cualquier otra tecnología como se muestra en la figura 4-11, este parámetro no es muy crítico si consideramos que el ancho de banda que se empleará es pequeño.

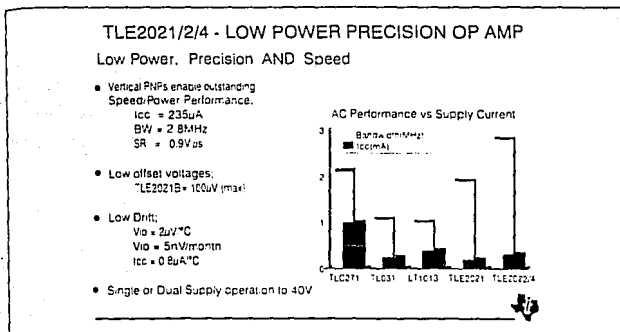


Figura 4-11

Ruido en Amplificadores de Tecnología CMOS

Por otro lado un hecho que es importante considerar en estos dispositivos CMOS es su bajo consumo de potencia, deseable en cualquier equipo portátil. Ahora, con la nueva tecnología EXCALIBUR se logran bajos consumos de potencia ($235 \mu A$) como se muestra en la figura 4-12. Adicionalmente se tienen bajos valores de voltaje y corriente de *offset*, por lo que se decidió emplear estos dispositivos en el circuito.

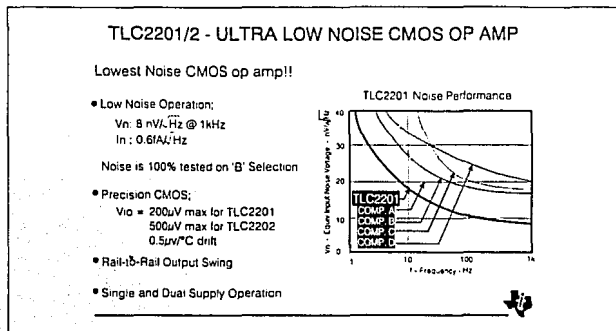


Figura 4-12

Amplificadores Operacionales Tecnología EXCALIBUR

Para el amplificador diferencial se emplea el CI TLE2024 con las siguientes características eléctricas que se muestran en la tabla 4-4.

PARAMETRO	VALOR
V_{IO}	600 μV
αV_{IO}	2 $\mu V/^\circ C$
Long term drift	0.005 $\mu V/mes$
I_{IQ}	4 nA
I_{IB}	35 nA

Tabla 4-4

Valores de Desajuste por Offset del CI TLE2024

Con estos valores sustituyendo en la ecuación 4.8, podemos observar que:

$$V_o|_{v_{io}} = 28.8 \text{ mV}$$

$$V_o|_{t_{io}} = 1.9 \text{ mV}$$

$$V_{oo} = 30.7 \text{ mV}$$

De este resultado podemos concluir que el mayor error lo representa el V_{io} y se que tendrá en todo el circuito a menos que se incluya un arreglo que compense el desajuste. En el diagrama eléctrico no se ha incluido ningún potenciómetro de ajuste para este parámetro, pese a ser un considerable error si tomamos en cuenta que el sensor tiene un Span de 110 mV a plena escala. Este voltaje de desajuste no se cancelará, sino que se considera como un escalamiento en nivel de DC que se considerará en la información de entrada al microcontrolador y que por lo tanto no afecta su presencia. Sin embargo, lo que si es importante de considerar es el corrimiento que sufre éste por su propio coeficiente de temperatura y por el corrimiento que sufre su valor en el tiempo. Evaluando ambos parámetros en el rango completo de temperatura se tiene: $\Delta V_{io\text{máx}} = 0.1206 \text{ mV}$ en 10 años, tiempo en el cual seguramente el medidor requirió una recalibración y que tomará en cuenta estos nuevos valores. Este valor representa un incremento del 20 % en el $V_o|_{v_{io}}$. Sin embargo, en el capítulo 6 se realiza un análisis adicional de este factor donde se efectúa su corrección por Software dentro de lo que se ha denominado *rango dinámico*.

RAZON DE RECHAZO EN MODO COMUN (CMRR)

En la entrada no inversora del amplificador diferencial se puede apreciar que se incluyó un potenciómetro P_1 de 100 K Ω en serie con una resistencia de 390 K Ω , esto con el fin de lograr un mayor *CMRR*. Experimentalmente se han logrado altos valores de *CMRR* cercanos a los 100 dB con amplificadores operacionales no muy precisos como el LM741C y sin necesidad de emplear resistores de baja tolerancia solamente incluyendo este potenciómetro como lo han mostrado Ramón Pallás y John G. Webster[4.7]. Cuyo análisis se muestra a continuación:

Se concluye en el trabajo realizado que a bajas frecuencias el *CMRR* está dado por las características de los resistores empleados y a frecuencias altas el *CMRR* estará limitado por el amplificador operacional utilizado. La relación entre *CMRR* de los resistores y el amplificador operacional está relacionado por:

$$\frac{1}{CMRR_D} = \frac{1}{CMRR_R} + \frac{1}{CMRR_{AO}} \quad (4.9)$$

donde:

CMRR_D: razón de rechazo en modo común del amplificador diferencial.

CMRR_R: razón de rechazo en modo común de los resistores

CMRR_{AO}: razón de rechazo en modo común del amplificador operacional.

De la ecuación 4.9 se observa que para tener altos valores de $CMRR_D$ se debe tener altos valores de $CMRR_R$ y $CMRR_{AO}$.

El $CMRR_R$ estará dado por:

$$CMRR_R = \frac{K(1-t^2) + 1+t^2}{4t} - \frac{K+1}{4t} \quad (4.10)$$

De la ecuación anterior podemos observar que para obtener valores altos de $CMRR_R$ se requiere que K sea grande ó tener tolerancias pequeñas en los resistores; Sin embargo, se prefiere tener valores altos de K dado el costo elevado de resistores de alta precisión.

En nuestro circuito se emplean resistores con tolerancia del 1% y considerando un valor de $K_{m\acute{a}x} = 47$ se tiene un $CMRR_R = 61.58$ dB y si se emplean resistores de 0.1% de tolerancia se tendrá un $CMRR_R = 81.5$ dB. El método propuesto por Pállas y Webster sugiere que la otra posibilidad de incrementar $CMRR_D$ es logrando que $CMRR_R = -CMRR_{AO}$, lo cual teóricamente lleva a valores infinitos de $CMRR_D$ y que es lo que teóricamente se pretende lograr mediante P_1 .

De las hojas de especificación de los amplificadores operacionales se observa que el $CMRR_{AO}$ tiene una dependencia de la frecuencia de la forma de un filtro pasobajas:

$$CMRR_{AO} = CMRR_{AO}(0) \frac{W_r}{S + W_r} = CMRR_{AO}(0) \frac{1}{1 + \frac{S}{W_r}} \quad (4.11)$$

Donde W_r es la frecuencia donde el $CMRR_{AO}$ se decreta por 3 dB, entonces la ecuación 4.9 se puede expresar como:

$$\frac{1}{CMRR_D} = \frac{1}{CMRR_R} + \frac{1}{CMRR_{AO}(0)} + \frac{1}{CMRR_{AO}(0)} \frac{S}{W_r} \quad (4.12)$$

Por lo tanto, si se ajusta el potenciómetro P_1 hasta que $CMRR_R = -CMRR_{AO}$ en lugar de tener $R_2/R_1 = R_4/R_3$, se tendrá:

$$\frac{1}{CMRR_D} = \frac{1}{CMRR_{AO}(0)} \frac{S}{W_r} \quad (4.13)$$

Esto es, se obtienen incrementos de $CMRR_D$ a frecuencias abajo de W_r y a frecuencias superiores a W_r el $CMRR_D$ está limitado únicamente por $CMRR_{AO}$.

4.4 REFERENCIAS

4.1 Horowitz, Paul; Hill, Winfield

The Art of Electronics

Cambridge University Press

2nd edition, 1991.

4.2 Ott, Henry W.

Noise Reduction Techniques in Electronic Systems

John Wiley & Sons, 2nd Edition, 1988.

United States of America

Pp. 255-257

4.3 Datos técnicos

Duracell S.A. de C.V.

Montaña 166 Naucalpan

Edo. de México, CP 53348.

4.4 LP2950/51 5V and Adjustable Micropower Voltage Regulator

Linear Handbook 1, National Semiconductor, 1988.

4.5 Solid State Sensor Handbook

Sensym, Inc. 1991.

4.6 Advanced Linear Seminar Products

1991 Design Seminar.

Texas Instruments.

4.7 Pallás-Areny, Ramón

Common Mode Rejection Ratio in Differential Amplifiers

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement

Vol. 40, No. 4, Agosto, 1991. Pp. 669-676.

4.8 LM335 Precision Temperature Sensors

Linear Handbook 1, National Semiconductor, 1988.

Capítulo 5

Conversión Analógica-Digital

y

Digital-Analógica

Se describen a continuación las principales técnicas de conversión de señal analógica a digital y viceversa, así mismo se hace una revisión de los parámetros más importantes de los convertidores y finalmente se describe el funcionamiento de los circuitos empleados para la conversión A/D y D/A en este proyecto.

5.1 INTRODUCCION

El empleo de dispositivos de conversión entre señales digitales y analógicas, se ha incrementado simultáneamente con el uso de equipo de cómputo en diferentes áreas de aplicación. Estos equipos hacen uso de procesadores digitales que están diseñados para trabajar con datos en forma discreta. Sin embargo, el mundo exterior es por si mismo analógico y la mayoría de los fenómenos en la naturaleza son de carácter continuo, por lo que se requiere una conversión entre dato discreto a analógico y viceversa. Dicha necesidad de conversión se puede ejemplificar fácilmente con la medición de presión atmosférica, parámetro analógico de interés en el presente trabajo. Si consideramos el diagrama mostrado en la figura 5-1 podemos observar la necesidad y utilidad de estos dispositivos de conversión.

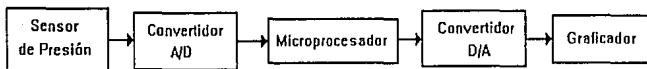


Figura 5-1
Ejemplo de conversión A/D y D/A

En primer término se requiere un sensor que detectará las variaciones de presión en la atmósfera, donde obviamente esta señal es de carácter analógico y donde se requiere una conversión A/D para informar al procesador de los cambios en la señal, posteriormente la información es procesada, y es aquí donde se requiere una conversión D/A hacia el mundo exterior, la cual reportará estos cambios mediante un graficador o mediante dispositivos datalogger.

La conversión de la información no es libre de errores, se puede hacer una conversión con una alta resolución y exactitud, sin embargo aún se tendrán errores en estos parámetros, se requiere entonces trabajar con ellos teniendo un cierto margen de error donde la magnitud de este error no sobrepase los requerimientos del sistema. En los subtemas siguientes se presentan los errores inherentes en dispositivos de conversión A/D y D/A así como las principales características de los mismos.

5.2 CONVERSION DIGITAL-ANALOGICA.

Para la conversión D/A existen básicamente tres métodos:

Método paralelo

Método de ponderación

Método de conteo

estos métodos se ilustran esquemáticamente en la figura 5-2.

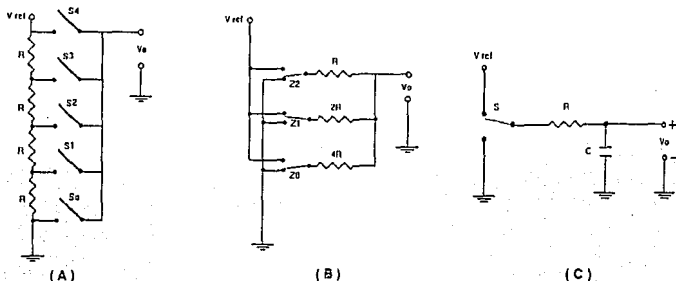


Figura 5-2
Métodos de conversión D/A

Con el método paralelo (5-2a) se emplea un divisor de voltaje que proporciona todos los niveles posibles mediante el empleo de una decodificación de switches.

En el método de ponderación (5-2b) únicamente se utiliza un switch en cada bit, donde la salida de voltaje se suma mediante el resistor seleccionado.

En el método de conteo (5-2c) se requiere solamente un switch el cual se abre y cierra periódicamente. El ciclo de trabajo se ajusta empleando un contador de tal forma que el promedio aritmético de la salida de voltaje sea el valor deseado.

Comparando estos métodos se observa que el método paralelo requiere de 2^n switches, el método de ponderación n switches y el método de conteo sólo uno. El método paralelo se emplea muy poco, dado el gran número de switches que se requieren. Por otro lado el método de conteo rara vez se usa debido a que el voltaje de salida no puede variar a frecuencias altas debido al filtro paso bajas que se tiene. Aún cuando se tengan variaciones muy lentas en la señal de salida como es el caso de la presión atmosférica el empleo de este método requeriría de lograr un circuito muy estable, cuestión difícil de lograr con dispositivos discretos. Por otro lado el método de ponderación en convertidores D/A es el que más se emplea y de lo que se tratará con más detalle en los subtemas siguientes.

Los convertidores D/A aceptan un grupo de bits en forma binaria de un procesador o algún otro dispositivo digital y convierten ese patrón de bits en un nivel equivalente de voltaje analógico. Antes de considerar los circuitos de conversión D/A, y para un mejor entendimiento de ellos se definirán algunos términos útiles.

Resolución y Salida de escala completa

El número de niveles de salida que un convertidor produce a su salida está en función directa de sus entradas por la siguiente relación:

$$N = 2^n \quad (5.1)$$

Donde N es el número de los diferentes niveles de salida que se tienen y n es el número de bits de entrada que tiene el convertidor.

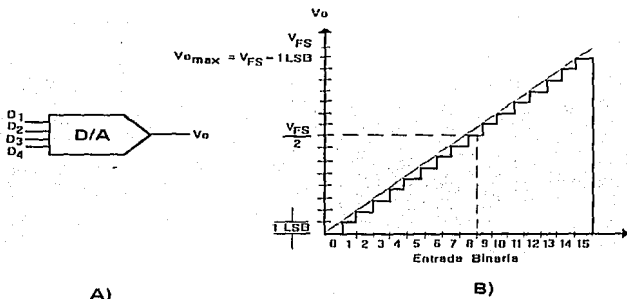
El número de los diferentes niveles que se producen a la salida de un convertidor pueden ser usados para determinar la resolución del dispositivo. A mayor número de bits de entrada se tendrá una resolución mayor y viceversa. La resolución se puede expresar como una parte en N , donde N se definió por la ecuación 5.1. Por ejemplo, en el caso de un convertidor de 10 bits se tendrá:

$$N = 2^{10} = 1024 \text{ niveles}$$

es decir una resolución de 10 bits ó bien:

$$\frac{1}{1024} 100 = 0.098 \% \text{ de resolución.}$$

La salida de escala completa de voltaje (V_{FS}) o corriente (I_{FS}) es la que se produce en la salida de un convertidor hipotético que tiene infinita resolución (un número infinito de entradas) y con todas sus entradas con un '1' binario. Dado que un convertidor no puede tener un número infinito de entradas, su salida nunca puede alcanzar el nivel ideal de salida de escala completa. Por ejemplo si se considera el convertidor de 4 bits como el que se muestra en la figura 5-3a y se le aplica consecutivamente un código binario comenzando en cero (todas las entradas bajas), se tendrá la característica de transferencia de escalera que se muestra en la figura 5-3b.



A)

B)

Figura 5-3

Convertidor D/A de 4 bits

a) Símbolo general

b) Característica de transferencia

Se tiene aquí 16 distintos niveles de voltaje ó escalones a la salida (incluyendo el 0), y 15 elevaciones. Para lograr la salida de voltaje en plena escala se requieren 17 escalones lo cual no es potencia de 2. Por lo que se tendrá un nivel de voltaje V_{omax} inferior en un incremento o escalón, donde este cambio se conoce como 1 LSB porque ocurre cuando en la entrada cambia el bit menos significativo. Idealmente el tamaño del este bit es constante como se observa en la figura 5-3b, lo que significa que todas las elevaciones tienen la misma altura. Por lo que el incremento en la salida por cada escalón es el mismo, y es determinado por el número de escalones (resolución) y por el voltaje de salida de plena escala V_{FS} mediante la siguiente relación:

$$\text{Tamaño del escalón} = 1 \text{ LSB} = \frac{V_{FS}}{2^n}$$

donde n es el número de entradas binarias y V_{FS} es el voltaje de escala plena de un convertidor ideal. Si se analiza la gráfica de la figura 5-3b se podrá observar que cuando el bit más significativo (MSB) tiene un nivel alto, y los restantes tienen un nivel bajo se tendrá a la salida $V_{FS}/2$. También se observa que la salida se incrementa o decremента de manera proporcional al nivel de entrada. La resolución de un convertidor D/A puede ser empleado como un indicador de exactitud, y en un sentido más convencional se toma a la resolución como sinónimo de precisión.

EXACTITUD

No es lo mismo exactitud y precisión. Por ejemplo en un convertidor D/A de 16 bits se tiene alta resolución pero no se puede asegurar que su salida sea una representación exacta de una entrada dada. En condiciones normales, la salida de un convertidor D/A debe ser exacto entre $\pm \frac{1}{2}$ LSB a $\pm \frac{1}{4}$ LSB; Sin embargo, hay muchas fuentes de error que pueden causar una desviación de la salida ideal. En la figura 5-4 se ilustra los efectos de varios errores en la característica de transferencia de un convertidor D/A con infinita resolución.

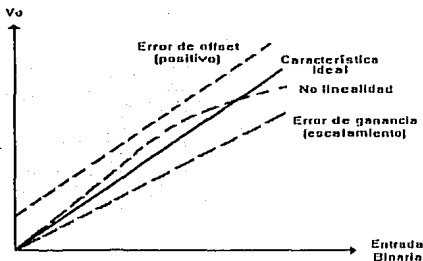


Figura 5-4
Efecto de varios errores en un convertidor D/A

El error absoluto de la salida esta dado por:

$$E_{abs} = Y - X$$

donde Y es la salida que se espera obtener y X es la salida real. El error de salida puede ser expresado también en términos relativos empleando:

$$E_{rel} = \frac{E_{abs}}{Y}$$

Error de offset.

Un error de *offset* causa que la salida del convertidor no sea cero cuando la entrada binaria es cero. Esto resulta en un desplazamiento constante de la salida esperada en todo el rango de entrada binaria. Si el *offset* es el único tipo de error presente, el error absoluto será constante sin importar la entrada, pero el error relativo a la salida disminuye conforme la entrada binaria se incrementa.

Error de ganancia.

Un error en la ganancia producirá incrementos mayores o menores de los esperados. El error de ganancia causa que la salida se desvíe del valor esperado. Por lo tanto el valor absoluto se incrementa conforme la entrada aumenta. El error de ganancia se conoce también como error de escalamiento.

Error de Linealidad

Este tipo de error se produce por no linealidades inherentes en la circuitería del convertidor. La no linealidad produce una característica de transferencia que no es una línea recta: es decir, que la salida no es una función lineal de la entrada binaria. Debido a esto la altura en los incrementos no es constante como se puede observar en el convertidor D/A de 3 bits en la figura 5-5.

Estas no linealidades se producen principalmente por variaciones en la temperatura. En el ejemplo de la figura 5-5 la ganancia del circuito se decrecienta conforme la entrada se incrementa.

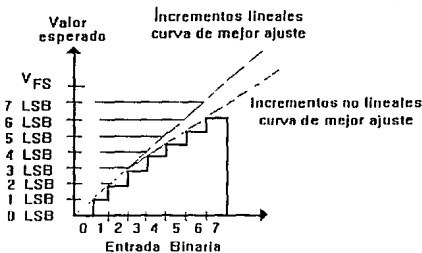


Figura 5-5
Efecto de no linealidad

TIEMPO DE ASENTAMIENTO.

El convertidor D/A ideal respondería instantáneamente a una entrada. Un convertidor práctico requiere una cantidad de tiempo finito para cambiar su estado a la salida y tener un asentamiento de su salida dentro de un margen bien definido. Este intervalo de tiempo se especifica como el tiempo de asentamiento del convertidor. Típicamente, el tiempo de asentamiento se define como el tiempo requerido por el convertidor para estar dentro de $\pm 1/2$ LSB (o algún porcentaje, como por ejemplo el 99.5 % del nivel de salida final). En la peor condición, el máximo tiempo de asentamiento se requiere cuando la salida del convertidor hace una transición de un valor máximo a un valor mínimo o viceversa. La figura 5-6 ilustra el concepto de tiempo de asentamiento, donde se asume que el valor final sea $\pm 1/2$ LSB. Como se puede observar, el sistema es subamortiguado.

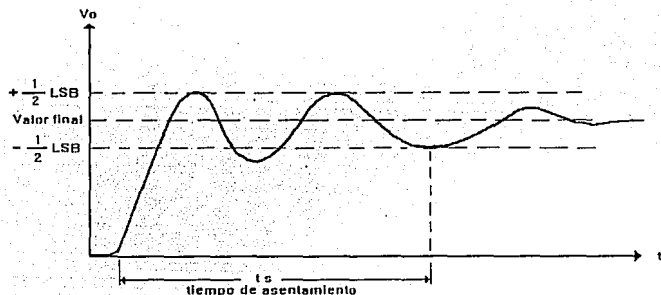


Figura 5-6
Determinación del tiempo de asentamiento

El tiempo de asentamiento limita la razón a la cual el convertidor puede hacer conversiones sucesivas. Por ejemplo, si se considera un convertidor que tiene en el peor caso un tiempo de asentamiento de 1mS, se tendrán niveles de salida confiables si la palabra binaria de entrada en todo su rango no cambia a una razón mayor de un milisegundo.

5.2.1 CIRCUITOS DE CONVERSION DIGITAL-ANALOGICA CONVERTIDOR DE RESISTENCIAS PONDERADAS

Uno de los convertidores D/A más simples de analizar y diseñar es el que emplea la configuración de amplificador sumador con resistencias ponderadas como el convertidor de 4 bits que se muestra en la figura 5-7. Los resistores de entrada se eligen de tal forma que comenzando con el LSB (S_1), cada entrada sucesiva se amplifica dos veces más que la anterior. Por lo tanto, la ganancia relativa de las entradas esta relacionada por una ganancia de 2. Considerando la configuración no inversora del amplificador operacional se tendrá el voltaje de salida:

$$V_o = -V_{ref} \left(\frac{D_1 R_f}{R_1} + \frac{D_2 R_f}{R_2} + \dots + \frac{D_n R_f}{R_n} \right) \quad (5.2)$$

donde D_1, D_2, \dots, D_n representan los estados de los switches
(0 = cerrado y 1 = abierto).

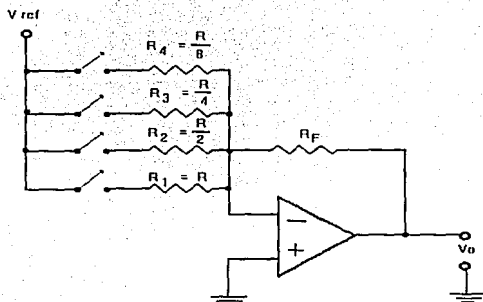


Figura 5-7
Convertidor D/A con resistencias ponderadas

Existen muchos problemas asociados al amplificador operacional del convertidor, como es el error de offset que se presenta debido al cambio en los resistores de entrada, este tipo de error se vuelve más crítico conforme se incrementa la resolución del convertidor. Otro error se presenta en las entradas, ya que éstas si se dejan flotadas son más susceptibles al ruido. Estos errores pueden disminuir si se emplean en las entradas switches SPDT y se alterna entre V_{cc} y 0 volts como se muestra en la figura 5-8. En este circuito se ha incluido una resistencia R_B para disminuir los errores de la corriente de polarización I_B .

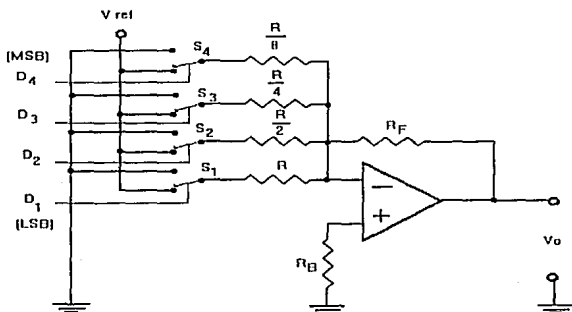


Figura 5-8

Mejora en el convertidor D / A para disminuir errores de offset

Los circuitos de 5-7 y 5-8 son imprácticos para aplicaciones de alta resolución. La principal razón de ello es que se requiere un amplio rango de resistores. Por ejemplo, si se requieren 8 bits de resolución se tendría un rango en los resistores de 1 a 128 lo que requiere producir resistores de precisión que además son difíciles de producir especialmente si se requiere un comportamiento por temperatura homogéneo en los mismos.

CONVERTIDOR

DE ESCALERA R-2R

El convertidor D/A más popular hoy en día es el conocido como escalera R-2R que se muestra en la figura 5-9. De esta figura 5-9 es obvia la razón de porqué se emplea el término *escalera* para este circuito. La ventaja de este circuito comparado con el convertidor de resistencias ponderadas, radica en el hecho de que el circuito en cuestión únicamente requiere 2 valores de resistencias para cualquier número de entradas binarias. Estas resistencias difieren por un factor de 2, lo que produce un comportamiento por variación de temperatura muy similar en ambas.

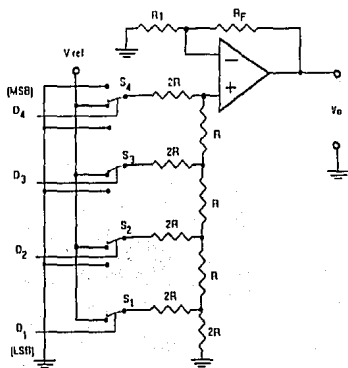


Figura 5-9

Convertidor D/A tipo R - 2R

El voltaje de salida en este convertidor de 4 bits esta dado por la siguiente expresión:

$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \left(\frac{D_4}{2} + \frac{D_3}{4} + \frac{D_2}{8} + \frac{D_1}{16} \right) \quad (5.2)$$

como se puede observar en la ecuación 5.2, en términos de la red de resistores de entrada se podría pensar que es posible tener cualquier resolución; Sin embargo, esto no siempre es fácil dado que se requieren amplificadores operacionales muy precisos. Esto se puede ilustrar por ejemplo, si pensamos en un convertidor de 4 bits con $V_{FS} = 10$ V, donde para mantener una exactitud de $\pm 1/2$ LSB la salida debe estar dentro 325 mV del valor esperado, lo que se puede obtener fácilmente con un amplificador de propósito general. Ahora, si consideramos un convertidor de 16 bits con ese mismo voltaje de escala completa se requerirá tener una salida del valor esperado dentro del rango de 76.29μ V lo que hace necesario el uso de amplificadores de alta exactitud y características.

5.3 CIRCUITO DE CONVERSION D/A EMPLEADO

En el diagrama eléctrico se puede observar el circuito que se emplea para la conversión D/A. Sin embargo, para mayor claridad se muestra nuevamente en la figura 5-10.

El circuito emplea el convertidor AD7541 de 12 bits, cuya referencia de -1 Volt se obtiene a partir de la configuración inversora del amplificador A4, que a su vez toma su voltaje de

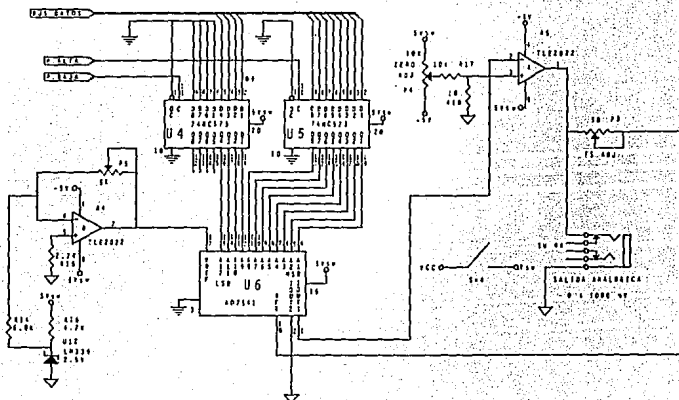


Figura 5-10
Circuito de conversión D/A empleado

referencia del CI LM336, Se ha incluido además en el circuito un potenciómetro P5 para el ajuste de este voltaje de referencia.

Para la ganancia de la salida analógica de voltaje se emplea el amplificador operacional A5, que posee dos potenciómetros P4 y P3 que proveen el ajuste de cero del circuito y la ganancia respectivamente. Este amplificador es el CI TLE2022, que tiene las características eléctricas de la familia EXCALIBUR que se mostraron en el capítulo anterior.

Para el voltaje analógico de salida se ha dispuesto de un receptáculo unipolar de 2.5 mm, el cual posee dos switches normalmente abiertos que cierran sus contactos al introducir el conector de señal analógica, sólo se emplea uno de ellos, el Sw4 que conecta el voltaje de alimentación de +5V a toda la etapa conversión D/A, este voltaje se le ha denominado *voltaje switchado* y en el diagrama eléctrico se identifica como VSW. El emplear este switch ha sido con el objeto de mantener un bajo consumo corriente, ya que se mantiene sin energía al circuito de conversión a menos que se vaya a utilizar la salida analógica.

ICL7660

Este circuito integrado es un convertidor de voltaje de tecnología CMOS, que realiza una conversión completa de una entrada positiva a negativa en el rango de +1.5 V a +10 V, resultando en voltajes de salida complementarios de -1.5 V a -10 V. Su uso es bastante sencillo ya que únicamente requiere el empleo de dos capacitores. Este circuito contiene internamente un regulador de voltaje, un oscilador RC un circuito traslador de nivel, 4 switches MOS de potencia y una lógica que recibe los voltajes más negativos en el dispositivo y asegura que los switches canal N de salida no sean polarizados en directa, para una operación libre del efecto *latch-up*.

Se puede ilustrar el funcionamiento de este convertidor mediante el doblador de voltaje idealizado de la figura 5-11.

En el primer ciclo de oscilación los switches S1 y S3 se cierran cargando el capacitor C1 con un voltaje V^+ (durante este medio ciclo S2 y S4 están abiertos), en el segundo ciclo se

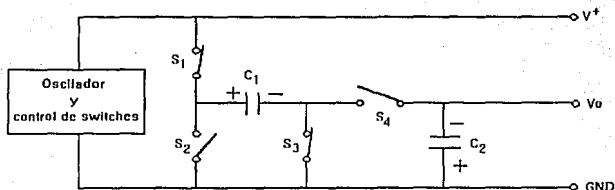


Figura 5-11
Convertidor de voltaje

cierran los switches S₂, S₄ y se abren S₁ y S₃ transfiriendo la carga el capacitor C₁ al capacitor C₂ con un voltaje negativo de magnitud V⁻.

LM236-2.5V

Este diodo regulador provee un referencia de tensión de 2.5 V, con una buena estabilidad térmica (9 mV máx de variación en el rango de -25°C a 85 °C), bajo coeficiente de temperatura, tolerancia de ±1 % e impedancia dinámica de 2 Ω.

5.4 CONVERSION ANALOGICA-DIGITAL

El diagrama básico para un convertidor A/D se muestra en la figura 5-12. La función de este tipo de convertidores es muestrear algún nivel analógico (usualmente voltaje) y producir una señal digital cuantizada (usualmente binaria) V_{in} que es la representación de éste nivel a su salida. Así como en la conversión D/A, el número de bits a la salida del convertidor A/D define la resolución y el potencial para la exactitud del convertidor A/D.

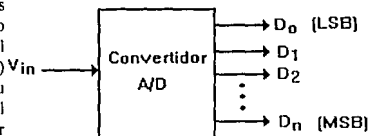


Figura 5-12

RANGO DE ESCALA COMPLETA

Símbolo para un convertidor A/D de n bits

En la figura 5-13 se muestra la característica de transferencia de un convertidor A/D de 4 bits.

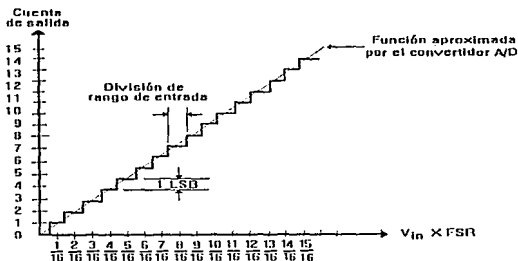


Figura 5-13

Característica de transferencia para un convertidor ideal de 4 bits

Este convertidor puede tener 16 códigos binarios únicos. La entrada de un convertidor A/D puede acomodar únicamente un rango limitado de valores, por ejemplo de 0 a 10 Volts. El *span* de los valores de entrada que pueden ser resueltos por el convertidor (0 a 10 Volts en este caso), se denomina rango de plena escala (FSR). El rango de la entrada del convertidor se divide en 2^n divisiones, donde n es el número de bits en la código de salida. La división en el rango de entrada de un convertidor A/D, es análogo a la resolución de un convertidor D/A y se expresa como:

$$\text{División del rango de entrada} = 1 \text{ LSB} = \frac{\text{FSR}}{2^n}$$

La salida de un convertidor A/D es usualmente en código binario normal, pudiéndose tener salidas en código binario decimal (BCD). El eje horizontal de la función de transferencia se divide en fracciones de FSR. De manera similar como en el caso del convertidor D/A donde no se logra el voltaje de salida a plena escala ideal. En el caso del convertidor A/D al aplicarle una entrada a plena escala el resultado del convertidor tendrá generalmente una condición de sobrerango.

ESPECIFICACIONES DE ERROR

Error de cuantización

Debido al número finito de bits a la salida del convertidor, siempre habrá incertidumbre respecto del valor actual de la entrada, la mayor certidumbre que podemos tener es que la entrada se encuentra entre $\pm \frac{1}{2}$ LSB. Esta incertidumbre asociada a una conversión dada se conoce como *error de cuantización* ó *ruido de cuantización*. Cualquier convertidor A/D exhibirá por lo menos un error de cuantización de $\pm \frac{1}{2}$ LSB. La figura 5-14a ilustra el error de cuantización versus el voltaje de entrada de un convertidor A/D con $\pm \frac{1}{2}$ LSB

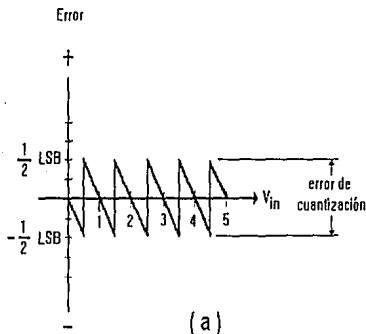


Figura 5-14a
a) convertidor ideal

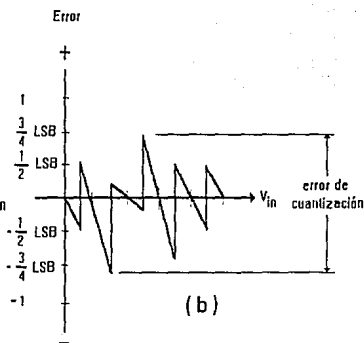


Figura 5-14b
b) convertidor de $\pm 3/4$ LSB

de exactitud. Es difícil producir convertidores A/D de alta resolución, tal que exhiban el error inherente de cuantización de $\pm \frac{1}{2}$ LSB. La figura 5-14b ilustra el error para un convertidor que tiene un error de cuantización de $\pm \frac{1}{4}$ LSB. En general, la localización para los errores de pico para tales convertidores es aleatorio, por lo que se asume que para una cualquier entrada dada, el correspondiente código de salida puede estar en un error de $\pm \frac{1}{4}$ LSB. Algunos convertidores exhiben un error de cuantización de ± 1 LSB.

Error de offset

Dada la naturaleza de los dispositivos empleados en la construcción de convertidores A/D, existen otros errores además de los errores de cuantización. El *offset* es uno de ellos, donde el error consiste en un desplazamiento de las divisiones del rango de entrada en una cantidad dada. La figura 5-15 ilustra el efecto de un *offset* positivo de aproximadamente $\frac{1}{4}$ LSB donde la línea discontinua representa la característica de un convertidor sin *offset*.

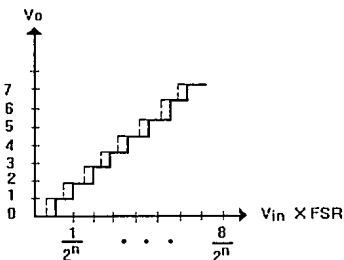


Figura 5-15
Efecto de offset (positivo) en un convertidor de n bits

Valor
esperado

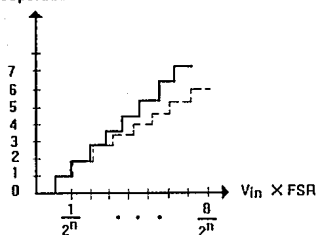


Figura 5-16
Efecto del error de ganancia de un convertidor de n bits

Error de ganancia

El error de ganancia resultará en una salida binaria que no se relaciona con la entrada como una fracción del FSR del convertidor. Este efecto se muestra en la figura 5-16, donde nuevamente se ilustra la característica de transferencia con líneas discontinuas. La presencia de un error de ganancia, resulta efectivamente en un FSR que es menor que el esperado, si la ganancia es demasiado alta ó en un FSR mayor si la ganancia es demasiado baja.

Error de no linealidad

Esta no linealidad se observa en el apareamiento de la mejor curva no lineal comparada con la mejor curva ideal que es una línea recta. Esto se observa en la figura 5-17.

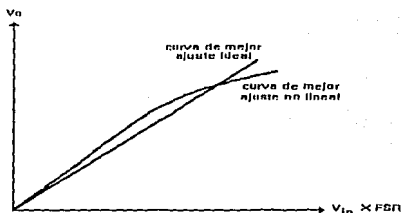


Figura 5-17
Efecto de no linealidad

No linealidad diferencial

Es la diferencia entre el valor teórico y real en un rango de división de entrada. Un convertidor A/D con exactitud de $\frac{1}{2}$ LSB tiene un rango de división de entrada de 1 LSB y la no linealidad diferencial es menor a 1 LSB. Un convertidor con una exactitud menor que ésta, digamos $\frac{1}{4}$ LSB, tiene una linealidad diferencial mayor a 1 LSB. En términos de la característica de transferencia, esto significa que dos entradas del rango de división que deben estar separadas por un rango central podrían traslaparse, lo que produciría una omisión de algún código de salida, como se ilustra en la figura 5-18. Si las especificaciones de un convertidor dado establecen que no se pierden códigos, el convertidor tiene menos de 1 LSB de no linealidad diferencial.

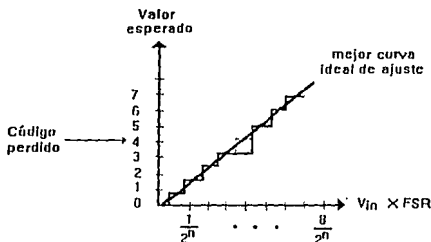


Figura 5-18
Ejemplo de pérdida de código por no linealidad diferencial

TIEMPO DE CONVERSION

Un convertidor práctico requiere un tiempo finito para completar una conversión. Este tiempo llamado tiempo de conversión se ilustra en la figura 5-19. No todos los convertidores A/D tienen un tiempo de conversión constante. T_c se especifica como un tiempo en el peor caso. Las especificaciones de T_c no toman en cuenta los retardos que se tienen por otros dispositivos. El recíproco del tiempo de conversión se le conoce como *razón de conversión*.

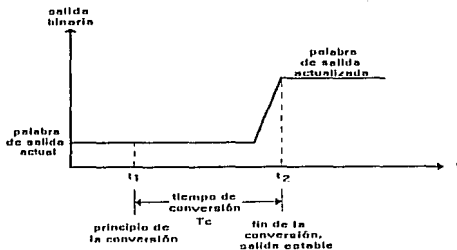


Figura 5-19

Determinación del tiempo de conversión

5.4.1 CIRCUITOS DE CONVERSION ANALOGICA-DIGITAL CONVERTIDOR DE RAMPA

Este convertidor es quizá el que tiene un funcionamiento más fácil de comprender, cuyo diagrama se muestra en la figura 5-20.

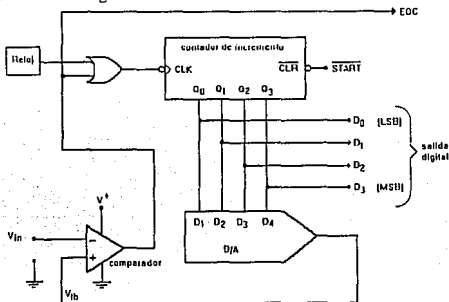


Figura 5-20

Diagrama simplificado de un convertidor tipo rampa de 4 bits

El convertidor de rampa deriva su nombre de la forma en que efectúa su conversión. Con el propósito de comprender su operación se consideran los siguientes pasos donde se asume que se tiene un $V_{FS} = 10.0$ V y un $V_{in} = 6.870$ V. Se muestra el diagrama de tiempos de cada secuencia en la figura 5-21a y la salida del convertidor para cada período de reloj en la figura 5-21b.

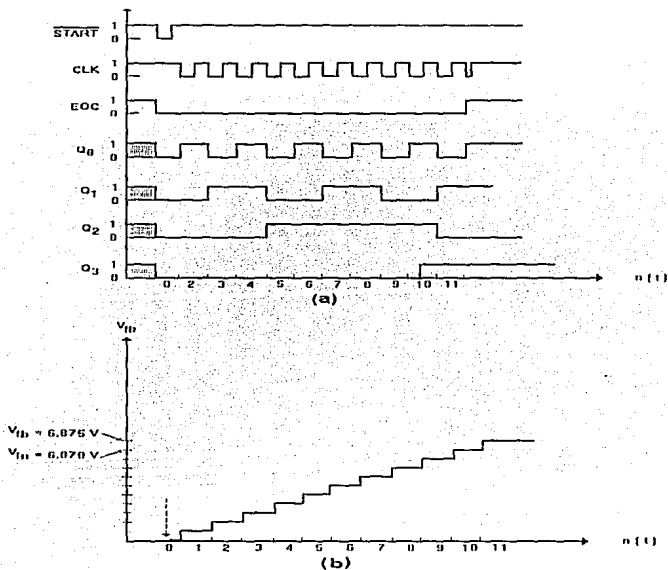


Figura 5-21

Diagrama de tiempos para un convertidor tipo rampa de 4 bits

1. Se da un nivel bajo a la entrada $START$. Esto limpia el contador causando que la salida del convertidor D/A sea $V_{fb} = 0$ V.
2. Como $V_{in} > V_{fb}$, la salida del comparador es baja habilitando la compuerta OR que a su vez da el pulso de reloj para que se efectúe la cuenta hacia arriba. La salida del comparador también se usa para indicar que una conversión esta en progreso ($EOC = 0$).
3. El contador se incrementa una vez por cada borde de caída de la señal de reloj, forzando la salida del convertidor D/A a incrementarse en 1 LSB en cada borde de caída de reloj.

Esta acción continúa hasta que la salida del convertidor D/A es mayor que el voltaje de entrada que esta siendo muestreado. En el ejemplo, la cuenta se incrementará de 1011_2 ó 11_{10} , cuando V_{fb} apenas exceda V_{in} .

4. Una vez que $V_{fb} > V_{in}$, en la salida del comparador se tiene un nivel alto, lo que inhabilita la entrada de reloj al contador. Un '1' lógico en la salida EOC indica que la conversión está completa y que la cuenta de salida es proporcional al voltaje analógico de entrada. Otra conversión puede comenzar nuevamente aplicando un nivel bajo a la entrada START.

CONVERTIDOR DE APROXIMACIONES SUCESIVAS

El diagrama de bloques del convertidor de aproximaciones sucesivas se muestra en la figura 5-22. El cual emplea para hacer estimaciones del voltaje de entrada un registro de aproximaciones sucesivas (RAS).

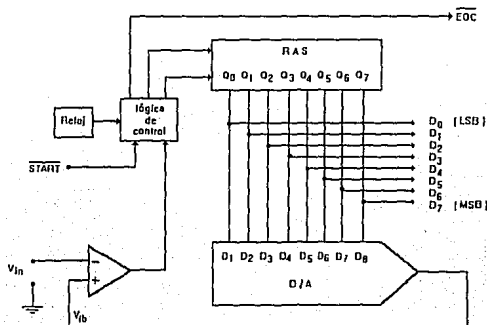


Figura 5-22

Convertidor de aproximaciones sucesivas de 8 bits

El RAS comienza con $FSR/2$ y sigue en orden descendente hacia el LSB un bit a la vez. La salida del convertidor D/A se compara con la entrada de voltaje después de cada cambio interno de estado. Si el ajuste de un bit en particular resulta en $V_{fb} > V_{in}$, entonces ese bit se ajusta a cero (se descarta). Y si un bit en particular resulta $V_{fb} < V_{in}$, ese bit se mantiene en nivel alto.

La figura 5-23 muestra la salida de un convertidor D/A (V_{fb}) para cada paso de la conversión. Los siguientes pasos explican el proceso de conversión donde se considera un $V_{FS} = 10.00$ V, lo que produce $FSR = 10.00$ V y $V_{in} 5.40$ V.

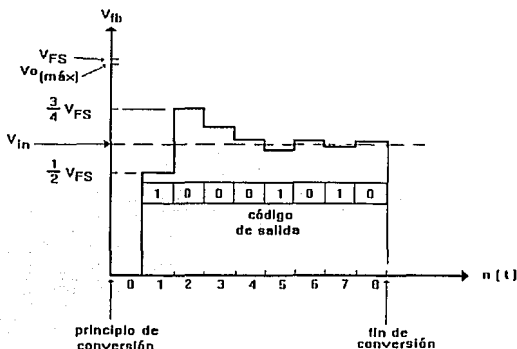


Figura 5-23

Proceso de aproximación sucesiva para un convertidor de 8 bits

0. La entrada \overline{START} se mantiene en un nivel bajo. Esto limpia el RAS, produciendo $V_{fb} = 0.00$ V, lo que inicia la conversión.

1. El MSB del RAS (Q_7) se ajusta a '1', produciendo $V_{fb} = 5$ V, dado que $V_{fb} < V_{in}$ a la salida del comparador se tiene un nivel bajo. La lógica de control recibe ésto y mantiene en nivel alto a Q_7 .

2. El siguiente bit más significativo del RAS (Q_6) se ajusta a '1', lo que produce $V_{fb} = 7.5$ V y dado que $V_{fb} > V_{in}$, en la salida del comparador se tiene un nivel alto, lo que causa que se limpie Q_6 del RAS.

3. Ahora, Q_5 del RAS se ajusta a '1', lo que produce $V_{fb} = 6.25$ V. Nuevamente $V_{fb} > V_{in}$ y en la salida del comparador se tiene un nivel alto lo provoca tener Q_5 con cero lógico.

Este proceso de mantener y descartar estados se repite para cada bit sucesivo, después de probar el octavo bit la conversión está completa.

CONVERTIDORES DE DOBLE PENDIENTE

El convertidor de doble pendiente es un ejemplo de un convertidor A/D integrador. En la figura 5-24 se muestra el diagrama de bloques simplificado para un convertidor A/D de 8 bits de doble pendiente.

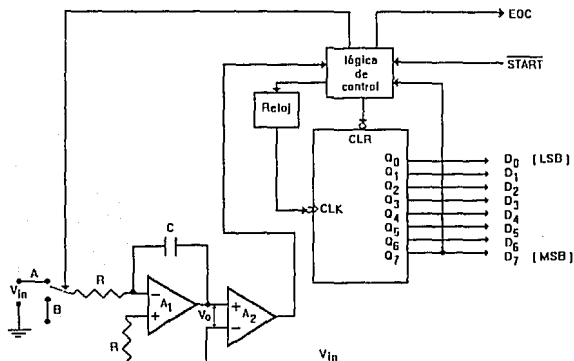


Figura 5-24
Convertidor A/D de doble pendiente

Este circuito se diseña para trabajar con voltajes de entrada opuestos en polaridad al voltaje de referencia. El corazón del circuito es un amplificador operacional A1 configurado como integrador. El amplificador A2 es un comparador que utiliza como referencia 0 Volts. La salida del circuito la proporciona el contador de 8 bits de incremento. También, para este circuito $FSR = |V_{ref}|$. La operación del circuito se resume en los siguientes dos pasos que se ilustran en la figura 5-25:

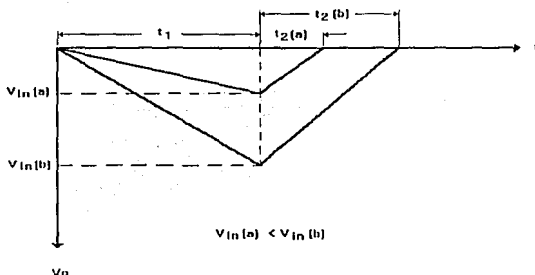


Figura 5-25
Respuesta a dos diferentes voltajes de entrada del integrador doble pendiente

1. Se da a la entrada $\overline{\text{START}}$ un pulso bajo. Esto limpia el contador, ajusta S1 a la posición A y habilita el reloj. Esto marca el inicio del intervalo de muestreo t_1 que es constante en duración. La salida del integrador cambia negativamente a una razón constante dada por:

$$\Delta V_{01} = -\frac{V_{in} t_1}{RC} \quad (5.3)$$

durante este tiempo, la salida del comparador es baja y $\overline{\text{EOC}} = 1$.

2. Cuando el contador comienza nuevamente con cero, el tiempo t_1 finaliza y S1 se coloca en la posición B. Comienza un intervalo de tiempo t_2 , durante el cual la referencia de voltaje forza a la rampa de salida del integrador a regresar a 0 V. La salida del integrador estará dada entonces por:

$$\Delta V_{02} = -\frac{V_{ref} t_2}{RC} \quad (5.4)$$

Cuando la salida del integrador apenas alcanza cero volts (por menos de $1/2$ LSB, para $1/2$ LSB de exactitud), en la salida del comparador se tiene un nivel alto, inhibiendo el reloj y causando que $\overline{\text{EOC}}$ tenga un nivel bajo, lo que marca el final de la conversión.

De la descripción anterior se observa que el período de muestreo t_1 es contante y dependiente de la frecuencia del reloj. El período t_2 es variable y depende de la referencia de voltaje y del voltaje al cual se carga el capacitor del integrador durante el período de muestreo. El valor de una entrada desconocida de voltaje se determina de la siguiente manera. Primero se iguala las ecuaciones 5.3 y 5.4, de donde se despeja Vin:

$$V_{in} = -V_{ref} \frac{t_2}{t_1}$$

dado que t_1 y t_2 se determinan por las cuentas acumuladas durante la conversión, se puede escribir:

$$V_{in} = -V_{ref} \frac{N}{2^n}$$

donde n es el número de bits de salida y N es la cuenta acumulada durante el período t_2 .

CONVERTIDORES DE TIPO PARALELO O FLASH

Estos convertidores se usan en aplicaciones donde se requiere una conversión muy rápida. Se muestra en la figura 5-26 el diagrama de bloques de un convertidor paralelo de 3 bits.

La sección principal de este circuito es la cadena de comparadores, los cuales tienen en este caso sus entradas no inversoras conectadas en paralelo a una terminal de entrada, de ahí el termino paralelo. El voltaje de referencia se aplica a un divisor de voltaje que alimenta la entrada inversora de cada comparador con una fracción potencia de 2 del voltaje de referencia. En este caso, el comparador A tiene efectivamente $V_{ref}' = 0.125V_{ref}$, el comparador B $V_{ref}' = 0.250V_{ref}$ y así sucesivamente hasta el comparador G, donde $V_{ref}' = 0.875V_{ref}$. Por lo que FSR = V_{ref} . Posteriormente se tiene una lógica de decodificación que dependiendo de los comparadores que estén activos se tendrá a la salida un equivalente binario.

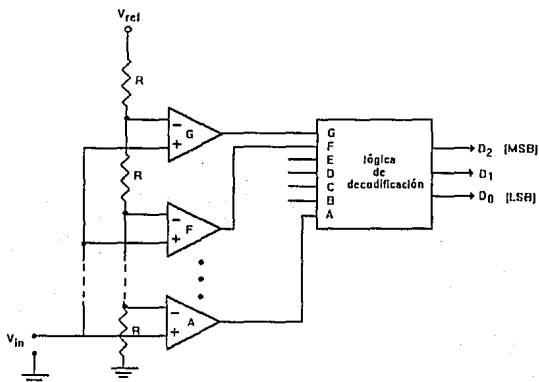


Figura 5-26

Convertidor A/D paralelo de 3 bits

CONVERTIDORES DE SEGUIMIENTO O RASTREO

Una variante del convertidor de rampa es el convertidor de rastreo. La estructura básica de una variedad de convertidores de rastreo se muestra en la figura 5-27.

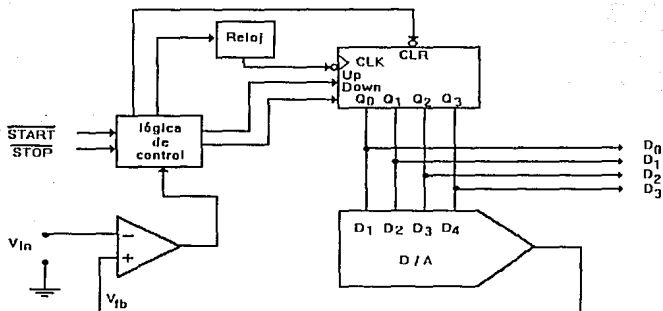


Figura 5-27

Convertidor A/D de seguimiento

Una vez que comienza la conversión el contador up/down comienza su cuenta hacia arriba, cuando la salida del convertidor D/A apenas excede la entrada de voltaje, en la salida del comparador se tiene un nivel alto lo que provoca que el contador comience su cuenta hacia abajo. Si V_{in} es constante la salida del contador conmutará tal que V_{fb} oscilará alrededor de V_{in} . Si la entrada es variante en el tiempo, la salida del contador seguirá a la entrada de voltaje, de ahí el término seguidor. La conversión se puede detener aplicando un nivel bajo a la entrada STOP.

Los convertidores de seguimiento también son conocidos como *convertidores continuos*, debido a que no se detienen después de que la conversión se ha realizado. Tales convertidores poseen tiempos de conversión menores que los convertidores de rampa, lo que los hace más útiles en aplicaciones de alta velocidad.

CONVERTIDORES DE VOLTAJE-FRECUENCIA

El empleo de convertidores de voltaje a frecuencia en circuitos de conversión A/D es un método alternativo de bajo costo, es fácil de implementar y la resolución se puede establecer por el usuario de acuerdo a las necesidades específicas del diseño. En general el consumo de potencia es menor que en los métodos anteriores. La principal desventaja de estos circuitos es su alto tiempo de conversión debido a la transmisión serie que tiene que hacer para entregar una palabra binaria al dispositivo de proceso. Otra desventaja es que para alcanzar buena precisión se debe tener cuidado en seleccionar los componentes externos (resistores y capacitores). Debido a esto, su uso se restringe a aplicaciones de baja velocidad de respuesta.

5.5 CIRCUITO DE CONVERSION A/D EMPLEADO

El circuito que se empleó para la conversión A/D incluye el convertidor voltaje a frecuencia de circuito integrado LM331, el cual posee una referencia *band-gap* de voltaje para la compensación de temperatura con lo que se logra una buena estabilidad de ± 50 ppm/°C máx. y una linealidad de 0.01% máx. El funcionamiento de este convertidor se puede comprender mediante el diagrama simplificado que se muestra en la figura 5-28.

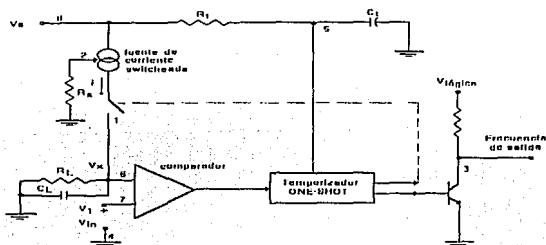


Figura 5-28
Diagrama simplificado LM331

El comparador de voltaje hace la comparación de un voltaje de entrada positivo V_1 en el pin 7 con el voltaje V_x en el pin 6. Si $V_1 > V_x$ el comparador disparará un timer one-shot. La salida del timer encenderá el transistor de salida de frecuencia y la fuente de corriente conmutada por un período $t = 1.1 R_t C_t$. Durante este período la corriente i fluirá hacia el capacitor C_L , el cual se cargará con $Q = i \times t$ lo que provoca que se incremente el voltaje V_x a un nivel mayor de V_1 . Al final del período, la corriente i cesa de fluir y el timer se inicializa por sí mismo.

Al dejar de fluir la corriente i a la salida del pin 1 de la fuente de corriente, el capacitor C_L se descarga gradualmente mediante R_L hasta que V_x cae a un nivel inferior V_1 , lo que inicia un nuevo ciclo. La corriente que fluye dentro de C_L es exactamente $I_{AVE} = i \times (1.1 \times R_t C_t) \times f$, y la corriente que fluye hacia afuera de C_L es igual a $V_x/R_L \approx V_{in}/R_L$. Si V_{in} se aumenta al doble, la frecuencia aumentará al doble para mantener este balance.

El circuito de conversión A/D se muestra en la figura 5-29 con los valores que se emplearon en sus componentes.

Se incluyó a la entrada del convertidor un filtro paso bajas con una frecuencia de corte de 33 Hz, cuya resistencia de 47 K Ω contribuye además a la disminución de la corriente de polarización del comparador interno, lo provoca una frecuencia de offset mínima.

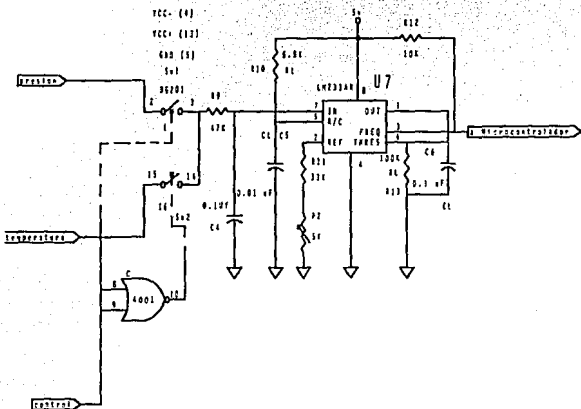


Figura 5-29
Convertidor A/D empleado

5.6 REFERENCIAS

5.1 Dailey, Denton J.

Operational Amplifiers and Linear Circuits

theory and applications.

Mc. Graw-Hill, Inc. 1989.

Pp. 295-333

5.2 Tietze, U.; Schenk, Ch.

Electronic Circuits Design and Applications

Edit. Springer-Verlag, 1991.

Berlin, Germany.

5.3 ICL7660 Monolithic MAXCMOS Voltage Converter

Intersil Handbook. 1988.

5.4 LM236-2.5 Reference Diode

Linear Handbook 2.

National Semiconductor, 1988.

5.5 TLE2022 Excalibur High-Speed Low-Power Precision Dual Operational Amplifiers.

Production data. Texas Instruments, 1989.

5.6 TLE2024 Excalibur High-Speed Low-Power Precision Quad Operational Amplifier.

Production data. Texas Instruments, 1989.

5.7 LM231 Precision Voltage-to-Frequency Converter

Linear Handbook 2.

National Semiconductor, 1988.

Capítulo 6

Sección Digital

Se analizan las características y requerimientos del sistema, en base a ello se hace una revisión de los microcontroladores que se pudiesen emplear en el diseño. Habiéndose seleccionado el microcontrolador 80C31BH de Intel, del cual se hace una descripción funcional. Así mismo se hace también una descripción del Hardware y Software involucrado en esta Sección Digital.

6.1 SELECCION DEL MICROCONTROLADOR

De acuerdo a lo que se ha mencionado en los capítulos anteriores y tomando en cuenta únicamente lo concerniente a la Sección Digital del sistema se consideraron como requerimientos del mismo, los siguientes:

- Empleo de memoria no volátil para almacenar los coeficientes de calibración de los sensores de presión y temperatura.
- Salida analógica de 0 a 1000 mV
- Que el dispositivo sea del tipo portátil y de bajo consumo de potencia.
- Empleo de un exhibidor LCD para mostrar al usuario la lectura de los parámetros de interés, Presión y Temperatura.
- Mediante un teclado poder efectuar diferentes operaciones y modalidades de medición.
- Bajo costo de los elementos del sistema y asequibilidad de los mismos.

Teniendo en cuenta los requerimientos del sistema se procedió a analizar las diferentes alternativas de microcontroladores que se tenían. Dentro de estas opciones se consideraron las que se muestran en la tabla 6-1:

FABRICANTE	FAMILIA	
Texas Instruments	TSS400	
Motorola	68HC05	68HC11
Intel	MCS-51	MCS-96

Tabla 6-1
Microcontroladores

TEXAS INSTRUMENTS

Ofrece sin duda alguna la mejor alternativa funcional, ya que al revisar los productos existentes, se encontró que este fabricante cuenta con un procesador especialmente dedicado a manejo de señales de sensor que pertenece a la familia TSS400 y cuyo diagrama a bloques se muestra en la figura 6-1.

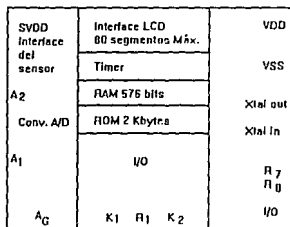


Figura 6-1
Diagrama a bloques del TSS400

Entre otras, el procesador cuenta con las siguientes características:

Sistema mínimo de componentes únicamente 2 dispositivos, el TSS400 y una memoria EEPROM

- * 512 instrucciones (de 1 byte) en cada EEPROM, el sistema acepta hasta cuatro EEPROMS (2048 bites).
- * Convertidor A/D de 12 bits con cuatro entradas seleccionables.
- * Fuente de corriente programable de 0.15 a 2.4 mA VDD/V para todas las entradas del convertidor.
- * Driver para display LCD de 7 dígitos.
- * 64 caracteres preprogramados.
- * 576 bits de SRAM
- * 3 niveles de subrutinas
- * Oscilador del timer a 32,768 Hz
- * Oscilador del procesador a 700 KHz nominales @ 25 °C.
- * Modo *Done* para reducción de consumo de potencia con timers activos y RAM. La interrupción de este modo es posible mediante los dos timers (frecuencias de entrada de 1 Hz y 16 Hz) ó mediante cambios en la entrada únicamente,
- * Modo *Off* de bajo consumo de potencia, manteniéndose activa solamente la memoria RAM. La interrupción se da únicamente cuando existen cambios en la entrada.
- * 6 salidas utilizables tipo push-pull
- * Puerto K Ent/Sal de 4 bits
- * Control de programa mediante EEPROM ó PC.

Una característica que es muy importante en este procesador es su bajo consumo de corriente ya que con una batería de 3 volts se tiene un consumo de:

300 μ A en modo *Activo*

4 μ A en modo *Done*

0.1 μ A en modo *Off*

Para el desarrollo con el TSS400, Texas Instruments ofrece la tarjeta de evaluación SDT400, el sistema ADT400 y las herramientas de software necesarias. Los precios en dólares al mes de Agosto de 1992 fueron:

SDT400 (DEMO)	\$ 70.00 US Dls.
SDT400	\$ 1400.00 US Dls.
ADT400	\$ 14,000.00 US Dls.
TSS400-S1	\$ 22.40 US Dls.
TSS400AFN-F1	\$ 29.00 US Dls.

El procesador por sí mismo no es caro, si consideramos tan sólo que un convertidor A/D de 12 bits tiene un costo mayor. Sin embargo, el alto precio de los elementos de desarrollo fue lo que restringió su empleo en el diseño.

MOTOROLA

Motorola ofrece una amplia gama de microcontroladores, La familia 68HC05 y 68HC11 de 8 bits, La familia 68HC16 de 16 bits y por último la familia 68300 de 32 bits.

Dentro de las diferentes versiones de la familia 68HC05 se tienen las siguientes características:

- Memoria RAM de 368 bytes
- Memoria E²PROM de 256 bytes
- Timer Watchdog
- Convertidor A/D de 8 bits

Además de las características anteriores La familia 68HC11 tiene las siguientes:

- 2 Acumuladores de 8 bits ó 1 de 16 bits
- 2 Registros índice de 16 bits
- Instrucciones de manipulación de bits
- 6 modos de direccionamiento
- Modos STOP y WAIT de reducción de consumo de potencia
- Salida analógica PWM

La principal desventaja de estas familias fue la pobre resolución que se logra con el convertidor de 8 bits, ya que si consideramos el rango de 500 mbar, esto produce una resolución aproximada de 2 mbar/cuenta, lo que no satisface los requerimientos del sistema y el colocar un convertidor externo implica un alto costo.

INTEL

La familia MCS-96 posee aritmética de 16 bits de punto flotante, los 256 bytes mas bajos de los 64k bytes direccionables son directamente direccionables como registros, que pueden ser tratados como palabra o doble palabra por el usuario, cuenta además con:

- Operación de 6 a 16 Mhz
- 232 bytes de registros
- 256 bytes de RAM
- Arquitectura registro a registro (no es necesario acumulador)
- 28 fuentes de interrupción/16 vectores
- Multiplicación 16 x 16
- División 32/16
- Modos Power Down e Idle
- 5 puertos de 8 bits
- Timer Watchdog de 16 bits
- Bus configurable de 8 y 16 bits
- Puerto serial Full Duplex
- Subsistema I/O de alta velocidad
- Timer de 16 bits

- Contador de 16 bits Up/Down con captura
- 3 salidas PWM
- 4 Timer por software de 16 bits
- Convertidor A/D de 8 ó 10 bits con Sample/Hold
- Version OTP (One Time Programmable)

El diagrama de bloque del 8XC196KC se muestra en la figura 6-2.

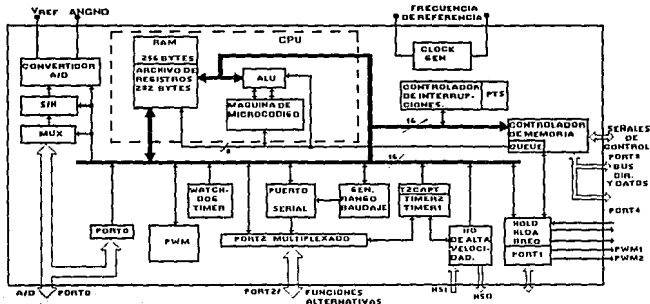


Figura 6-2
Diagrama de bloques de 80C196KC

La elección final del microcontrolador fué la del 80C31B11 de la familia MCS-51 de Intel, ya que en lo referente al 80C196KC, en ese momento había la incertidumbre de contar con las herramientas de desarrollo oportunamente. Se optó por la familia MCS-51 básicamente por que resolvía las necesidades excepto que no cuenta con una salida analógica PWM como en otras familias y debería entonces incluirse un convertidor D/A externo y que en la práctica no resultó ser tan caro. Además de contarse en el Departamento de Electrónica y Automatización del IIMAS-UNAM con las herramientas de desarrollo necesarias para el diseño.

6.2 DESCRIPCIÓN FUNCIONAL DE LA FAMILIA MCS-51

6.2.1 DESCRIPCIÓN GENERAL

Dentro de la familia del microcontrolador MCS-51 de Intel existen diferentes variantes como se observa en la tabla 6-2.

Nombre Dispositivo	Versión sin ROM	Versión EPROM	Bytes ROM	Bytes RAM	Timer 16 bits	Tipo Circuito
8051	8031	8751	4K	128	2	HMOS
8051AH	8031AH	8751H	4K	128	2	HMOS
8052AH	8032AH	8752AH	8K	256	3	HMOS
80C51BH	80C31BH	87C51	4K	128	2	CHMOS
83C152	80C152		8K	256	2	CHMOS
83C51FA	80C51FA	87C51FA	8K	256	4	CHMOS

Tabla 6-2
Familia 8051 de Intel

En este caso en particular describiremos únicamente el dispositivo 80C31BH que fue el que se empleó en el presente diseño.

La arquitectura básica del 80C31BH se muestra en la figura 6-3.

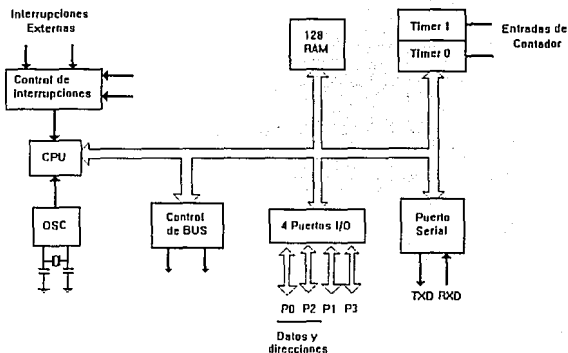


Figura 6-3
Arquitectura básica del 80C31

El 80C31BH posee las siguientes características:

- CPU de 8 bits optimizado para aplicaciones de control
- Habilidades de Procesamiento Booleano (lógica de un solo bit)
- Espacio de direcciones para 64K de memoria de programa
- Espacio de direcciones para 64K de memoria de datos
- 256 bytes de memoria RAM interna
- 32 líneas de Entrada/Salida bidireccionales e individualmente direccionables
- 2 Timer/Contador de 16 bits
- UART Full-Duplex
- 5 fuentes de interrupción con 2 niveles de prioridad.
- Reloj oscilador interno

DISPOSITIVOS CHMOS

Los dispositivos CHMOS (diseñados con "C" en la mitad del nombre del dispositivo) consumen menos corriente que su contraparte HMOS, esto debido a que consideran dos modos de reducción en consumo de potencia, el modo idle y el modo power down.

MODO IDLE

Este modo de operación se invoca por software, durante el cual el CPU se apaga, mientras la RAM y otros dispositivos internos continúan operando. En esta modalidad la reducción en el consumo de corriente es de aproximadamente el 25% del consumo total cuando el dispositivo esta operando activamente.

MODO POWER DOWN

Este modo también invocado por software provoca que todas las actividades internas se suspendan, mientras que la RAM mantiene sus datos. En este modo el microcontrolador consume menos de 10 μ A.

6.2.2 ORGANIZACION DE LA MEMORIA

El 80C31BH tiene diferente espacio de direccionamiento para la memoria de programa y para la memoria de datos. En ambas la memoria de programa y de datos puede ser de hasta 64K. En el caso de la memoria de datos se tienen 256 bytes organizados en dos secciones, la parte alta de 128 contiene los Registros de Funciones Especiales (SFR) que se pueden acceder por medio de direccionamiento Directo y la parte baja, que son los 128 bytes restantes están disponibles a el usuario como memoria de datos, esta parte se puede direccionar de manera Directa o Indirecta. En la tabla 6-3a y 6-3b se muestra el mapa de memoria.

MEMORIA DE DATOS.

PARTE ALTA

Los 128 bytes de la parte alta corresponden a los Registros de Funciones Especiales (SFR) del microcontrolador y que pueden ser direccionados únicamente de forma directa.

Mapa de Memoria Parte Alta									
F8									FF
F0	B								F7
E8									E7
E0	ACC								E7
D8									DF
D0	PSW								D7
C8									CF
C0									C7
B8	IP								BF
B0	P3								B7
A8	IE								AF
A0	P2								A7
98	SCON	SBUF							9F
90	P1								97
88	TCON	TMOD	TLO	TL1	TH0	TL0			8F
80	P0	SP	DPL	DPH			PCON		87

Tabla 6-3a

Las funciones de los Registros de Funciones Especiales son:

ACUMULADOR

El acumulador es un registro temporal.

RÉGISTRO B

Este registro es empleado durante las operaciones de multiplicación y división. Para otras instrucciones puede ser tratado éste como un registro adicional.

PALABRA DE STATUS DEL PROGRAMA (PSW)

Contiene información específica del status del procesador como:

CY La bandera de acarreo

AC Acarreo auxiliar

F0 Bandera de propósito general

RSI y *RS0* Bit de control para el banco de registros

OV Bandera de sobreflujo

P Bandera de paridad

APUNTADOR A PILA/STACK POINTER

Registro de 8 bits que se incrementa antes de que un dato sea almacenado durante una ejecución de un *PUSH* y *CALL*.

APUNTADOR A DATO/DATA POINTER

Este registro (*DPTR*) se divide en dos registros de 8 bits *DPL* y *DPH* que se emplea para mantener direcciones de 16 bits.

PUERTOS 0 a 3

P0, *P1*, *P2* y *P3* son latches del *SFR* para los puertos 0, 1, 2 y 3 respectivamente.

REGISTROS DE TIMER

Los pares de registros *TH0-TL0* y *TH1-TL1* son registros de conteo para el timer/contador 0 y 1 respectivamente.

REGISTROS DE CONTROL

Estos registros *IP*, *IE*, *TMOD*, *TCON*, *SCON* y *PCON* contienen bits de status y control para el sistema de interrupciones, el timer/contador y el puerto serial.

MEMORIA DE DATOS**PARTE BAJA**

Se tienen 128 bytes de propósito general en la parte baja de la memoria, que pueden ser direccionados directamente o de forma indirecta por el usuario.

Se tiene cuatro bancos de registros *R0-R7* de 8 bits para uso general, aunque en la tabla se muestra únicamente el banco cero, ubicado de la dirección 00 Hexadecimal (00H) a la dirección 07H. el uso de los bancos 1, 2 y 3 comienza en las localidades 08H, 10H y 18H respectivamente; Si éstos no se utilizan el Stack Pointer puede crecer a partir de la localidad 08H.

De la dirección 20H a la dirección 2FH se tienen 128 bits de propósito general que se pueden emplear individualmente.

A partir de la dirección 30H y hasta la dirección 7FH se tienen 80 bytes disponibles.

Mapa de Memoria Parte Baja									
78									7F
70									77
68									6F
60									67
58									5F
50									57
48									4F
40									47
38									3F
30									37
28									2F
									27
20									1F
18									17
10		S	T	A	C	K			0F
08									07
00	R0	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	00

Tabla 6-3b

6.2.3 DESCRIPCION DE HARDWARE DEL 80C31BH

Para describir funcionalmente el microcontrolador se hace necesaria su descripción de pines, lo cual se muestra en el diagrama eléctrico de la figura 6-4.

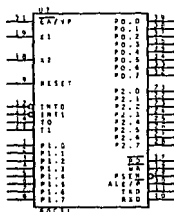


Figura 6-4
80C31BH

Donde:

VCC: Voltaje de alimentación

VSS: Potencial de tierra

Puerto 0: Es un puerto entrada/salida bidireccional drain abierto de 8 bits multiplexado con la parte baja de las direcciones del programa y los datos.

Puerto 1: Puerto de entrada/salida bidireccional de 8 bits con circuitos pull up internos.

Puerto 2: Este puerto también es de 8 bits entrada/salida bidireccional con circuitos de pullup internos. Envía la parte alta de la dirección de programa durante los accesos externos de memoria.

Puerto 3: Puerto de entrada/salida de 8 bits bidireccional con circuitos de pull up internos. Este puerto también sirve para las funciones alternas del puerto que se muestran en la tabla 6-4.

P3.0	RXD	Entrada del puerto serial
P3.1	TXD	Salida de puerto serial
P3.2	INT0	Interrupción externa 0
P3.3	INT1	Interrupción externa 1
P3.4	T0	Entrada externa timer 0
P3.5	T1	Entrada externa timer 1
P3.6	WR	Habilitación para escritura de memoria externa
P3.7	RD	Habilitación para lectura de memoria externa

Tabla 6-4
Funciones alternas del puerto 3

RESET: Entrada de reset. Un nivel alto en este pin durante dos ciclos de máquina y mientras el oscilador está funcionando provoca un reset al microcontrolador.

ALE: Es el pin de habilitación del latch de direcciones, el cual mediante un pulso mantiene el byte bajo durante accesos a memoria externa. la señal de *ALE* se envía a una razón constante de 1/6 de la frecuencia del oscilador.

PSEN: Es la habilitación para memoria externa de programa. Cuando el dispositivo se esta ejecutando fuera de memoria externa de programa, *PSEN* es activado dos veces por cada ciclo de máquina.

\overline{EA} : Cuando \overline{EA} se mantiene en nivel bajo el microcontrolador asume que la memoria de programa es externa.

X1: Entrada al amplificador oscilador inversor.

X2: Salida del amplificador oscilador inversor.

Hasta aquí, se ha hecho una descripción cualitativa del microcontrolador 80C31BH para tener una idea general del funcionamiento del mismo, no se ha realizado un análisis exhaustivo de su funcionamiento ya que en los siguientes puntos se retomarán algunos temas con mayor profundidad.

6.3 DISEÑO DE HARDWARE

6.3.1 CIRCUITO INTERNO DE OSCILACION

Para la frecuencia de operación del μC , éste cuenta con un oscilador interno que solamente requiere colocar externamente en su trayectoria de retroalimentación un elemento resonante (cristal de cuarzo ó resonador cerámico) y dos capacitores, como se muestra en la figura 6-5.

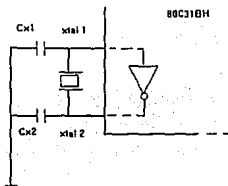


Figura 6-5
Oscilador del μC 80C31BH

Se puede emplear cristal de cuarzo cuando la frecuencia de oscilación es crítica y un resonador cerámico de bajo costo cuando la frecuencia no es muy importante.

CRISTALES DE CUARZO

El cristal resonador es una pequeña rebanada de cuarzo entre dos electrodos. Electricamente el dispositivo se asemeja mucho a un capacitor de 5 ó 6 pF, excepto que sobre ciertos rangos de frecuencias el cristal tiene una reactancia positiva. (v. gr. inductiva).

RESONADOR CERAMICO

Los resonadores cerámicos operan de una manera similar que los cristales de cuarzo, de igual forma que los cristales de cuarzo son piezoeléctricos y tienen una curva de Reactancia vs Frecuencia similar a la de los cristales.

La frecuencia de tolerancia de los resonadores cerámicos es cerca de dos veces mayor en magnitud que en los cristales, siendo los primeros mucho más baratos que los cristales.

SELECCION DE CX1 Y CX2

La selección de los valores óptimos de estos capacitores depende de si se empleará un cristal de cuarzo o un resonador cerámico y también de los requerimientos específicos del tiempo de comienzo de la oscilación y de la tolerancia de la frecuencia.

Considerando ambos parámetros, tiempo de arranque del oscilador y estabilidad, se deben emplear capacitores de por lo menos 20 pF. Si se incrementan este valor, la estabilidad se incrementa también, pero en consecuencia el tiempo de arranque del oscilador aumenta.

Si el amplificador interno del oscilador es un simple inversor como en el caso del 80C31BH, se pueden seleccionar valores entre 20 y 100 pF; Dependiendo de la estabilidad de la frecuencia y del tiempo de arranque del oscilador dado que puede suceder que el oscilador opere deficientemente. En el prototipo desarrollado se incluyeron dos capacitores de cerámica de 100 pF dado que la estabilidad tiene un papel importante en el sistema. El tiempo de arranque del oscilador no fue un parámetro crítico, dado que experimentalmente no se tuvo ninguna dificultad con el circuito de reloj.

6.3.2 FRECUENCIA DE OPERACION Y CONSUMO DE POTENCIA

Para definir la frecuencia de operación fue indispensable considerar dos aspectos:

- Consumo de potencia
- Frecuencia de muestreo de las señales de interés

Como se sabe el consumo de potencia de un μC está en función directa de la frecuencia de reloj del mismo. Esto se puede apreciar en la gráfica de la figura 6-6 donde se observa que para una señal senoidal la frecuencia límite es de 1.5 Mhz. A frecuencias más bajas de este valor el comportamiento es peculiar ya que el consumo de corriente se incrementa nuevamente.

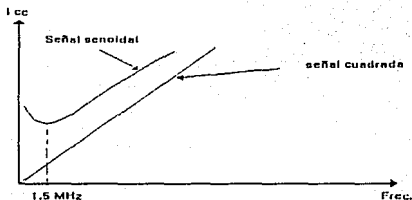


Figura 6-6
Frecuencia de operación y consumo de corriente

Aunque bien es cierto, la forma de onda de la señal de oscilación no es una senoidal pura; Sin embargo, ésta se asemeja a este tipo de señal. Se decidió emplear una cristal de cuarzo cuya frecuencia de oscilación es de 2Mhz con lo que se reduce notablemente el consumo de corriente del μC . Así mismo esta frecuencia permite tener la posibilidad de muestrear señales con una frecuencia de salida del convertidor de voltaje a frecuencia de hasta 83.3 KHz. Dicho valor es aceptable dado que se empleó un rango mucho menor para ambas señales. Adicionalmente con esta frecuencia de reloj disminuye el consumo también de corriente de la memoria EPROM 27C64 cuando está operando (aprox. 5 mA).

6.3.3 CIRCUITO DE RESET

Para aplicar un reset al sistema es necesario que a la entrada del pin RESET del μC se establezca un nivel alto de por lo menos dos ciclos de máquina de duración, lo que ocasiona que internamente el μC genere una señal de reset.

Para este fin se dispuso el arreglo mostrado en la figura 6-7.

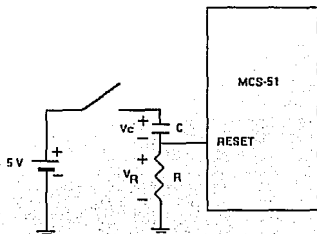


Figura 6-7
Circuito de Reset

El ciclo de máquina del μC es de $\frac{1}{\frac{f_{SK}}{12}} = 6 \mu S$, por lo que se debe lograr un tiempo mínimo de $12 \mu S$.

Se propone para asegurar una señal de reset adecuada un tiempo $t = 6 mS$.

Considerando los niveles lógicos de entrada del μC :

$V_{IH} = 2.5 V$ mín.

$V_{IL} = 0.9 V$ máx.

$$V_C = V_{CC}(1 - e^{-t/RC}) = 4.18 V$$

Con $RC = 3.3 mS$

entonces:

$$V_R = 4.18 V - 5 V = 0.81 V$$

donde se cumple que $V_R < 0.9 V$ lo que inhibe la señal de reset y el μC opera de manera normal.

6.3.4 RESISTORES PULL DOWN DEL PUERTO 0

En la versión CHMOS de la familia 8051 se debe colocar una resistancia en cada uno de los pines del puerto 0, lo anterior debido a que cuando el μC está en modo Power Down o Idle no se ejecuta ninguna operación de búsqueda (*fetch*), por lo que los pines del puerto quedan en estado flotado a menos que se defina su nivel al colocar resistores a Vcc o tierra. La elección de colocarlos a tierra o Vcc es a criterio; Sin embargo, si se va eliminar la alimentación de circuitos que están conectados al bus se aconseja emplear resistores de pull down. Para el diseño se prefirió emplear este tipo de resistores, el fabricante recomienda emplear resistores de 10 k Ω , no obstante se decidió incrementar este valor debido principalmente a la necesidad de disminuir consumos de corriente, aunque con ello aumentase la constante de tiempo asociada a los pines y formada por estos resistores y la capacitancia de carga intrínseca. Con ello se reduce la velocidad empero, ello no representa un parámetro crítico en nuestro sistema.

Considerando la figura 6-8:

donde $V_{OH} = 4.5 \text{ V}$

$V_{OL} = 0.45 \text{ V}$

$I_{OH} = -10 \text{ mA}$

$I_{IH} < 1 \mu\text{A}$

$I_{LI} = 10 \mu\text{A}$

$I_{IL} = 0.1 \mu\text{A}$

entonces:

$$R_{\min} = \frac{V_{OH}}{I_{OH} - I_{IH}} = 450 \Omega$$

$$R_{\max} = \frac{V_{OL}}{I_{LI} + I_{IL}} = 42.85 \Omega$$

Se decidió emplear para estos resistores un valor de 33K Ω .

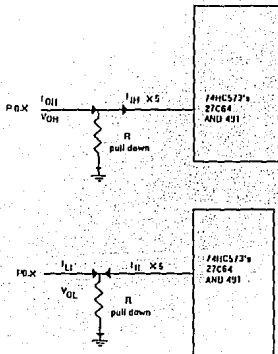


Figura 6-8
Resistores de Pull down

6.3.5 RECONOCIMIENTO Y DECODIFICACION DEL TECLADO

Para el teclado se empleó de tipo membrana con configuración en paralelo como se puede observar en el diagrama eléctrico de la figura 3-10. No se empleó ningún circuito adicional para el reconocimiento y decodificación de las teclas, sino que éste se realizó únicamente mediante la interrupción externa 0 del μC (pin INT0) y el uso de los diodos de señal que se colocaron en 6 de los pines del puerto 1, para efectuar la operación lógica OR de todos ellos y poder discriminar la tecla oprimida. Posteriormente de la interrupción al μC , se efectúa un retardo de 20 mS para eliminar cualquier señal de rebote y proceder a reconocer la tecla oprimida; siendo todo ello parte ya, de lo concerniente al desarrollo del software.

6.3.6 ALMACENAMIENTO DE LOS PARAMETROS DE CALIBRACION

Como se mencionó en el capítulo 3 en lo referente a la calibración digital de la señal, se requiere del uso de los coeficientes de calibración. Por tal razón, el μC requiere disponer de dichos valores permanentemente y aún que el medidor quede sin alimentación éstos deben permanecer almacenados. Para ello se hace necesario un dispositivo que mantenga estos valores en tales circunstancias. Como alternativa se puede pensar en emplear una memoria EEPROM serial como podría ser el caso de la memoria NMC9306 de 256 bits de National Semiconductor que existe en encapsulado DIP de 8 pines de bajo costo.

Otra alternativa de solución la ofrecen las memorias RAM con respaldo de batería (baterías de litio, concretamente), como son el caso de las memorias DS1225 de 8K x 8 y DS1230 de 32K x 8 de Dallas Semiconductor, cuya duración de la batería es de aproximadamente 10 años, que para la aplicación que se pretende podría ser más que suficiente, sin embargo su capacidad es demasiado grande si consideramos que solamente requerimos almacenar 30 bytes de información.

Finalmente la alternativa que se eligió fue considerar el uso de una memoria que posea ambas características, es decir el almacenamiento en EEPROM y la posibilidad de leer y escribir en una memoria tipo RAM, por ello se decidió emplear la memoria RAM no volátil (NOVRAM) X2444 de Xicor de 32 bytes que internamente posee una EEPROM y una memoria RAM. Las características de esta memoria y su interfase con el μC se describen a continuación.

RAM NO VOLATIL X2444

La memoria Xicor X2444 es una memoria SRAM no volátil de 256 bits configurada 16 x 16 bits y con un arreglo bit a bit con una memoria E²PROM como se muestra en la figura 6-9.

La NOVRAM permite una transferencia de datos entre dos arreglos de memoria por medio de comandos por software o mediante hardware por los pines externos. Una operación STORE (dato de memoria RAM a E²PROM) se realiza en 10 mS o menos y operación RECALL (dato de E²PROM a RAM) se efectúa en menos de 2.5 μS .

La memoria esta diseñada para un número ilimitado de ciclos de escritura y lectura a RAM y un mínimo de 100,000 operaciones de almacenamiento en E²PROM. Adicionalmente en forma teórica la retención de los datos en la E²PROM será mayor a 100 años.

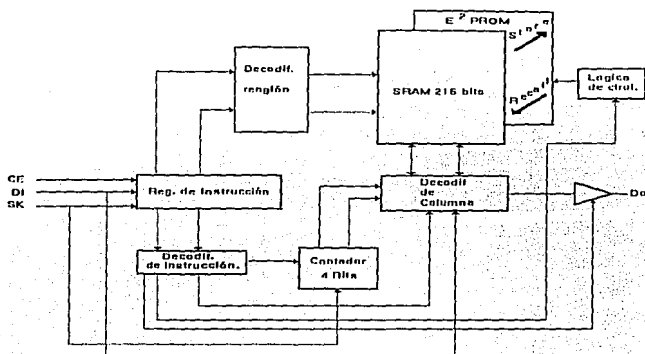


Figura 6-9
Diagrama esquemático de la memoria X2444

La memoria básicamente contiene un registro de instrucción de 8 bits, que se accesa mediante la entrada DI cuando un dato se detecta en un flanco del pin SK. El pin de CE (Chip Enable) debe mantenerse en nivel alto durante toda la transferencia de los datos.

La X2444 internamente posee un latch "write enable", el cual debe ser ajustado a '1' para escrituras en la RAM o para operaciones de almacenamiento en la E²PROM.

INTERFASE CON EL 80C31BH

Para la comunicación serial entre el μ C y la NOVDRAM se emplea el modo Half Duplex del microcontrolador. Donde el pin 1 del puerto 3 (P3.1) opera como salida de reloj para los modos de recepción y transmisión y el pin 0 del puerto 3 (P3.0) se emplea para la transferencia bidireccional de datos.

No se requiere circuitería externa para la interfase de ambos circuitos y únicamente se emplean tres pines del μ C como se muestra en la figura 6-10. Dado que el control de la memoria se efectúa solamente por software, los pines STORE y RECALL se conectan a Vcc.

En esta figura (6-10) se puede observar que los pines DI y DO de la NOVDRAM se encuentran ambos conectados al pin P3.0, lo cual se puede lograr dado que el 8º bit de la instrucción de lectura de la memoria puede tomar cualquier valor (*don't care*), lo que permite convertir una línea I/O de una salida a una entrada. Los ciclos de escritura y lectura

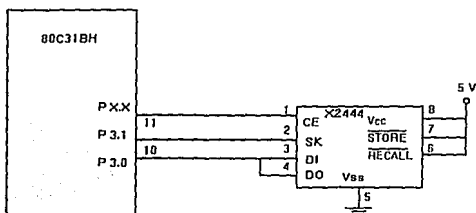


Figura 6-10
Interfase con memoria NOVAM

se muestran en las figuras 6-11a y 6-11b respectivamente, el set de instrucciones se muestra en la tabla 6-5.

INSTRUCCION	OPERACION
WRDS	Desabilita el latch "Write enable"
STO	Almacena dato en E ² PROM
SLEEP	Entra al modo Sleep
WRITE	Escribe dato en RAM
WREN	Habilita el latch "Write enable"
RCL	Transfiere datos de E ² PROM a RAM
READ	Lee datos de RAM

Tabla 6-5
Set de Instrucciones de la memoria X2444

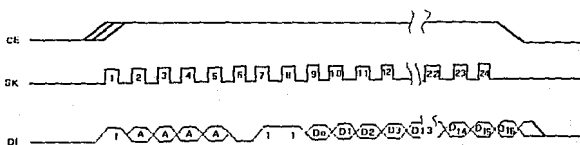


Figura 6-11a
Ciclo de escritura

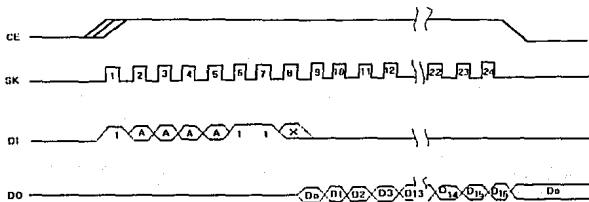


Figura 6-11b
Ciclo de Lectura

6.3.7 EXHIBICION DE LAS LECTURAS

Para mostrar al usuario los valores de las variables de interés así como las modalidades de medición y calibración, se ha empleado el exhibidor matricial de cristal líquido AND491 de 2 renglones con 16 caracteres cada uno.

El exhibidor posee las siguientes características:

- Alto contraste
- Bus paralelo de 8 bits para lectura/escritura de datos por un procesador.
- Controlador LCD interno y memoria de Datos Display RAM (DDRAM) de 8K
- Caracteres del tipo 5 x 7 puntos, modo gráfico y combinación de gráficos y caracteres.
- Generador de Caracteres ROM (GCROM) interno de 128 palabras.

El controlador interno del módulo LCD tiene dos registros de 8 bits, el Registro de Instrucción (RI) y el Registro de Datos (RD). El RI almacena códigos tales como limpiar exhibidor, corrimiento de cursor, información de la dirección de la DDRAM y GCROM.

El RI puede ser escrito mediante un CPU, pero el CPU no puede leer el RI. El RD almacena temporalmente los datos que habrán de escribirse dentro de la DDRAM o el GCROM. Los datos que se escriben en el RD se envían automáticamente a DDRAM o GCROM. El RD también se emplea para almacenamiento de datos cuando se lee de DDRAM o GCROM. Cuando la información de la dirección se escribe en el RI, el dato se transfiere al RD de la DDRAM o GCROM como una operación interna. Entonces el CPU lee el RD y la transferencia de datos se completa. Después de que el CPU lee el dato del RD ya sea de DDRAM o GCROM, se envía la siguiente dirección al RD para una siguiente lectura.

El estado en la señal Selector de Registro (RS) selecciona uno de estos dos registros como se aprecia en la tabla 6-6.

RS	R/W	OPERACION
0	0	Escritura al RI
0	1	Lectura de la bandera BF
1	0	Escritura a RD
1	1	Lectura de RD

Tabla 6-6

Selección de Registros en el exhibidor AND 491

BANDERA DE ESTADO OCUPADO/BUSY FLAG (BF)

Cuando la bandera BF esta en '1' el módulo LCD se encuentra en modo interno de operación, por lo tanto no se acepta la siguiente operación en ese momento. Como se indica en la tabla anterior, la bandera BF aparece en el pin DB7 cuando $RS=0$ y $R/\overline{W}=1$. La siguiente instrucción debe enviarse después de verificar que la bandera BF este en '0'.

INTERFASE CON EL 80C31BH

La interfase de ambos circuitos se efectuó como se ilustra en el diagrama eléctrico. Entre los pines 1 a 3 se conecta un potenciómetro P6 de 10 k Ω , lo cual da al usuario la posibilidad de modificar el contraste de la pantalla de acuerdo a su posición de visualización.

Los pines RS y R/\overline{W} se han conectado a los pines P2.7 y P1.7 del μC respectivamente, mediante los cuales se efectúan las diferentes operaciones con el display como se indicó anteriormente.

El pin ENABLE debe habilitarse en nivel alto cuando se efectúa una operación de escritura o lectura, lo cual se realizó mediante la compuerta NAND cuyas entradas son los pines RD y WR del μC .

Es importante que al energizar el sistema el exhibidor se mantenga inhabilitado para evitar cualquier escritura errónea en el mismo, esto se logra ya que después del reset del μC todos sus pines se van a un nivel alto lo que produce que a la salida de la compuerta NAND aparezca un nivel bajo que inhabilita al exhibidor.

Los pines DB0 a DB7 se conectan al bus de datos del puerto 0 del 80C31BH. Cuando se hace una transferencia de datos con un dispositivo externo (en este caso el exhibidor) mediante la instrucción move externo (MOVX) el pin PSEN se mantiene inhabilitado durante toda la operación lo que causa que el pin OE de la memoria tenga un nivel alto y ésta mantenga un tercer estado en su salida liberando al bus para la transferencia de datos entre el μC y el exhibidor lo que se puede observar en los diagramas de tiempo del μC de la figura 6-12.

6.3.8 ARQUITECTURA BASICA Y CONSUMO DE POTENCIA

En este punto se considera como arquitectura básica el 80C31BH, el latch 74HC573 (identificado como U2 en el diagrama eléctrico) y la memoria UVEPROM 27C64. Se hace referencia en este punto también a las consideraciones de ahorro en el consumo de corriente, dejando para la parte de conclusiones los resultados experimentales que se obtuvieron de todas las consideraciones a este respecto.

Como se ilustra en el diagrama eléctrico de la figura 3-10 el pin ALE del μC se conecta al latch y también al pin CE de la EPROM, esto último con el fin de deshabilitar la 27C64 y colocarla en estado de bajo consumo de corriente (aprox $0.5 \mu A$) cuando se invoca el modo idle del μC , ya que cuando esto sucede el pin ALE se mantiene en '1'.

6.4 DESARROLLO DEL SOFTWARE

El programa de aplicación fue desarrollado en lenguaje ensamblador, para mayor referencia, éste se reproduce en el apéndice A al final del trabajo. En dicho apéndice también se indica la función de cada una de las teclas en el modo de operación normal y en la modalidad de calibración. Para mayor referencia el set de instrucciones básicas del microcontrolador se ha incluido en el apéndice B. Para un mejor entendimiento del software involucrado se mencionan algunos puntos que se consideraron importantes para el desarrollo del mismo.

6.4.1 MEDICION DE FRECUENCIA Y PERIODO

El motivo principal por el que se decidió efectuar la conversión A/D de manera serial, con un convertidor voltaje a frecuencia fue el hecho de obtener mayor resolución en la medición de la señal de presión, dado que de esta manera la resolución estriba básicamente en la ventana de tiempo que se emplea para cuantificar los cambios de nivel de esta señal. Existen dos métodos alternos de medición de estos cambios, que es la medición de frecuencia y la medición de período. El que se emplee uno o el otro, depende de la velocidad con que se desee muestrear las señales [6, 10]. En el diseño se empleó la medición de período dado que esto representó una reducción notable en el tiempo de procesamiento y por ende reflejándose esto también, en una reducción en el consumo de corriente.

La diferencia cualitativa entre ambas mediciones se puede comprender mejor si se observa la figura 6-13.

- * Medir frecuencia significa contar pulsos dentro de un tiempo de muestreo fijo, preestablecido, de acuerdo a la resolución deseada.
- * Para medir período es necesario, ahora contar un número dado de pulsos y determinar el tiempo transcurrido.

En ambos métodos se emplean dos timers del microcontrolador. En el primer caso, para frecuencia se requiere un timer para medir el tiempo de muestreo y el otro contando el número de pulsos acumulados.

Para la medición de período se tendría un contador de N pulsos y un timer dedicado a medir el tiempo transcurrido que le toma al contador llegar a su cuenta predefinida.

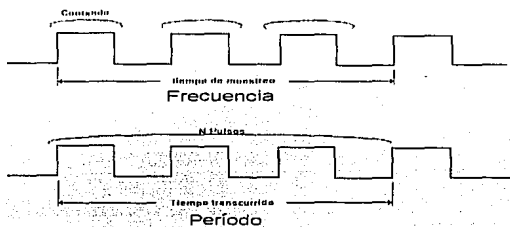


Figura 6-13
Medición de Frecuencia y Período

Para medir frecuencia, la cuenta que se mide directamente es el producto TF , donde T es el período de muestreo y F es la frecuencia.

El rango en plena escala es por lo tanto: $T(F_{m\acute{a}x} - F_{m\acute{i}n})$. Para una resolución de n bits:

$$1 \text{ LSB} = \frac{T(F_{m\acute{a}x} - F_{m\acute{i}n})}{2^n}$$

donde:

n : es el número de bits

$F_{m\acute{a}x}$: frecuencia máxima de la señal

$F_{m\acute{i}n}$: frecuencia mínima de la señal

por lo tanto:

$$T = \frac{2^n}{F_{m\acute{a}x} - F_{m\acute{i}n}} \quad (6.1)$$

a manera de comparar ambos métodos consideremos que se tiene una frecuencia que varía en el rango de 5KHz a 10KHz y se desea una resolución de 12 bits (4096 cuentas). Con estos datos se tendrá un tiempo de muestreo $T=819.2$ mS.

Para medir período, la cantidad que se mide directamente es el producto NT , donde T es el período de la señal en ciclos de máquina (CM) y N es la cantidad de pulsos a medir.

La relación entre T y la frecuencia F en unidades arbitrarias es:

$$T = \frac{F_{xtal}}{F} \frac{1}{12} \quad (6.2)$$

El rango en plena escala es $N (T_{m\acute{a}x} - T_{m\acute{i}n})$, por lo que para una resolución de n bits:

$$1 \text{ LSB} = \frac{N (T_{m\acute{a}x} - T_{m\acute{i}n})}{2^n} = 1 \text{ cuenta}$$

Por lo tanto, el número de períodos N , a medirse es:

$$N = \frac{2^n}{T_{m\acute{a}x} - T_{m\acute{i}n}} \quad (6.3)$$

Sin embargo, N debe ser un valor entero, por lo que es lógico seleccionar a N como el siguiente valor entero. Al hacer esto se tiene una resolución mayor a n bits, lo que puede ser aceptable dependiendo de los requerimientos generales del sistema. Si se desea se puede obtener la resolución exacta a n bits, mediante la siguiente ecuación:

$$N' = \frac{NT - NT_{m\acute{i}n}}{NT_{m\acute{a}x} - NT_{m\acute{i}n}}$$

donde:

NT es el tiempo transcurrido que se midió sobre los N períodos.

N' el valor ajustado del número de pulsos.

Considerando los mismos valores que para el ejemplo de medición de frecuencia, obtenemos que:

con frecuencia de reloj = $F_{ck} = 2 \text{ MHz}$

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{1}{F_{m\acute{i}n}} \frac{F_{ck}}{12} = 33.33$$

$$T_{m\acute{i}n} = \frac{1}{F_{m\acute{a}x}} \frac{F_{ck}}{12} = 16.66$$

$$N = \frac{2^n}{T_{m\acute{a}x} - T_{m\acute{i}n}} = 245.76$$

empleando el siguiente valor implica que el número de pulsos a contar debe ser de 246, lo que significa que el tiempo transcurrido medido por el contador estará en el rango de 24.6 mS a 49.2 mS de acuerdo a la variación de frecuencia que se indicó, con lo que se puede ver que efectivamente existe un ahorro considerable en el tiempo de muestreo de la señal si lo comparamos con los 819.2 mS que le toma al procesador medir la frecuencia.

6.4.2 RESOLUCION EN LA SEÑAL DE TEMPERATURA

Como se ha mencionado se desea que el sistema cuente con una resolución de 0.1°C . Para lograr esto se deben hacer algunas consideraciones en el muestreo de la señal.

En el sensor LM335 que tiene una sensibilidad de 10 mV/K , se tiene en el rango completo de temperatura:

$$50^{\circ}\text{C} = 323.15\text{ K}, V_o = 3.23\text{ V}$$

$$-10^{\circ}\text{C} = 263.15\text{ K}, V_o = 2.63\text{ V}$$

De la expresión de frecuencia de salida para el LM331 y considerando el valor de sus componentes se llega a:

$$f_o = \frac{V_{in} R_s}{2.09 R_L R_f C_f} = 2673 V_{in}$$

entonces:

$$f_{o\text{máx}} = 8633.7\text{ Hz}$$

$$f_{o\text{mín}} = 7029.9\text{ Hz}$$

calculando el período de la señal en ciclos de máquina, donde $F_{ck} = 2\text{ MHz}$:

$$T_{\text{mín}} = \frac{1}{f_{o\text{máx}}} \cdot \frac{F_{ck}}{12} = 19.3$$

$$T_{\text{máx}} = \frac{1}{f_{o\text{mín}}} \cdot \frac{F_{ck}}{12} = 23.7$$

de la ecuación 6.3, si se emplea $n = 9$ bits:

$$N = \frac{2^n}{T_{\text{máx}} - T_{\text{mín}}} = \frac{512}{19.3 - 23.7} = 116.36$$

Lo que implica usar un valor de entero de 117. Sin embargo, se prefiere usar un número pulsos $N = 500$ debido al error inherente que se tiene en el muestreo y que se comentará al final. Con este nuevo valor de N se logra una mayor resolución, equivalente a $n = 11.10$ bits. Los valores que se obtienen en ciclos de máquina con el contador son:

$$NT_{\text{máx}} = 11850\text{ CM} @ -10^{\circ}\text{C}$$

$$NT_{\text{mín}} = 9650\text{ CM} @ 50^{\circ}\text{C}$$

Haciendo un análisis por CM o cuentas, se tiene:

$$\text{Resolución} = \frac{\text{Rango}(^{\circ}\text{C})}{NT_{\text{máx}} - NT_{\text{mín}}} = \frac{60^{\circ}}{11850 - 9650} = 0.027 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{cuenta}}$$

6.4.3 RESOLUCION EN LA SEÑAL DE PRESION

Para el sensor de presión, se tendrá, para la salida del amplificador A1:

$$V_o = 4.23 \text{ V} \quad @ 15 \text{ PSI} = 1034.2 \text{ mbar}$$

$$V_o = 1.55 \text{ V} \quad @ 7.25 \text{ PSI} = 500 \text{ mbar}$$

Por lo que:

$$f_{o\text{máx}} = 11306 \text{ Hz} \quad @ 15 \text{ PSI}$$

$$f_{o\text{mín}} = 4165 \text{ Hz} \quad @ 7.25 \text{ PSI}$$

lo que implica:

$$T_{\text{mín}} = \frac{1}{f_{o\text{máx}}} \frac{f_{ck}}{12} = 14.74$$

$$T_{\text{máx}} = \frac{1}{f_{o\text{mín}}} \frac{f_{ck}}{12} = 40.01$$

Nuevamente manteniendo el valor de $N = 500$, ello produce una resolución equivalente a $n = 13.594$ bits y por lo tanto en el contador se tendrá:

$$NT_{\text{máx}} = 20005 \text{ CM} = 500 \text{ mbar}$$

$$NT_{\text{mín}} = 7370 \text{ CM} = 1034 \text{ mbar}$$

calculando la resolución en cuentas:

$$\text{Resolución} = \frac{\text{Rango (mbar)}}{NT_{\text{máx}} - NT_{\text{mín}}} = \frac{1034.2 - 500}{12635} = 0.042 \frac{\text{mbar}}{\text{cuenta}}$$

6.4.4 ERROR EN LA MEDICION DE PERIODO

Existe un error inherente a la medición de período o frecuencia. El error estriba en el momento en que comienza el muestreo de la señal ya que puede iniciarse en cualquier instante del período de la señal, como se ilustra en la figura 6-14.

Para comprender mejor este hecho se han considerado solamente 3 pulsos de la señal P_1 , P_2 y P_3 . Las flechas hacia abajo indican la transición de un nivel alto a un nivel bajo, ya que el 80C31BH detecta flancos de bajada de la señal. Se tienen dos casos extremos:

En el tiempo t_2 que es cuando el timer comienza a incrementarse justamente después de un flanco de bajada, lo que produce que se cuenten los 3 pulsos de la señal con un error cercano al 0 % dado que se considera el pulso P_1 casi en su totalidad.

En el tiempo t_1 que comienza justamente antes de que haya una transición a nivel bajo, en este caso el contador ve también 3 pulsos, pero la duración de P_1 es mínima, lo que conlleva a un error considerable.

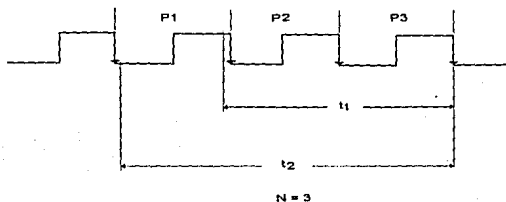


Figura 6-14
Error en la medición de Frecuencia o Período

En el diseño se evaluó este error por lo que se decidió incrementar el número de pulsos a 500 como se indicó anteriormente, lo que produce un error máximo de 0.2 % que se consideró aceptable.

6.4.5 AJUSTE AL VALOR DE TEMPERATURA

De la ecuación 6.2, podemos ver que al considerar los valores NT del contador se tendrá que para $NT_{m\acute{a}x}$ estará asociado el valor de temperatura m\́nimo y para $NT_{m\acute{i}n}$, el valor de temperatura m\́ximo, por lo que se hace necesario hacer una conversi3n inversa, para lo que se emplea la siguiente ecuaci3n:

$$NT_{adj} = NT_{m\acute{a}x} - (NT - NT_{m\acute{i}n}) \quad (6.4)$$

Donde:

NT_{adj} = valor ajustado de temperatura en ciclos de m\́quina

$NT_{m\acute{a}x}$ = valor en CM asociado a la temperatura m\́nima

NT = valor almacenado por el timer en ciclos de m\́quina (cuenta actual).

$NT_{m\acute{i}n}$ = valor en ciclos de m\́quina asociado a la temperatura m\́xima

6.4.6 AJUSTE AL VALOR DE PRESION

Para efectuar el ajuste de la lectura de presión se debe considerar adicionalmente su dependencia de temperatura ya que así como varían sus coeficientes asociados, el rango de presión en ciclos de máquina ($N_{p\text{máx}} - N_{p\text{mín}}$) también variará, por lo que ha sido necesario evaluar y corregir este cambio mediante la técnica que se denominó *RANGO DINAMICO* y que se expone en el siguiente punto.

RANGO DINAMICO

Si se asume una salida digital N_p para la salida de presión como se ha venido evaluando, de acuerdo a la ecuación 3.9:

$$N_p = P(S + TC_s * T) + T_{cz} * T + Z \quad (6.5)$$

En términos generales podemos decir que se tiene un rango de presión constante para un valor de temperatura dado, llamémosle T_1 , como se muestra en la figura 6-15.

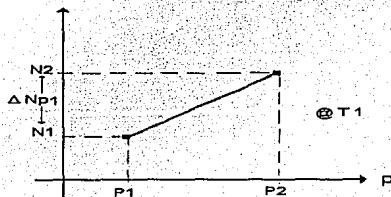


Figura 6-15

Sin embargo, con un valor distinto de temperatura el rango de presión variará como se indica en la figura 6-16.

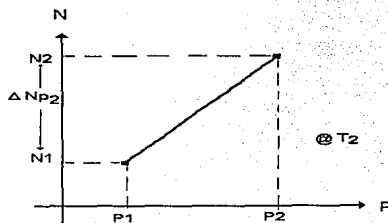


Figura 6-16

De esta manera se puede definir un error del rango de presión como:

$$Nerror = \Delta NP_2 - \Delta NP_1$$

despejando ΔNP_2 :

$$\Delta NP_2 = \Delta NP_1 + Nerror \quad (6.6)$$

Evaluando la ecuación 6.5 para T_1 , P_1 y T_2 , P_2 , se tiene:

$$NP_1 = T_1(TcsP_1 + Tcz) + P_1S + Z$$

$$NP_2 = T_1(TcsP_2 + Tcz) + P_2S + Z$$

donde:

$$\Delta NP_1 = NP_2 - NP_1 = T_1Tcs (P_2 - P_1) + S(P_2 - P_1) = (P_2 - P_1)(S + T_1Tcs)$$

por consiguiente para el valor de Temperatura T_2 :

$$\Delta NP_2 = (P_2 - P_1)(S + T_2Tcs) \quad (6.7)$$

evaluando el error:

$$Nerror = (\Delta NP_2 - \Delta NP_1) / \Delta NP_1 = (S + T_2Tcs) / (S + T_1Tcs) \quad (6.8)$$

como $T_2 = \Delta T + T_1$

sustituyendo en (6.8)

$$Nerror = \Delta T \frac{Tcs}{S + T_1Tcs}$$

por lo que finalmente sustituyendo en la ecuación (6.6):

$$\Delta NP_2 = \Delta T \frac{Tcs}{S + T_1Tcs} + \Delta NP_1 \quad (6.9)$$

El valor de presión se obtiene de una manera similar a como se obtuvo el valor de temperatura, sólo que ahora se debe considerar un valor de ajuste KP_{adj} dado por la siguiente ecuación:

$$KP_{adj} = (Np_{m\acute{a}x} - Np_{m\acute{i}n}) / \Delta NP_2 \quad (6.10)$$

El valor de presión ajustado será entonces:

$$NP_{adj} = NP_{m\acute{a}x} - (NTp - NTp_{m\acute{i}n}) KP_{adj} \quad (6.11)$$

Donde:

NP_{adj} = valor ajustado de presión en ciclos de máquina

$NP_{máx}$ = valor máximo de presión aplicado en ciclos de máquina

NTp = valor almacenado por el timer en ciclos de máquina

$NTp_{mín}$ = valor en ciclos de máquina asociado a la presión máxima.

6.4.7 DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL

A continuación y para una mejor descripción del programa se emplearán los diagramas de flujo de las partes más importantes únicamente, seguidos de una explicación de los aspectos mas importantes de las mismas.

El diagrama de flujo general se muestra en la figura 6-17.

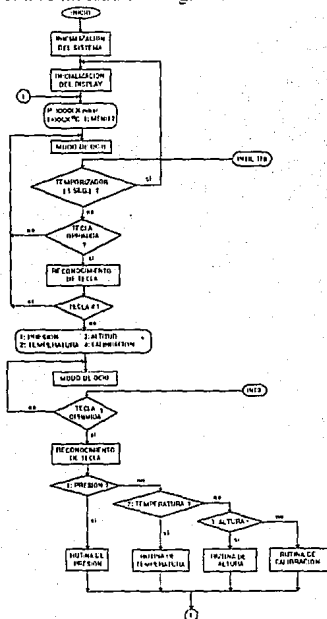


Figura 6-17

Al iniciarse la operación del medidor, en la inicialización del sistema se toman los datos de calibración previamente almacenados en la memoria RAM no volátil, posteriormente se envían los datos actuales de presión y temperatura al exhibidor, donde se tiene también la opción de acceder al menú principal. Si no existe alguna tecla oprimida el microcontrolador se va a estado de ocio (modo idle), hasta que el temporizador alcance en su cuenta un segundo, ó cuando se oprima alguna tecla. Posteriormente se hace el reconocimiento de la tecla oprimida y un retardo de 20 mS para eliminar cualquier señal de rebote en la tecla oprimida. En el caso de oprimir la tecla 1, se accederá a un segundo menú donde se tiene la opción de hacer diferentes operaciones dentro de los menús de Presión, Temperatura, Altitud y Calibración.

MENU DE PRESION

Dentro de este menú se puede indicar al μC que inicie la conversión D/A, así mismo, medir presión manométrica, diferencial y obviamente atmosférica, ésta última se mostrará siempre en el primer mensaje del exhibidor junto con el valor de temperatura, las otras modalidades únicamente se exhiben cuando así se indica por el usuario.

MENU DE TEMPERATURA

Solamente se puede realizar cambios en las unidades, $^{\circ}C$, $^{\circ}F$ ó Kelvin.

MENU ALTITUD

Mediante este menú se tiene las opciones de medición y cambio de unidades de este parámetro (metros o pies). Cabe aclarar en este punto que aunque se menciona *medición de altitud*, esto no se realiza en un sentido estricto, sino que solamente se trata de un indicador de altitud, que por lo tanto es una aproximación a la altura real. Ya que para determinarla se tendrían que emplear fórmulas complejas como las que se discutieron en el primer capítulo, lo que no forma parte del diseño, pero que sin embargo mediante una aproximación lineal, (válida dentro de un pequeño rango) se puede tener una buena aproximación.

Considerando la relación de altura vs. presión de la figura 1-4 del capítulo 1, podemos ver el comportamiento casi lineal desde 0 a 5000 metros, mas allá de este valor el comportamiento es claramente logarítmico. Considerando lo anterior y las tablas de altura vs. presión recomendadas por los fabricantes de sensores (SENSYM y National Semiconductor), que se reproducen en la tabla 6-7, se efectúa el cálculo de la variación de la pendiente (altura/presión), lo cual se muestra gráficamente en la figura 6-18.

MENU DE CALIBRACION

Al solicitar la opción de calibración, al oprimir la tecla 4 como se puede observar en el diagrama de flujo general se accesa al modo de calibración del medidor, por lo que ahora las teclas 1, 2 y 3 tiene doble función, de AVANZAR, RETROCEDER y ACEPTAR respectivamente. El exhibidor envía un mensaje, donde se tiene la opción de elegir entre calibración de temperatura o de presión. Cuando la calibración se hace por primera vez es necesario calibrar primero el sensor de temperatura, dado que el sensor de presión tomará la señal de temperatura calibrada para determinar sus coeficientes propios de calibración.

6.4.8 CALIBRACION DE TEMPERATURA

Para esta variable se hace uso de 2 puntos de calibración como se indicó en el capítulo 3, lo que produce el sistema de ecuaciones:

$$Nt_1 = mT_1 + a \quad (6.12)$$

$$Nt_2 = mT_2 + a \quad (6.13)$$

cuya solución es:

$$m = \frac{Nt_2 - Nt_1}{T_2 - T_1} \quad (6.14)$$

$$a = Nt_1 - mT_1 \quad (6.15)$$

Con estos valores se puede obtener cualquier valor de temperatura dentro del rango específico, considerando:

$$t = \frac{Nt_{adj} - a}{m} \quad (6.16)$$

donde Nt_{adj} es el valor del contador del μC correspondiente a la temperatura actual del sistema.

Para evaluar el μC las ecuaciones 6.14, 6.15 y 6.16 se efectúa la rutina que se muestra en el diagrama de flujo de la figura 6-19.

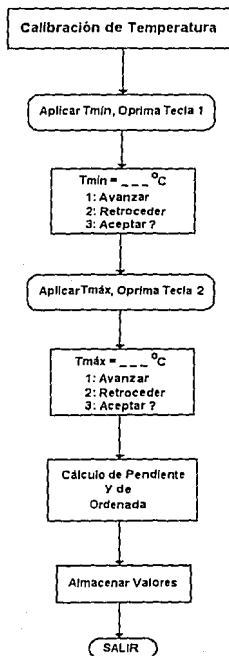


Figura 6-19
Calibración de Temperatura

Como primer paso aparece un mensaje donde se solicita oprimir la tecla 1 cuando se está aplicando la temperatura mínima del rango. Después de que se realiza esto, aparece una segunda operación donde se solicita indicar el valor de temperatura que se aplicó como valor mínimo en grados centígrados. Dentro de esta operación las teclas 1 y 2 (AVANZAR, RETROCEDER) sirven para incrementar o decrementar un contador respectivamente, cuando se visualiza el valor deseado que debe concordar con la lectura que tuvo el patrón cuando se aplicó la temperatura mínima, el usuario puede entonces, oprimir la tecla 3 de ACEPTAR.

Enseguida se repite el proceso para la temperatura máxima y terminando, se efectúa el cálculo de m y a en las ecuaciones 6.14 y 6.15. Finalmente se almacenan los valores de calibración a , m , $NT_{m\acute{a}x}$, $NT_{m\acute{i}n}$, $T_{m\acute{a}x}$, $T_{m\acute{i}n}$; valores que servirán para evaluar el valor calibrado de temperatura en la ecuación 6.16. Es importante aclarar que se ha considerado el punto $T_1 = T_{m\acute{i}n}$ y $T_2 = T_{m\acute{a}x}$, en las ecuaciones anteriores.

6.4.9 CALIBRACION DE PRESION

Para esta calibración se requiere de 4 valores distintos de presión y temperatura como se señaló en el capítulo 3.

Presión mínima, Temperatura mínima --- P_1, T_1

Presión mínima, Temperatura máxima --- P_1, T_2

Presión máxima, Temperatura mínima --- P_2, T_1

Presión máxima, Temperatura máxima --- P_2, T_2

Que sustituyendo en la ecuación de presión, se tiene:

$$N_{padj} = Z + SP + P T_{cs} T + T_{cz} T \quad (6.17)$$

Se forma un sistema de 4 ecuaciones con 4 incógnitas S , T_{Cs} , Z y T_{Cz} . Despejando P de la ecuación 6.17:

$$P = \frac{N_{padj} - Z - T_{cz} T}{S + T_{cs} T} \quad (6.18)$$

Con la cual se puede evaluar el valor calibrado de presión, para ello se efectúa la rutina de calibración que se muestra en la figura 6-20.

Se deben aplicar los diferentes valores de presión y temperatura en la secuencia como se indica, aunque si se incurre en algún error al aplicar las variables es posible mediante la tecla REGRESAR volver a comenzar en el punto que se desee ó en un caso extremo poder cancelar la operación en cualquier momento mediante la tecla CANCELAR, aunque estas opciones no se han incluido en los diagramas anteriores por simplicidad.

Se solicita también introducir el valor de $P_{m\acute{a}x}$ y $P_{m\acute{i}n}$ en mbar, el contador interno se incrementará o decrementará en incrementos de 10 mbar lo que facilita esta operación.

Finalmente después de calcular los valores de calibración y de obtener $P_{m\acute{a}x}$ y $P_{m\acute{i}n}$, éstos se almacenan para posteriormente evaluarlos en la ecuación 6.18 y obtener el valor calibrado de presión.

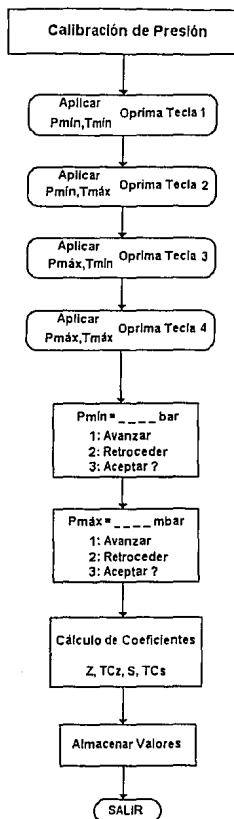


Figura 6-20
Calibración de Presión

6.4.10 RAZON DE MUESTREO

Es conveniente mencionar que en México no hay un organismo que regule las normas de muestreo para parámetros meteorológicos, por tal motivo es un hecho común el emplear normas americanas como las normas de la EPA (Environmental Protection Agency), que establece un muestreo mínimo cada 10 segundos. Por ser la presión atmosférica y la temperatura variables que influyen en la opacidad del ambiente, para un sistema de monitoreo continuo[6.11]. En el caso particular del medidor se ha establecido tener una muestra de presión cada segundo, por ser este el intervalo más común para el muestreo que hacen los dispositivos de adquisición de datos Datalogger, además de que actualmente el Centro de Ciencias de la Atmósfera de la UNAM y el Departamento del Distrito Federal en sus unidades de monitoreo efectúan dicho muestreo dentro de este mismo intervalo.

6.4.11 REFERENCIAS

6.1 TSS400 - Family

User's Guide

Sensor Signal Processors 1992

Texas Instruments, Germany.

6.2 HC11

M68HC11 Reference Manual.

Motorola, Inc

6.3 16 Bit Embedded Controllers

Intel Corporation, 1990.

6.4 8 Bit Embedded Controllers

Intel Corporation, 1990.

6.5 Oscillator for Microcontrollers

Tomm Williamson

Application Note AP-155

Intel Corporation, 1986.

6.6 Designing With the 80C51BH

Tom Williamson

Application Note AP-252

Intel Corporation, 1987.

6.7 Nonvolatile Static RAM

Data Sheet, Xicor.

6.8 The X2444 Serial NOVRAM Teams Up with the 8051 Microcontroller Family

Application Note AN-105

Xicor.

6.9 AND Liquid Crystal Displays

Dot Matrix Modules Manual

6.10 Using the 8051 Microcontroller with Resonant Transducers

IEEE Transactions on Industrial Electronics

Vol. IE-32, No. 4, Noviembre, 1985.

6.11 Normas US-EPA

CODE FEDERAL REGULATIONS 40 @ 50, 1990.

Capítulo 7

Implementación y Pruebas

En este último capítulo se describe el diseño del circuito impreso del medidor. Se describe también el proceso de calibración del circuito, las pruebas realizadas y los resultados obtenidos. Finalmente se hace una descripción del ensamble del prototipo experimental.

La implementación del circuito se realizó en tarjetas experimentales como se muestra más adelante en las fotografías correspondientes a la calibración. Habiéndose definido la arquitectura completa del sistema, se elaboró el diseño del circuito impreso.

7.1 CIRCUITO IMPRESO Y CONSIDERACIONES DE RUIDO

Para este diseño se consideraron la etapas analógica y digital por separado, esto para disminuir la presencia de ruido e Interferencia Electromagnética. Se manejaron tierras, señales compartidas y voltajes de alimentación como se ilustra en la figura 7-1.

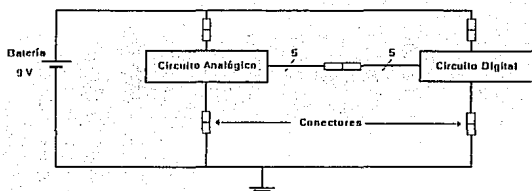


Figura 7-1
Conexión entre etapa Digital y Analógica

En la figura aparecen conectores, dos de ellos para voltajes de alimentación, dos para tierras y uno más para las señales compartidas entre ambos circuitos (señal de control al switch analógico, señal de batería baja al μC , voltaje V_{ref} al convertidor D/A, señal de retroalimentación al convertidor D/A y corriente I_{O1} de salida del convertidor D/A).

Se elaboró el *Lay Out* de ambas tarjetas, lo cual se muestra en las siguientes páginas.

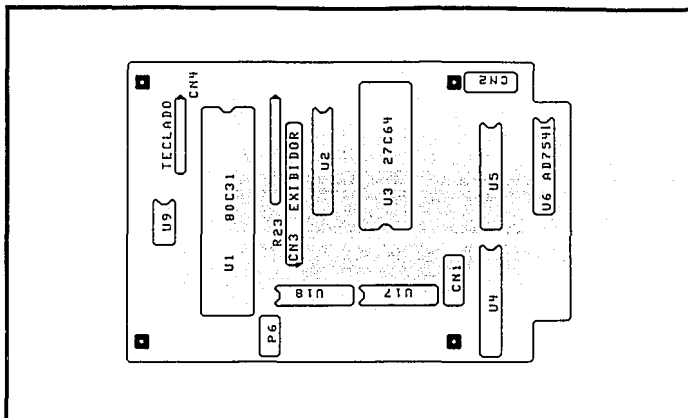


Figura7-2
Ubicación de componentes tarjeta digital

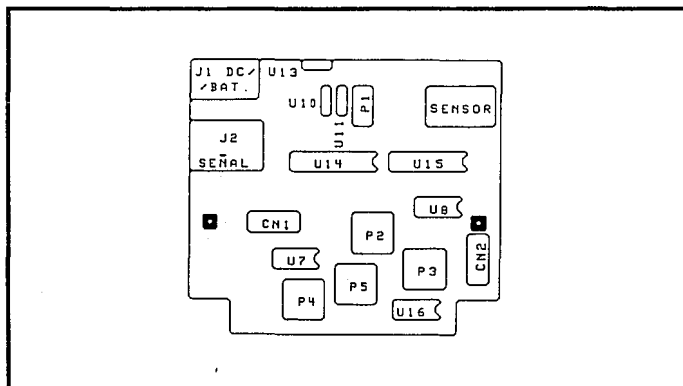


Figura 7-3
Ubicación de componentes tarjeta analógica

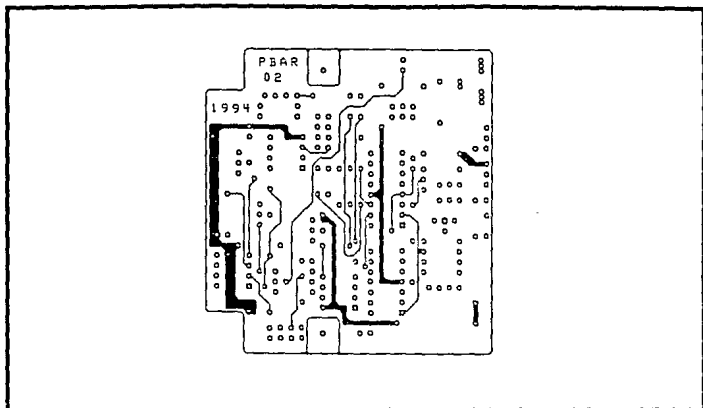


Figura 7-4

Circuito impreso de la tarjeta analógica, (lado de componentes)

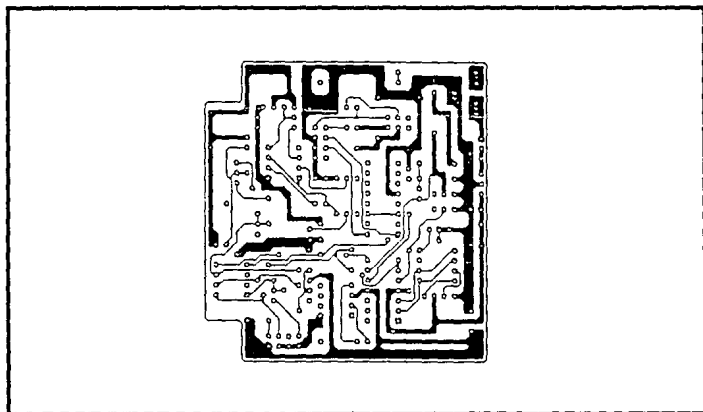


Figura 7-5

Circuito impreso de la tarjeta analógica, (lado de soldadura)

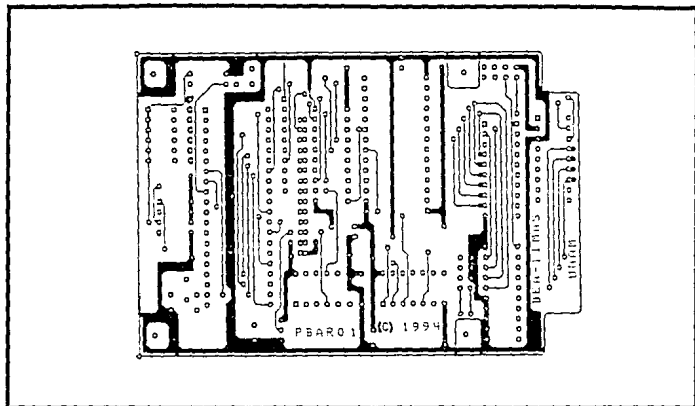


Figura 7-6

Circuito impreso de la tarjeta digital (lado de componentes)

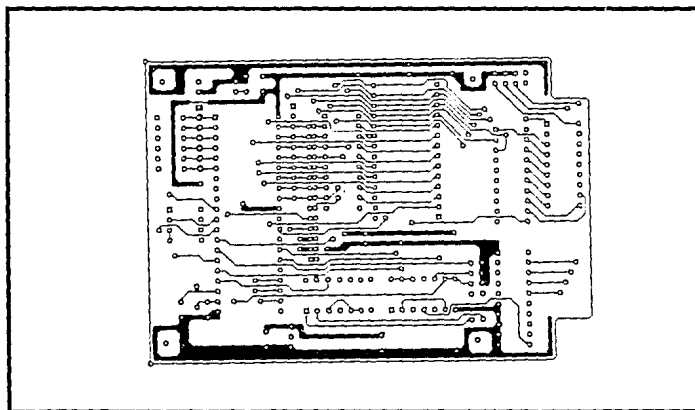


Figura 7-7

Circuito impreso de la tarjeta digital (lado de soldadura)

Como se aprecia en la figura 7-2 y 7-3 de distribución de componentes, los conectores CN₁ y CN₂ tienen la misma ubicación dentro de la tarjeta, con lo que se pretende conectarlas en forma de *Piggyback*.

Lo expuesto anteriormente es lo se consideraría más sobresaliente del diseño. Habría otro tipo de consideraciones que hacer para este tipo de Instrumento, que caen fuera del alcance de este trabajo. Que sin embargo, al calce se puede comentar que este tipo de aparato está considerado como Equipo de Cómputo por la Comisión Federal de Comunicaciones de los Estados Unidos (FCC) y que se clasifica dentro de la parte 15 de Radiofrecuencia, subparte J [7.1]. En donde se define las características este tipo de equipos como:

"Cualquier sistema o dispositivo electrónico que genere y use pulsos de tiempo a una razón en exceso de 10,000 pulsos (ciclos) por segundo y emplee técnicas digitales; inclusive de equipo telefónico que use técnicas digitales o cualquier dispositivo o sistema que genere y utilice energía de radiofrecuencia para propósitos de procesamiento de datos,..."

Se manejan 2 clases. La clase A para equipos de cómputo que son vendidos para uso Comercial, Industrial o de Negocios. La clase B para equipos de cómputo que son vendidos para uso en ambientes residenciales, fuera del uso en el área Comercial, Industrial o de Negocios.

7.2 CALIBRACION DEL CIRCUITO

Este punto es de los más importantes dentro del proyecto ya que en base a la calibración del instrumento y los resultados que arroje se puede determinar su confiabilidad.

El proceso de calibración descrito en el capítulo anterior, asume el hecho de que el usuario tiene acceso al equipo de calibración adecuado para efectuar esta tarea. Sin embargo, esto no siempre es posible.

En el presente desarrollo y en la etapa que se encuentra, de prototipo experimental, se buscaron alternativas para su calibración.

La necesidad específica es de contar con una cámara de Presión y Temperatura controladas y de buena precisión, dado que esto servirá como Patrón de Calibración.

En la UNAM se cuenta con este tipo de cámaras, en el Instituto de Astronomía y en el Centro de Instrumentos. En el primer lugar no se nos permitió usarla, dado que arguyen que el uso de este equipo es muy especial por el vacío que generalmente se tiene en estas cámaras y que les lleva incluso meses obtenerlo, además de que al introducir plásticos, se pueden producir impurezas dentro de la cámara. En el Centro de Instrumentos fue imposible utilizarla en esta etapa experimental, dadas las dimensiones del prototipo.

Es oportuno mencionar que en este momento, la calibración no se ha realizado con los instrumentos óptimos, por las razones antes expuestas. Sin embargo, para los fines de funcionalidad requeridos en el diseño de esta Tesis, se consideraron satisfactorios.

Finalmente lo que se decidió, fue calibrar el medidor con un Instrumento similar al prototipo en lo que se refiere a Presión y con respecto a la temperatura se empleó un termómetro de bulbo de Mercurio, como se describirá mas adelante.

7.2.1 PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL EN CALIBRACION DE TEMPERATURA

Se empleó como patrón un termómetro con bulbo de Mercurio con las siguientes características:

Marcu Taylor

Modelo 6342-G

Rango: -20°C a 100°C

Resolución: 1°C

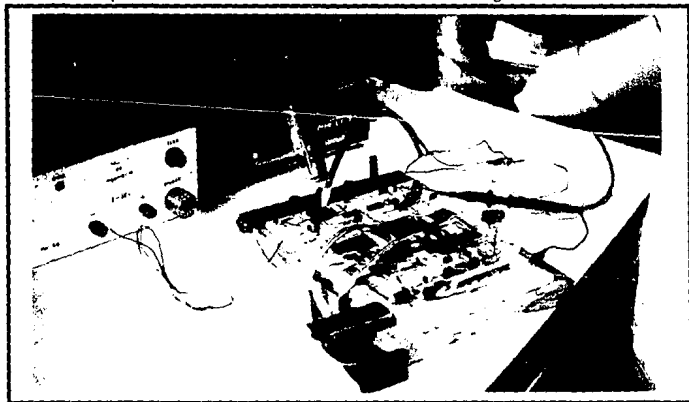
De acuerdo al procedimiento descrito en el capítulo anterior se toman dos valores distintos de temperatura.

• Para el valor mínimo:

Se empleó 0°C , lo que se consiguió manteniendo el circuito y el patrón dentro de un congelador.

• Para el valor máximo:

Se consiguió un valor de 50°C al aplicar calor al sensor de temperatura y al termómetro, mediante una pistola de aire caliente como se muestra en la fotografía 7-1.



Fotografía 7-1
Calibración de temperatura

7.2.2 PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL EN CALIBRACION DE PRESION

Se empleó como patrón el medidor Weather Monitor II con las siguientes características:

Rango.....0 a 3650m sobre nivel de mar
Resolución.....880 a 1080 mB; 0.1 mB
Unidades.....mmHg, inHg, mB
Alimentación.....12 VDC, 9V con batería alcalina

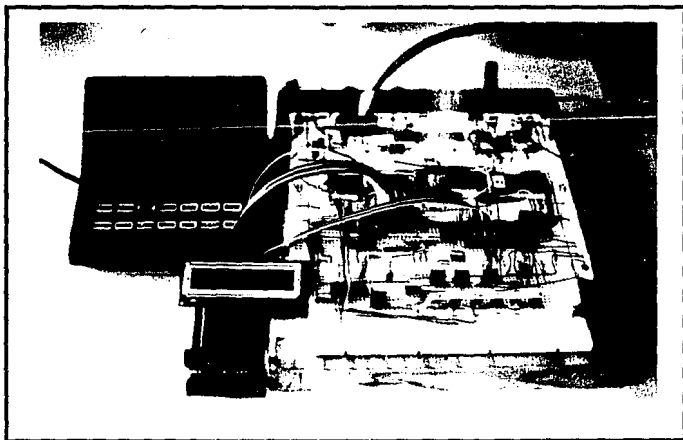
Para los cuatro pares de valores que se requieren se empleó el procedimiento siguiente:

Se estableció como $P_1 = P_{\text{mín}}$ a la presión atmosférica a las 16:30 hrs que tuvo un valor de 679.70 mbar.

En este momento se aplicó $t_1 = 20^{\circ}\text{C}$ y $t_2 = 50^{\circ}\text{C}$

A las 22 hrs se tuvo una presión atmosférica de 682.24 mbar. con lo que nuevamente se aplicó el rango de temperatura de 20 a 50 $^{\circ}\text{C}$.

En la fotografía 7-2 se muestra el prototipo junto con el instrumento patrón.



Fotografía 7-2
Calibración de Presión

7.3 CONSUMO DE POTENCIA

El consumo de corriente total del prototipo, es la siguiente:

CON SALIDA	SIN SALIDA
ANALOGICA	ANALOGICA
Corriente en operación activa	Corriente en operación activa
30.1 mA	24.4 mA
Corriente en estado de <i>ocio</i>	Corriente en estado de <i>ocio</i>
27.1 mA	19.8 mA

El consumo en operación activa se considera cuando se efectúa el proceso de muestreo de las señales y la calibración de las mismas mediante el algoritmo ya descrito. El consumo en estado de *ocio* se considera cuando el μC está en modo de bajo consumo de potencia (modo idle), se logró en el diseño que el 90 % del tiempo, el μC se encuentre en este estado.

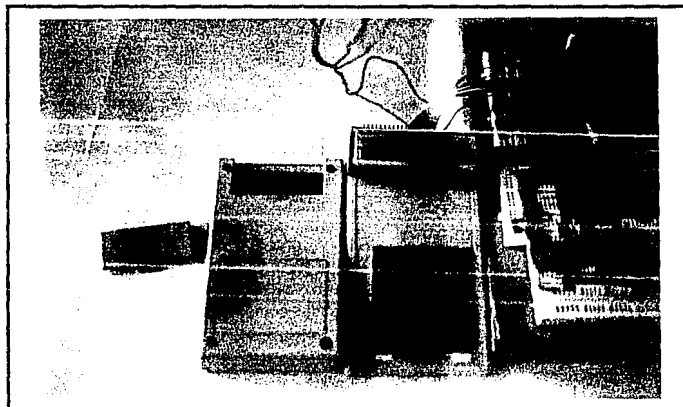
7.4 ENSAMBLE

Para instalar las tarjetas de circuito impreso se buscaron alternativas, de tal manera que la caja que se emplee sea comercial, fácil de conseguir y de pequeñas dimensiones. Se determinó emplear la caja de plástico marca LMB HEEGER fabricada en Los Angeles, Cal., ya que ésta posee en la parte trasera una cavidad para la batería de 9V, sus dimensiones son de 14 x 8 cm y un espesor de 3.5 cm. Para realizar el diseño del circuito impreso se consideraron las dimensiones interiores de esta caja. En las fotografías 7-3 y 7-4 se muestra la vista exterior e interior de la caja. En la fotografía 7-4 se puede observar también el teclado de membrana y el espacio para colocar la batería de 9 volts.



Fotografía 7-3

Prototipo experimental y contenedor final del barometro



Fotografía 7-4

Prototipo experimental y contenedor final del barometro

7.5 REFERENCIA

7.1 Ott, Henry W.

Noise Reduction Techniques in Electronic Systems

John Wiley & Sons. 2nd Edition, 1988.

CONCLUSIONES

Durante la realización de este trabajo, se logró hacer una revisión y análisis de algunos de los principales instrumentos que actualmente se emplean para medición de presión atmosférica, así mismo, se efectuó una investigación en el área de sensores de presión piezoresistivos, con lo que se apoya esta línea de Investigación y Desarrollo en la que se trabaja actualmente dentro del Departamento de Electrónica y Automatización del IIMAS-UNAM.

Con respecto a los objetivos planteados para este trabajo, se consideran cumplidos los siguientes:

- En medición de Presión, se logró una resolución de 0.1 mbar, así mismo se consiguió una resolución de 0.1 °C para temperatura.
- Se desarrolló un sistema versátil y de fácil operación, que a diferencia de los existentes comercialmente, éste tiene una calibración dinámica, la cual se requiere una sola vez para determinar los coeficientes propios de calibración de la señal.
- No requiere recalibración a menos que se modifique ó reemplace algún componente dentro del circuito.
- Aunque originalmente sólo se planteó medición de presión atmosférica, a lo largo de la investigación se incluyeron otras modalidades de medición, debido a la versatilidad del diseño y sensor empleados tales como:

Medición de presión manométrica

Medición de presión diferencial

Indicación de altitud sobre el nivel del mar.

Se logró que sólo el 10% del tiempo de muestreo el dispositivo esté activo, lo que redundó en un ahorro importante en el consumo de potencia, tomando en cuenta esto, se logra una durabilidad de la batería que está dentro del rango de los medidores comerciales actuales.

Como se consideró en un principio el desarrollo de este prototipo es experimental, dada la naturaleza propia de la tesis; mas sin embargo se consideraron los aspectos técnicos más importantes de un desarrollo comercial, ya que es conveniente considerar este aspecto

desde un principio, de esta manera ello reditúa en un ahorro considerable de recursos al realizar el cambio de prototipo experimental a industrial.

Finalmente, como comentario adicional, es conveniente mencionar que el método de calibración que se desarrolló en este trabajo al emplear sensores sin compensación, y mediante el cual se evalúan sus coeficientes propios de variación con respecto a la temperatura, da origen a la inquietud de hacer extensivo este método para desarrollar en lo consecuente una tarjeta de evaluación de sensores piezoresistivos, la utilidad de la misma es enorme si consideramos que en la actualidad la mayoría de estos sensores emplean Silicio en su fabricación y que aún se están realizando estudios; pero con una nueva modalidad, no sólo compensar el sensor, sino que éste internamente incluya las etapas de acondicionamiento y procesamiento de señal, siendo ésto en la actualidad una área importante de investigación denominada *sensores inteligentes*.

PROGRAMA PRINCIPAL

PROGRAMA DE CALIBRACION DIGITAL

El presente programa fué desarrollado en lenguaje ensamblador para el microcontrolador 80C31 de Intel.

El programa tiene como objetivo principal calibrar la señal de presión de sensores piezoresistivos no compensados tomando en cuenta los parámetros actuales del sensor y los componentes asociados en su circuitería, para tal efecto se calibra también la señal de temperatura para tener una señal confiable. Posteriormente se toman lecturas de presión y temperatura que servirán para determinar los coeficientes de temperatura de la sensibilidad y del Zero.

En la implementación del Hardware se ha incluido un teclado para tener acceso a los diferentes menús empleados y un display para mostrar las operaciones realizadas en los menús.

PINES DE ENTRADA DE DATOS

MODO NORMAL

TECLA 1	P1.0	Opera si se solicita oprimir tecla 1
TECLA 2	P1.1	2
TECLA 3	P1.2	3
TECLA 4	P1.3	4
TECLA R	P1.4	Regresa al mensaje u operación anterior
TECLA C	P1.5	Cancela cualquier operación y regresa al primer menú.

MODO CALIBRACION

TECLA AVANZAR	P1.0	Incrementa el valor de Presión o Temperatura a emplear durante la calibración
TECLA RET	P1.1	Decrementa el valor de Presión o Temperatura a emplear durante la calibración
TECLA ACEPTAR	P1.2	Valida el dato mostrado en el display y que se tomará como parámetro de calibración.
TECLA CANCEL	P1.5	Cancela cualquier operación y regresa al primer menú.
TECLA 4	P1.3	No opera en modo calibración
TECLA R	P1.4	No opera en modo calibración

ANT0: Esta tecla es activa cada vez que se oprime una tecla.

ANT1: Esta tecla será activa cuando la batería tenga un voltaje aproximado de 8.0 Volts.

TD: Se toma la lectura del convertidor V/F

P3.5/T1 Esta tecla es activa cuando se habilita el CE de la RAM.

PINES DE SALIDA DE DATOS

- P1.6 Activa/Desactiva el Switch1 y Switch2 para mostrar la señal de presión y temperatura
- P1.7 Habilita el pin RD/WR del display AND491
- P2.7 Activa el pin RS del display AND 491
- P2.6 Habilita Latch del dato alto de entrada al convertidor
- P2.5 Habilita latch del dato bajo de entrada al convertidor
- P3.0 (RXD) Transferencia bidireccional de datos a RAM no volátil
- P3.1 (TXD) Reloj para modo de recepción y transmisión

VERSION 4 REVISION 1

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
INSTITUTO DE INVESTIGACIONES EN MATEMATICAS APLICADAS Y EN SISTEMAS

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y AUTOMATIZACION

REALIZADO POR ISMAEL LOPEZ-JUAREZ

Cd. Universitaria D.F., 8 de Abril de 1994

DEFINICIONES

TCS0	DATA	30H	;This values are stored into the non-volatile RAM
TCS1	DATA	31H	
TC20	DATA	32H	
TC21	DATA	33H	
SENS0	DATA	34H	
SENS1	DATA	35H	
ZERO0	DATA	36H	
ZERO1	DATA	37H	
MTEMP0	DATA	38H	
MTEMP1	DATA	38H	
OTEMP0	DATA	3AH	;OTEMP of 32 bits
OTEMP1	DATA	3BH	
OTEMP2	DATA	3CH	
OTEMP3	DATA	3DH	
TEMP10	DATA	3EH	;values used to calibrate both the pressure and temperature
TEMP20	DATA	3FH	
PRES10	DATA	40H	;measurements, (P1,P2 y P3).
PRES11	DATA	41H	
PRES20	DATA	42H	
PRES21	DATA	43H	
UNDO0	DATA	2FH	
UNDO1	DATA	2EH	
SUM10	DATA	44H	;This values will be used in
SUM11	DATA	47H	;the arithmetic operations such
SUM12	DATA	4AH	;as addition, subtraction,
SUM13	DATA	4DH	;multiplication and division.
SUM20	DATA	45H	

```

SUM21 DATA 48H
SUM22 DATA 49H
SUM23 DATA 4EH
RESS_0 DATA 48H
RESS_1 DATA 49H
RESS_2 DATA 4CH
RESS_3 DATA 4FH
MAN0 DATA 50H
MAN1 DATA 51H
MAN2 DATA 52H
MAN3 DATA 55H
SUST0 DATA 54H
SUST1 DATA 55H
SUST2 DATA 56H
SUST3 DATA 57H
RESR_0 DATA 58H
RESR_1 DATA 59H
RESR_2 DATA 5AH
RESR_3 DATA 5BH
MLTCND0 DATA 5CH
MLTCND1 DATA 2DH
MLTPR0 DATA 5DH
MLTPR1 DATA 2CH
RESP_0 DATA 5EH
RESP_1 DATA 5FH
RESP_2 DATA 60H
RESP_3 DATA 26H ;61H was left empty.
DIVD0 DATA 62H
DIVD1 DATA 63H
DIVD2 DATA 64H
DIVD3 DATA 28H
DIVR0 DATA 65H
DIVR1 DATA 66H
DIVR2 DATA 67H
DIVR3 DATA 2AH
RESID0 DATA 68H
RESID1 DATA 69H
RESID2 DATA 6AH
RESID3 DATA 6BH
RESD_0 DATA 6CH
RESD_1 DATA 6DH
RESD_2 DATA 6EH
RESD_3 DATA 6FH
*****
***** VARIOS *****
*****
NTEMP0 DATA 70H ;value read from the A/D
NTEMP1 DATA 71H ;converter, From SAMP_T
NTEMP2 DATA 72H ;Since it was multiplied by 1000
NTEMP3 DATA 73H
NPRES0 DATA 74H ;value read from the A/D
NPRES1 DATA 75H ;converter, From SAMP_P
NPRES2 DATA 76H ;Since it was multiplied by 1000
NPRES3 DATA 77H
TEMP0 DATA 78H ;Calibrated temperature (T)
TEMP1 DATA 79H
PRES0 DATA 7AH ;Calibrated pressure (P)
PRES1 DATA 7BH
ALT0 DATA 7CH ;Calibrated altitude (A)
ALT1 DATA 7DH
BCD0 DATA 27H ;Output data to LCD display.
BCD1 DATA 28H
BCD2 DATA 29H
DATO_LD DATA 7EH ;This address will contain the
DATO_HD DATA 7FH ;data shown on LCD display.
NTEMP10 DATA 16H ; N1 N11_0
NTEMP11 DATA 19H ; N11_1
NTEMP20 DATA 1AH ; N2 N12_0
NTEMP21 DATA 1BH ; N12_1

```

```

R_NEG0 DATA 1CH ; N21_0
R_NEG1 DATA 1DH ; N21_1
R_NEG2 DATA 1EH ; N22_0
R_NEG3 DATA 1FH ; N22_1
ZERO2 DATA 20H
ZERO3 DATA 21H
SENS2 DATA 22H
SENS3 DATA 23H
NTEMP12 DATA 24H ;Since N1 was multiplied by 1000
NTEMP13 DATA 25H
*****
MBA0 BIT UNID0.0
KPA BIT UNID0.1
PSI BIT UNID0.2
MMHG BIT UNID0.3
GC BIT UNID0.4
GF BIT UNID0.5
KELVIN BIT UNID0.6
METROS BIT UNID0.7
PIES BIT UNID1.0
BIT1 BIT DIVD3.7
BIT2 BIT DIVR3.7
BIT_C BIT UNID1.1
V_SIGN0 BIT UNID1.2
***** VECTORES DE INTERRUPCION *****
ORG 00H
JMP PPRNC
ORG 03H ;vector address IE0
SJMP INT_EX0
ORG 0B1H ;vector address TF0
RETI
ORG 13H ;vector address IE1
JMP L_BAT
ORG 1BH ;vector address TF1
RETI
ORG 23H ;vector address RI = TI
RETI
INT_EX0: CJNE R6, #01D,VECT0
CLR TR1
CLR ET1
CALL D5MS
CALL D5MS
CALL D5MS
AJMP DEBB1
VECT0: CALL DEBB
RETI
L_BAT: MOV R7, #04EH ;address 15 and 16
CALL INSTRUC
MOV DPTR, #M_LOWBAT
CALL EXHMENS
CLR EX1 ;disable ext int 1
RETI
*****
;*
;* PROGRAMA PRINCIPAL
;*
*****
PPRNC: CALL VAL_CAL ;the calibration values are read
CLR P3.5 ;CE RAM off
***** INICIALIZACION DEL DISPLAY *****
CALL D5MS ;delay more than 15 ms
CALL D5MS
CALL D5MS
CALL D5MS
CLR P2.7 ;RS = 0
CLR P1.7 ;RW = 0
MOV A, #03BH ;function set 8 bits

```

```

2 row, font 5x7
MOVX @R0,A
CALL DLM3 ;delay more than 4.1 mS
MOV A,#038H ;function sel
MOVX @R0,A
CALL D100US ;delay 100uS
MOV A,#038H ;function sel
MOVX @R0,A ;at this point the busy flag
;can be checked
MOV R7,#038H ;function sel through R7, after
;this instruction the function
;set cannot be changed
CALL INSTRUC
MOV R7,#08H ;display off
CALL INSTRUC
MOV R7,#01H ;display clear
CALL INSTRUC
MOV R7,#08H ;entry mode set VD=1, S=0
CALL INSTRUC
;***** FIN INICIALIZACION DE DISPLAY *****
MOV R7,#00001111B ;display on, cursor on,
;blink on
CALL INSTRUC
MUESTRA: CALL SAMP_T
CALL S_CAL_T
CALL SAMP_F
CALL S_CAL_P
MOV R7,#080H ;set DDRAM address on first line,
CALL INSTRUC ;zero position.
MOV DPTR,#M_PRI1 ;load DPTR with first address
;of the messages
MOV R6,#010
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H ;set DDRAM address on second
CALL INSTRUC ;line, zero position.
MOV DPTR,#M_PRI2
CALL EXHMENS
SETB EA ;enable ad
SETB EX0 ;enable ext int 0
SETB EX1 ;enable ext int 1
SETB IT0 ;falling edge
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
MOV R3,#00H ;indicates a pressure value
CALL DATO_EXH
MOV R3,#01H
CALL DATO_EXH ;indicates a temperature value
SETB EX1 ;enable ext int 1
CALL DELAY1S
JMP MUESTRA
DEBB: MOV TMOD,#01H ;timer 0 de 16-bits
MOV TL0,#00H ;delay 20 mS
MOV TH0,#0F2H ;for debouncing
SETB EA
SETB ET0
SETB PT0 ;A won't be affected by any
;key
SETB TR0
CLR PCON,#01H ;idle mode
CLR TR0
CLR PT0
CLR ET0
RET
CJNE R6,#010,DEB2
JMP DEBB1
DEB2: CJNE R6,#020,DEB3
JMP DEBB2
DEB3: CJNE R6,#030,DEB4
JMP DEBB3
DEB4: CJNE R6,#040,DEB5
JMP DEBB4
DEB5: CJNE R6,#050,DEB6
JMP DEBB5
DEB6: CJNE R6,#060,DEB7
JMP DEBB6
DEB7: CJNE R6,#070,DEB8
JMP DEBB7
DEB8: CJNE R6,#080,DEB9
JMP DEBB8
DEB9: CJNE R6,#090,DEB10
JMP DEBB9
DEB10: CJNE R6,#0100,DEB11
JMP DEBB10
DEB11: CJNE R6,#0110,DEB12
JMP DEBB11
DEB12: CJNE R6,#0120,DEB13
JMP DEBB12
DEB13: CJNE R6,#0130,DEB14
JMP DEBB13
DEB14: CJNE R6,#0140,DEB15
JMP DEBB14
DEB15: CJNE R6,#0150,DEB16
JMP DEBB15
DEB16: CJNE R6,#0160,DEB17
JMP DEBB16
DEB17: CJNE R6,#0170,DEB18
JMP DEBB17
DEB18: CJNE R6,#0180,DEB19
JMP DEBB18
DEB19: CJNE R6,#0190,DEB20
JMP DEBB19
DEB20: CJNE R6,#0200,DEB21
JMP DEBB20
DEB21: CJNE R6,#0210,DEB22
JMP DEBB21
DEB22: CJNE R6,#0220,DEB23
JMP DEBB22
DEB23: CJNE R6,#0230,DEB24
JMP DEBB23
DEB24: CJNE R6,#0240,DEB25
JMP DEBB24
DEB25: CJNE R6,#0250,DEB26
JMP DEBB25
DEB26: CJNE R6,#0260,DEB27
JMP DEBB26
DEB27: CJNE R6,#0270,DEB28
JMP DEBB27
DEB28: CJNE R6,#0280,DEB29
JMP DEBB28
DEB29: CJNE R6,#0290,DEB30
JMP DEBB29
DEB30: CJNE R6,#0300,DEB31
JMP DEBB30
DEB31: CJNE R6,#0310,DEB32
JMP DEBB31
DEB32: CJNE R6,#0320,DEB33
JMP DEBB32
DEB33: CJNE R6,#0330,DEB34
JMP DEBB33
DEB34: JMP DEBB34
DEBB1: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY1

```

```

JMP MUESTRA
OKAY1: CJNE A,#0011110B,TEMP_PP1 ;if key is equal to 1
;it can continue, if
;not it remain with the
;message
JMP M_PP2 ;this jumps due to the
TEMP_PP1: JMP MUESTRA ;original range.
M_PP2: CLR EA
CLR P10
CLR P10
CLR P11
CLR IE0
CLR T10
CLR TR1
CLR T10
CLR TF1
MOV R7,#000H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PP21
MOV R6,#00D
CALL EXHMENS
MOV R7,#000H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PP22
CALL EXHMENS
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB2: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY2
JMP M_PP2 ;2 keys were pressed
OKAY2: CJNE A,#0011110B,TO_TEMP ;jumps if the key was
;equal to pressure
;otherwise it will
;continue
JMP SUBPRES
TO_TEMP: CJNE A,#00111101B,TO_ALT ;jumps if the key was
;equal to temperature
JMP SUBTEMP
TO_ALT: CJNE A,#00111011B,TO_CAL ;jumps if ALT was
;pressed otherwise it
;will continue
JMP SUBALT
TO_CAL: CJNE A,#00110111B,TO_BACK ;jumps if CAL was
;pressed otherwise it
;will continue
JMP SUBCAL
TO_BACK: CJNE A,#00101111B,TO_CANC
JMP MUESTRA
TO_CANC: JMP MUESTRA
;.....
;*
;* MENU SUBPRESION
;*
;* Accesa al menú principal de Presión para efectuar operaciones
;* como medición de presión atmosférica, manométrica y diferencial
;* así como cambio de unidades.
;*
;.....
SUBPRES: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PRES11

```

```

MOV R6,#03D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PRES12
CALL EXHMENS
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB3: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY3
JMP SUBPRES
OKAY3: CJNE A,#0011110B,UNID_P
JMP MED_P
UNID_P: CJNE A,#00111101B,KEYA_P
JMP UNID_UP
KEYA_P: CJNE A,#00110111B,KEYR_P
CALL S_ANALOG
CALL SAMP_P
CALL S_CAL_P
MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PP11 ;P = ___ mbar
MOV R6,#034D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ANAL1 ;: SAUR
CALL EXHMENS
ORL A,#03FH
MOV A,P1
MOV R3,#00H ;indicates a pressure
CALL DATO_EXH
CALL DELAY1S
JMP KEVA_P
DEBB34: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY34
JMP KEVA_P
OKAY34: CJNE A,#0011110B,KEYC_P
JMP PPRINC
KEYR_P: CJNE A,#00101111B,KEYC_P
JMP MUESTRA
KEYC_P: CJNE A,#00011111B,KEYX_P
JMP MUESTRA
KEYX_P: JMP SUBPRES
;.....
;: MENU MED_P
;.....
MED_P: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PRES21
MOV R6,#04D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PRES22
CALL EXHMENS
SETB EA ;enable a1
SETB EX0 ;enable EX0
SETB IT0 ;falling edge
MOV A,P1

```

```

ORL A,#03FH
MOV P1A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB4: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY4
JMP MED_P ;there was an error
OKAY4: CJNE A,#0011110B,MAN
JMP P_DIF1
MAN: CJNE A,#0011110B,BACK_MP
JMP P_MAN
BACK_MP: CJNE A,#00101111B,CAN_MP
JMP SUBPRES
CAN_MP: CJNE A,#00011111B,KEYX_MP
JMP MUESTRA
KEYX_MP JMP MED_P ;it will be requesting again
;..... P_DIF .....
P_DIF1: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PDF11
MOV R6,#06D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PDF12
CALL EXHMENS
SETB EA ;enable all
SETB EX0 ;enable EX0
SETB ITO ;falling edge
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB8: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY8
JMP P_DIF1
OKAY8: CJNE A,#0011110B,PD_SIG1 ;ask until 1 is pressed
JMP PD_SIG2 ;this additional jump due to the
PD_SIG1: JMP TECR_PD ;relative jump range
PD_SIG2: JMP P_DIF2 ;NUEVO
;PD_SIG2: CALL SAMP_T
CALL S_CAL_T
CALL SAMP_P
CALL S_CAL_P
MOV MING_PRES0
MOV MIN1_PRES1
;.....
P_DIF2: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PDF21
MOV R6,#07D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PDF22
CALL EXHMENS
SETB EA ;enable all
SETB EX0 ;enable EX0
SETB ITO ;falling edge
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB7: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY7

```

```

JMP P_DIF2 ;jump if there was
;an error
OKAY7: CJNE A,#0011110B,BOTR_PD ;jump if there was
;depressed not the key 2
JMP NUEVO1 ;NUEVO
CALL SAMP_T
CALL S_CAL_T
CALL SAMP_P
CALL S_CAL_P
MOV SUSTO_PRES0 ;the pressure values are
;calibrated
MOV SUST1_PRES1
CALL RESTA
NUEVO1: MOV PRES0,#04EH ;RESR_0
MOV PRES1,#010H ;RESR_1
;.....
P_DIF3: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PDF31
MOV R6,#08D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PDF32
CALL EXHMENS
SETB EA ;enable all
SETB EX0 ;enable EX0
SETB ITO ;falling edge
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1A
MOV R3,#00H ;the pressure value
CALL DATO_EXH
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBBB: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY8
JMP P_DIF3
OKAY8: CJNE A,#0011110B,KEYS_PD
JMP P_DIF1
;.....
TECR_PD: CJNE A,#00101111B,TECC_PD
JMP MED_P
TECC_PD: CJNE A,#00011111B,TECX_PD
JMP MUESTRA
TECX_PD: JMP P_DIF1
;.....
BOTR_PD: CJNE A,#00101111B,BOTC_PD
JMP P_DIF1
BOTC_PD: CJNE A,#00011111B,BOTX_PD
JMP MUESTRA
BOTX_PD: JMP P_DIF2
;.....
KEYS_PD: CJNE A,#0011110B,KEYR_PD
JMP MUESTRA
KEYR_PD: CJNE A,#00101111B,KEYC_PD
JMP P_DIF2
KEYC_PD: CJNE A,#00011111B,KEYX_PD
JMP MUESTRA
KEYX_PD: JMP P_DIF3
;..... MENU_P_MAN .....
P_MAN: JMP NUEVO2 ;NUEVO
;P_MAN: CALL SAMP_T
CALL S_CAL_T
CALL SAMP_P
CALL S_CAL_P
NUEVO2: MOV R4,#04EH ;PRES0 ;keep the atm.ospheric value

```

```

MOV R5,#01DH ,PRES1
MOV R6,#09H
MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
P_MAN1: MOV DPTR,#M_PMAN11
MOV R6,#09H
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PMAN12
CALL EXHMENS
SETB EA
SETB EX0
SETB ITO
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB9: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P_OKAY9
JMP P_MAN1
OKAY9: CJNE A,#00111110B,KEYR_PM
:.....
P_MAN2: MOV R7,#080H
MOV R6,#0100
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PMAN21
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PMAN22
CALL EXHMENS
JMP NUEVO3 ;NUEVO
CALL SAMP_T
CALL S_CAL_T
CALL SAUP_P
CALL S_CAL_P
NUEVO3: MOV MIN0,R4
MOV MIN1,R5
MOV MIN2,#00H
MOV MIN3,#00H
MOV SUST0,#010H ;PRES0 NUEVO
MOV SUST1,#020H ;PRES1 NUEVO
MOV SUST2,#00H
MOV SUST3,#00H
CALL RESTA
MOV PRES0,RESR_0
MOV PRES1,RESR_1
MOV R3,#00H ;pressure value
CALL DATO_EXH
SETB EA
SETB EX0
SETB ITO
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
;DEBB10: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P_OKAY10
JMP P_MAN2
OKAY10: CJNE A,#00111110B,TECS_PM
JMP P_MAN
:.....
KEYR_PM: CJNE A,#00101111B,KEYC_PM
JMP MED_P

KEYC_PM: CJNE A,#00011111B,KEYX_PM
JMP MUESTRA
KEYX_PM: JMP P_MAN1
:.....
TECS_PM: CJNE A,#00111101B,TECR_PM
JMP MUESTRA
TECR_PM: CJNE A,#00101111B,TECC_PM
JMP MED_P
TECC_PM: CJNE A,#00011111B,TECX_PM
JMP MUESTRA
TECX_PM: JMP P_MAN2
:.....
* MENU UNID_UP
:.....
UNID_UP: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PRES31
MOV R6,#05D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_PRES32
CALL EXHMENS
SETB EA
SETB EX0
SETB ITO
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
JMP CAN_UP ;the units will change in
DEBB5: MOV A,P1 ;future developments.
ANL A,#03FH ;i hasn't been developed at
JB P_OKAY5 ;this stage.
JMP UNID_UP
OKAY5: CJNE A,#00111110B,U_KPA
SETB MBAR
MOV A,#010D
CALL SWRT_RAM
U_KPA: CJNE A,#00111101B,U_PSI
SETB KPA
MOV A,#010D
CALL SWRT_RAM
U_PSI: CJNE A,#00111101B,U_MMHG
SETB PSI
MOV A,#010D
CALL SWRT_RAM
U_MMHG: CJNE A,#00110111B,BACK_UP
SETB MMHG
MOV A,#010D
CALL SWRT_RAM
BACK_UP: CJNE A,#00101111B,CAN_UP
JMP SUBPRES
CAN_UP: JMP MUESTRA
:.....
*
* MENU TEMPERATURA
*
* Accesa al menú de temperatura para efectuar los cambios en las
* unidades de medición de este parámetro.
*
:.....
SUBTEMP: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_TEMP11
MOV R6,#011D
CALL EXHMENS

```

```

MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_TEMP12
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;dle mode
DEBB11: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY11
JMP SUBTEMP
OKAY11: CJNE A,#00111110B,FARH_T
SETB GC
MOV A,#010D
CALL SWRT_RAM
FARH_T: CJNE A,#00111101B,KELV_T
SETB GF
MOV A,#010D
CALL SWRT_RAM
KELV_T: CJNE A,#00111011B,KEYR_T
SETB KELVN
MOV A,#010D
CALL SWRT_RAM
KEYR_T: CJNE A,#00101111B,KEYC_T
JMP M_PP2
KEYC_T: JMP MUESTRA
*****
*
*          MENU ALTURA
*
*  Accesa al menu principal de Altura para efectuar operaciones
*  de medición de altura diferencial y absoluta así como cambio
*  de unidades
*
*****
SUBALT: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT11
MOV R8,#012D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT12
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;dle mode
DEBB12: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY12
JMP SUBALT
OKAY12: CJNE A,#00111110B,KEYU_A
JMP MED_ALT
KEYU_A: CJNE A,#00111101B,KEYR_A
JMP UNL_ALT
KEYR_A: CJNE A,#00101111B,KEYC_A
JMP M_PP2

```

```

KEYC_A: CJNE A,#00011111B,KEYX_A
JMP MUESTRA
KEYX_A: JMP SUBALT
*****
*          MENU MEDICION DE ALTURA
*****
MED_ALT: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT21
MOV R8,#013D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT22
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;dle mode
DEBB13: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY13
JMP MED_ALT
OKAY13: CJNE A,#00111110B,KEYD_MA
ALT_SNM: CALL S_CAL_A
MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT31
MOV R8,#014D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT32
CALL EXHMENS
MOV R3,#02H
CALL DATO_EXH
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB14: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY14
JMP ALT_SNM
OKAY14: CJNE A,#00111110B,TECS_MA
JMP MED_ALT
*****
KEYD_MA: CJNE A,#00111101B,KEYR_MA
JMP DF_ALT
KEYR_MA: CJNE A,#00101111B,KEYC_MA
JMP SUBALT
KEYC_MA: CJNE A,#00011111B,KEYX_MA
JMP MUESTRA
KEYX_MA: JMP MED_ALT
*****
TECS_MA: CJNE A,#00111101B,TECR_MA
JMP MUESTRA
TECR_MA: CJNE A,#00101111B,TECC_MA
JMP MED_ALT

```



```

TECC_MA: CJNE A,#00011111B,TECX_MA
JMP MUESTRA
TECX_MA: JMP ALT_SNM
;***** MENU ALTURA DIFERENCIAL *****
DIF_ALT: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT41
MOV R8,#015D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT42
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB ITO
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB15: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY15
JMP DIF_ALT
OKAY15: CJNE A,#00111110B,AD_SIG1
JMP AD_SIG2
AD_SIG1: JMP KEYR_AD
AD_SIG2: CALL S_CAL_A
MOV R4,ALT0 ;To save the first value
MOV R5,ALT1
A_DIF2: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT31
MOV R8,#018D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT32
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB ITO
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB18: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY18
JMP A_DIF2
OKAY18: CJNE A,#00111101B,TECR_AD1
JMP TECR_AD2
TECR_AD1: JMP TECR_AD
TECR_AD2: CALL S_CAL_A
MOV MIN0,R4
MOV MIN1,R5
MOV MIN2,#00H
MOV MIN3,#00H
MOV SUST0,ALT0
MOV SUST1,ALT1
MOV SUST2,#00H
MOV SUST3,#00H
CALL RESTA
MOV ALT0,RESR_0
MOV ALT1,RESR_1
A_DIF3: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT181
MOV R8,#17D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT82
CALL EXHMENS
MOV R3,#02H
CALL DAT0_EXH
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB ITO
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB17: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY17
JMP A_DIF3
OKAY17: CJNE A,#00111110B,OUT_AD
JMP DIF_ALT
OUT_AD: CJNE A,#00111101B,KR_AD
JMP MUESTRA
KR_AD: CJNE A,#00101111B,KC_AD
JMP A_DIF2
KC_AD: CJNE A,#00011111B,KX_AD
JMP MUESTRA
KX_AD: JMP A_DIF3
;*****
KEYR_AD: CJNE A,#00101111B,KEYC_AD
JMP MED_ALT
KEYC_AD: CJNE A,#00011111B,KEYX_AD
JMP MUESTRA
KEYX_AD: JMP DIF_ALT
;*****
TECR_AD: CJNE A,#00101111B,TECC_AD
JMP DIF_ALT
TECC_AD: CJNE A,#00011111B,TECX_AD
JMP MUESTRA
TECX_AD: JMP A_DIF2
;*****
; MENU UNIDADES DE ALTURA
;*****
UNE_ALT: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_ALT71
MOV R8,#018D
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB ITO
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB16: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY16
JMP UNE_ALT
OKAY16: CJNE A,#00111101B,FT_UA
SETB METROS
MOV A,#010D

```

```

CALL SWRT_RAM
FT_UA: CJNE A,#00111101B,KEYR_UA
SETB PIES
MOV A,#010D
CALL SWRT_RAM
KEYR_UA: CJNE A,#00101111B,KEYC_UA
JMP SUBALT
KEYC_UA: CJNE A,#00011111B,KEYX_UA
JMP MUESTRA
KEYX_UA: JMP UNI_ALT
:.....
;*
;*          MENU DE CALIBRACION
;*
;*  Con esta subrutina se efectua la calibración del sensor de
;*  presión y temperatura empleando para eso la lectura de dos
;*  valores distintos de presión y temperatura.
;*
;*
:.....
SUBCAL: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CAL11
MOV R6,#018D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CAL12
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB19: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY19
JMP SUBCAL
OKAY19: CJNE A,#00111101B,KEYP_CAL
JMP CAL_TEMP
KEYP_CAL: CJNE A,#00111101B,KEYR_CAL
JMP CAL_PRES
KEYR_CAL: CJNE A,#00101111B,KEYC_CAL
JMP M_PP2
KEYC_CAL: CJNE A,#00011111B,KEYX_CAL
JMP MUESTRA
KEYX_CAL: JMP SUBCAL
:.....
;*          MENU CALIBRACION DE PRESION
;*
:.....
CAL_PRES: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP01 ;aplique PmIn
MOV R6,#032D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP12
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB24: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY24
JMP CALP1

```

```

ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB32: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY32
JMP CAL_PRES
OKAY32: CJNE A,#00111101B,CPMIN_1
JMP CPMIN_2
CPMIN_1: JMP TECR_PMI
CPMIN_2: CLR P1.8 ;pres = on
CALL DATO_P
MOV 18H,TL1 ;NPMIN0
MOV 15H,TH1 ;NPMIN1
MOV A,#013D
CALL SWRT_RAM
CALP0: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP03 ;aplique PmMáx
MOV R6,#033D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP04 ;oprima tecla 2
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB33: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY33
JMP CALP0
OKAY33: CJNE A,#00111101B,CPMIN_3
JMP CPMIN_4
CPMIN_3: JMP TECR_PMA
CPMIN_4: CLR P1.9 ;pres = on
CALL DATO_P
MOV 14H,TL1 ;NPMAX0
MOV 13H,TH1 ;NPMAX1
MOV A,#014D
CALL SWRT_RAM
CALP1: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP11
MOV R6,#024D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP12
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB24: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY24
JMP CALP1

```

```

OKAY2: CJNE A,#00111110B,CP_1
JMP CP_2
CP_1: JNP KEYR_C1
CP_2: CALL SAMP_P
MOV 16H,NPRES0 ;N11 address
MOV 16H,NPRES1
CALP2: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP21
MOV R6,#028D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP22
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB2: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY25
JMP CALP2
OKAY25: CJNE A,#00111101B,CP_3
JMP CP_4
CP_3: JNP KEYR_C2
CP_4: CALL SAMP_P
MOV 16H,NPRES0 ;N12 address
MOV 16H,NPRES1
CALP3: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP31
MOV R6,#028D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP32
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB2: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY26
JMP CALP3
OKAY26: CJNE A,#00111011B,CP_5
JMP CP_6
CP_5: JNP KEYR_C3
CP_6: CALL SAMP_P
MOV 16H,NPRES0 ;N21 address
MOV 16H,NPRES1
CALP4: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP41
MOV R6,#027D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC

```

```

MOV DPTR,#M_CALP42
CALL EXHMENS
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB2: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY27
JMP CALP4
OKAY27: CJNE A,#00110111B,CP_7
JMP CP_8
CP_7: JNP KEYR_C4
CP_8: CALL SAMP_P
MOV 16H,NPRES0 ;N22 address
MOV 16H,NPRES1
MOV R5,#00H
CALP5: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP52
MOV R6,#028D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP51
CALL EXHMENS
MOV MLTCHD0R5 ;Pressure value 1 multiplied
MOV MLTCHD1,#00H ;by 10 (to be shown).
MOV MLTPRO,#0AH
MOV MLTPR1,#00H
CALL U_PROO
MOV PRES0,RESP_0
MOV PRES1,RESP_1
MOV R3,#00H
CALL DATO_EXH
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB IT0
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB2: MOV A,P1
ANL A,#00100111B
JNB P,OKAY28
JMP CALP5
OKAY28: CJNE A,#00111110B,CP_TEMP
INC R5
CALL DB0MS
CJNE R6,#028D,CALP6
JMP CALP5
CP_TEMP: JNP KEYR_C5
CALP6: MOV DPTR,#M_CALP53
MOV R6,#029D
CALL EXHMENS
MOV MLTCHD0R5 ;Pressure value 2 multiplied
MOV MLTCHD1,#00H ;by 10 (to be shown).
MOV MLTPRO,#0AH
MOV MLTPR1,#00H
CALL U_PROO
MOV PRES0,RESP_0
MOV PRES1,RESP_1

```

```

MOV R3,#00H
CALL DATO_EXH
SETB P3.2
SETB EA
SETB EX0
SETB ITO
MOV A,P1
ORL A,#03FH
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;idle mode
DEBB29: MOV A,P1
ANL A,#00100111B
JNB P,OKAY29
JMP CALP8
OKAY29: CJNE A,#00000001B,KEYR_C5
INC R5
CALL D80MS
JMP CALP8
;*****
TECR_PMA: CJNE A,#00010000B,TECC_PMA
JMP SUBCAL
TECC_PMA: CJNE A,#00100000B,TECX_PMA
JMP MUESTRA
TECX_PMA: JMP CAL_PRES
;*****
TECR_PMA: CJNE A,#00010000B,TECC_PMA
JMP CAL_PRES
TECC_PMA: CJNE A,#00100000B,TECX_PMA
JMP MUESTRA
TECX_PMA: JMP CALP0
;*****
KEYR_C1: CJNE A,#00010000B,KEYC_C1
JMP SUBCAL
KEYC_C1: CJNE A,#00100000B,KEYX_C1
JMP MUESTRA
KEYX_C1: JMP CAL_PRES
;*****
KEYR_C2: CJNE A,#00010000B,KEYC_C2
JMP CAL_PRES
KEYC_C2: CJNE A,#00100000B,KEYX_C2
JMP MUESTRA
KEYX_C2: JMP CALP2
;*****
KEYR_C3: CJNE A,#00010000B,KEYC_C3
JMP CALP2
KEYC_C3: CJNE A,#00100000B,KEYX_C3
JMP MUESTRA
KEYX_C3: JMP CALP3
;*****
KEYR_C4: CJNE A,#00010000B,KEYC_C4
JMP CALP3
KEYC_C4: CJNE A,#00100000B,KEYX_C4
JMP MUESTRA
KEYX_C4: JMP CALP4
;*****
KEYR_C5: CJNE A,#00000010B,KEYA_C5
DEC R5
CALL D80MS
CJNE R6,#028D,REL1
JMP CALP5
REL1: JMP CALP6
KEYA_C5: CJNE A,#00001000B,KEYC_C5
CJNE R6,#028D,RP2
MOV PRES10,RESP_0 ;to be stored
MOV PRES11,RESP_1
MOV R5,#00H
INC R6

```

```

MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALP53
CALL EXHMENS
MOV R3,#00H
MOV PRES0,R5
CALL DATO_EXH
SETB ITO
SETB EA
SETB EX0
SETB P3.2
MOV A,P1
ANL A,#0C0H
MOV P1,A
ORL PCON,#01H ;idle mode
KP2: MOV PRES20,RESP_0 ;to be stored
MOV PRES21,RESP_1
CALL CDEF_P
JMP MUESTRA
KEYC_CS: CJNE A,#00100000B,KEYX_CS
JMP MUESTRA
KEYX_CS: CJNE R6,#028D,REL2
JMP CALP5
REL2: JMP CALP6
;*****
;* MENU DE CALIBRACION DE TEMPERATURA
;*****
CAL_TEMP: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT01 ;aphique Pmin
MOV R8,#030H
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT02 ;oprima tecla 1
CALL EXHMENS
SETB ITO
SETB EA
SETB EX0
SETB P3.2
MOV A,P1
ANL A,#0C0H
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB30: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY30
JMP CAL_TEMP
OKAY30: CJNE A,#00000010B,CTMIN_1
JMP CTMIN_2
CTMIN_1: JMP TECR_TM
CTMIN_2: SETB P1.6 ;temp = on
CALL DATO_T
MOV 7DH,TL1 ;NTMIN0
MOV 7CH,TH1 ;NTMIN1
MOV A,#011D
CALL SWRT_RAM
CALT0: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT03 ;aphique Pmx
MOV R8,#031D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT04 ;oprima tecla 2
CALL EXHMENS
SETB ITO

```

```

SETB EA
SETB EX0
SETB P3.2
MOV A,P1
ANL A,#0C0H
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB21: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY31
JMP CALT0
OKAY31: CJNE A,#00000010B,CTMIN_3
JMP CTMIN_4
CTMIN_3: JMP TECR_MAX
CTMIN_4: SETB P1.6      ;temp = on
CALL DATO_T
MOV B1H,TL1      ;NTMAX0
MOV T7H,TH1      ;NTMAX1
MOV A,#012H
CALL SWRT_RAM
CALT1: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT11
MOV R6,#020D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT12
CALL EXHMENS
SETB IT0
SETB EA
SETB EX0
SETB P3.2
MOV A,P1
ANL A,#0C0H
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB20: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY20
JMP CALT1
OKAY20: CJNE A,#00000010B,CT_1
JMP CT_2
CT_1: JMP TECR_T1
CT_2: CALL SAMP_T
MOV NTEMP10,NTEMP0 ;N1
MOV NTEMP11,NTEMP1
CALT2: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT21
MOV R6,#021D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT22
CALL EXHMENS
SETB IT0
SETB EA
SETB EX0
SETB P3.2
MOV A,P1
ANL A,#0C0H
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB21: MOV A,P1
ANL A,#03FH
JB P,OKAY21

```

```

JMP CALT2
OKAY21: CJNE A,#00000010B,CT_3
JMP CT_4
CT_3: JMP TECR_T2
CT_4: CALL SAMP_T
MOV NTEMP20,NTEMP0 ;N2
MOV NTEMP21,NTEMP1
MOV R5,#00H
CALT3: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT31
MOV R6,#022D
CALL EXHMENS
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT32
CALL EXHMENS
MOV R3,#01H
MOV TEMP0,R5
CALL DATO_EX0
SETB IT0
SETB EA
SETB EX0
SETB P3.2
MOV A,P1
ANL A,#0C0H
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB22: MOV A,P1
ANL A,#00100111B
JNB P,OKAY22
JMP CALT3
OKAY22: CJNE A,#00000010B,TECR_T3
INC R5
CALL D80MS
CJNE R6,#022D,CALT4
JMP CALT3
CALT4: MOV R7,#080H
CALL INSTRUC
MOV DPTR,#M_CALT33
MOV R6,#023H
CALL EXHMENS
MOV R3,#01H
MOV TEMP0,R5
CALL DATO_EX0
SETB IT0
SETB EA
SETB EX0
SETB P3.2
MOV A,P1
ANL A,#0C0H
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
DEBB23: MOV A,P1
ANL A,#00100111B
JNB P,OKAY23
JMP CALT4
OKAY23: CJNE A,#00000010B,TECR_T3
INC R5
CALL D80MS
JMP CALT4
*****
TECR_TM: CJNE A,#00010000B,TECC_TM
JMP SUBCAL
TECC_TM: CJNE A,#00100000B,TECX_TM
JMP MUESTRA
TECX_TM: JMP CAL_TEMP

```

```

*****
TECR_MAX: CJNE A,#00010000B,TECC_MAX
JMP CAL_TEMP
TECC_MAX: CJNE A,#00100000B,TECX_T1
JMP MUESTRA
TECX_MAX: JMP CALT0
*****
TECR_T1: CJNE A,#00010000B,TECC_T1
JMP SUBCAL
TECC_T1: CJNE A,#00100000B,TECX_T1
JMP MUESTRA
TECX_T1: JMP CAL_TEMP
*****
TECR_T2: CJNE A,#00010000B,TECC_T2
JMP CAL_TEMP
TECC_T2: CJNE A,#00100000B,TECX_T2
JMP MUESTRA
TECX_T2: JMP CALT2
*****
TECR_T3: CJNE A,#00000010B,TECA_T3
DEC R5
CALL DB0MS
CJNE R6,#0220,REL1
JMP CALT3
REL1: JMP CALT4
TECA_T3: CJNE A,#00000010B,TECC_T3
CJNE R6,#0220,KT2
MOV TEMP10,R5 ;To store the used value
MOV R5,#00H
INC R5
MOV R7,#0C0H
CALL INSTRU
MOV DPTR,#M_CALT33
CALL EXHMENS
MOV R3,#01H
MOV TEMP0,R3
CALL DATO_EXH
SETB IT0
SETB EA
SETB EX0
SETB P3.2
MOV A,P1
ANL A,#0C0H
MOV P1,A
ORL PCON,#01H
KT2: MOV TEMP20,R5 ;To store the used value
CALL COEF_T
JMP SUBCAL
TECC_T3: CJNE A,#00010000B,TECX_T3
JMP MUESTRA
TECX_T3: CJNE R6,#0280,REL2
JMP CALT3
REL2: JMP CALT4
*****
SUBROUTINAS DEL PROGRAMA PRINCIPAL
*****
SUBROUTINA INSTRU
; Subrutina INSTRU que chequea el BF y manda la instruccion al
; display.
*****
INSTRU: SETB P1.7 ;R,W = 1 read
CLR P2.7 ;RB = 0 command input

```

```

BFLAG: MOVX A,@R0 ;read BF
RLC A ;copy BF on Carry
JC BFLAG ;ask until BF = 0 to send
; a command
CLR P1.7 ;R,W = 0 write IR
MOV A,R7
MOVX @R0,A
RET
*****
SUBROUTINAS SAMP_T Y SAMP_P
;
; Para leer el valor de temperatura y presión son necesarios dos
; timers. Timer 0 Cuenta los periodos (dato)
; Timer 1 lleva la cuenta del total de ciclos de máquina
;
*****
SAMP_T: SETB P1.8 ;TEMP = ON
CALL DATO_T
MOV NTEMP0,TL1
MOV NTEMP1,TH1
;CALL AJUSTE_T
RET
SAMP_P: CLR P1.8 ;PRES = ON
CALL DATO_P
MOV NPRES0,TL1
MOV NPRES1,TH1
CALL AJUSTE_P
RET
*****
SUBROUTINA DATO_T Y DATO_P
; toma el dato común de presión ó temperatura
;
; Presión Temperatura
; N = 300 N = 120
; NTmáx = 10000 - 2710H NTmáx = 2880 - 0B40H
; NTmín = 8000 - 1388H NTmín = 2280 - 0BE8H
; En modo contador le toma dos CM para determinar un cambio
; de 1-0, entonces el valor real será:
; Np = 800 = 258H Nt = 240 = 0F0H
; T0: Contador T1: timer
; -800 = FDA2H -240 = FF10H
*****
DATO_T: MOV TMOD,#00010101B ;16 Bits, Mode 1,
; 10 counter, T1 timer
MOV TL0,#010H ;load counter to
; count pulses
MOV TH0,#0FFH ;2 cycle machines
; for each pulse
JMP SIG_DATO
DATO_P: MOV TMOD,#00010101B
MOV TL8,#0A5H
MOV TH8,#0FDH
SIG_DATO: MOV TLT,#00H
MOV TH1,#00H
SETB EA
SETB ET0
SETB ET1
; SETB EX0
; SETB EX1
; SETB PT1
; SETB PTO
SETB TR0
SETB TR1
ORL PCON,#01H ;idle mode
CLR TR1
CLR TR0

```

```

CLR PTO
CLR PT1
CLR EX1
CLR EX0
CLR ET1
CLR ET0
RET
.....
;
;           Subrutina AJUSTE_T Y AJUSTE_P
;
; Mediante AJUSTE_T se efectua la conversion del rango de salida
; del valor de temperatura muestreado.
; Mediante AJUSTE_P se hace un ajuste en el rango de presion con-
; siderando el valor de la temperatura actual.
;
.....
AJUSTE_T:  MOV  MIN0,NTEMP0
MOV  MIN1,NTEMP1
MOV  MIN2,#00H
MOV  MIN3,#00H
MOV  SUST0,7DH      ;NTMIN0
MOV  SUST1,7CH      ;NTMIN1
MOV  SUST2,#00H
MOV  SUST3,#00H
CALL  RESTA
MOV  MIN0,61H      ;NTMAX0
MOV  MIN1,17H      ;NTMAX1
MOV  MIN2,#00H
MOV  MIN3,#00H
MOV  SUST0,RESR_0
MOV  SUST1,RESR_1
MOV  SUST2,RESR_2
MOV  SUST3,RESR_3
CALL  RESTA
MOV  NTEMP0,RESR_0
MOV  NTEMP1,RESR_1
RET
.....
AJUSTE_P:  MOV  NTEMP0,7DH      ;NTMIN0
MOV  NTEMP1,7CH      ;NTMIN1
CALL  AJUSTE_T
MOV  7DH,NTEMP0      ;NTMIN0
MOV  7CH,NTEMP1      ;NTMIN1
MOV  MLTCND0,TC50
MOV  MLTCND1,TC51
MOV  MLTPR0,7DH      ;NTMIN0
MOV  MLTPR1,7CH      ;NTMIN1
CALL  S_PROD
MOV  SUM10,SENS0
MOV  SUM11,SENS1
MOV  SUM12,SENS2
MOV  SUM13,SENS3
MOV  SUM20,RESP_0
MOV  SUM21,RESP_1
MOV  SUM22,RESP_2
MOV  SUM23,RESP_3
CALL  SUMA
MOV  DIV0,IC50
MOV  DIV1,IC51
MOV  DIV2,#00H
MOV  DIV3,#00H
MOV  DIVR0,RESS_0
MOV  DIVR1,RESS_1
MOV  DIVR2,RESS_2
MOV  DIVR3,RESS_3
CALL  S_DIV
CALL  SAMP_T
MOV  MIN0,NTEMP0      ;T2 actual temperature
MOV  MIN1,NTEMP1
MOV  MIN2,#00H
MOV  MIN3,#00H
MOV  SUST0,7DH      ;NTMIN0
MOV  SUST1,7CH      ;NTMIN1
MOV  SUST2,#00H
MOV  SUST3,#00H
CALL  RESTA
MOV  MLTCND0,RESR_0
MOV  MLTCND1,RESR_1
MOV  MLTPR0,RES0_0
MOV  MLTPR1,RES0_1
CALL  S_PROD
MOV  MIN0,61H      ;NTMAX0
MOV  MIN1,17H      ;NTMAX1
MOV  MIN2,#00H
MOV  MIN3,#00H
MOV  SUST0,7DH      ;NTMIN0
MOV  SUST1,7CH      ;NTMIN1
MOV  SUST2,#00H
MOV  SUST3,#00H
CALL  RESTA
MOV  SUM10,RESR_0
MOV  SUM11,RESR_1
MOV  SUM12,RESR_2
MOV  SUM13,RESR_3
MOV  SUM20,RESP_0
MOV  SUM21,RESP_1
MOV  SUM22,RESP_2
MOV  SUM23,RESP_3
CALL  SUMA
MOV  DIV0,#040H      ;5000/000
MOV  DIV1,#04BH
MOV  DIV2,#04CH
MOV  DIV3,#00H
MOV  DIVR0,RESS_0
MOV  DIVR1,RESS_1
MOV  DIVR2,RESS_2
MOV  DIVR3,RESS_3
CALL  S_DIV
MOV  MIN0,NPPRES0
MOV  MIN1,NPPRES1
MOV  MIN2,#00H
MOV  MIN3,#00H
MOV  SUST0,18H      ;NPMIN0
MOV  SUST1,15H      ;NPMIN1
MOV  SUST2,#00H
MOV  SUST3,#00H
CALL  RESTA
MOV  MLTCND0,RESR_0
MOV  MLTCND1,RESR_1
MOV  MLTPR0,RES0_0
MOV  MLTPR1,RES0_1
CALL  S_PROD
MOV  DIV0,RESP_0      ;division by 1000
MOV  DIV1,RESP_1
MOV  DIV2,#00H
MOV  DIV3,#00H
MOV  DIVR0,#0EBH      ;1000
MOV  DIVR1,#03H
MOV  DIVR2,#00H
MOV  DIVR3,#00H
CALL  S_DIV
MOV  MIN0,14H      ;NPMAX0
MOV  MIN1,13H      ;NPMAX1

```

```

MOV MIN2,#00H
MOV MIN3,#00H
MOV SUST0,RES0_0
MOV SUST1,RES0_1
MOV SUST2,RES0_2
MOV SUST3,RES0_3
CALL RESTA
MOV NPRES0,RESR_0
MOV NPRES1,RESR_1
RET
;***** DELAY DE 1 SEG *****
DELAY1S: MOV TMOD,#0010001B ;timer 0 y 1 de 16 bits
MOV R1,#05H
LOOP1S: MOV TL1,#00H
MOV TH1,#00H
SETB EA
SETB ET1
;SETB EX1
SETB EX0
SETB Px0 ;por si se da al mismo tiempo
;Tf1 y IE0 (check priondad)
SETB TR1 ;enable TR1
ORL PCON,#01H ;idle mode
DJNZ R1,LOOP1S
CLR TR1
;CLR Px0
;CLR EX0
;CLR EX1
CLR ET1
RET
;***** DELAY DE 3 ms *****
DSMS: MOV R2,#0FFH
MOV R3,#0A3H
DEL1: DJNZ R2,DEL1
DEL2: DJNZ R3,DEL2
RET
;***** DELAY DE 100 uS *****
D100US: MOV R2,#08H
DEL3: DJNZ R2,DEL3
RET
;***** DELAY DE 80 ms *****
D80MS: MOV R3,#0FH
CALL DSMS
DJNZ R3,D80MS
RET
;*****
;*
;* SUBROUTINA COEF_P
;*
;* Subrutina principal que efectua la evaluación de los coeficien-
;* tes, necesarios para la calibración de la señal de presión y que
;* se almacenarán en la memoria RAM no volátil.
;*
;* N = P(S+Tc1) / Z + Tc2T
;*
;* *****
;* CALCULO DE TCS
;* Se emplea la ecuación:
;*
;* (N22+N11)-(N12+N21)
;* TCS = -----
;* (P2-P1)(T2-T1)
;*
;* *****
COEF_P: MOV SUM10,1EH ;N12 address
MOV SUM11,1FH
MOV SUM12,#00H
MOV SUM13,#00H
MOV SUM20,1EH ;N11 address
MOV SUM21,19H
MOV SUM22,#00H
MOV SUM23,#00H
CALL SUMA
MOV MLCND0,RES0_0 ;mult. by 1000
MOV MLCND1,RES0_1
MOV MLTPR0,#0E8H
MOV MLTPR1,#03H
CALL U_PROD
MOV DIV0,RESP_0
MOV DIV1,RESP_1
MOV DIV2,RESP_2
MOV DIV3,RESP_3
MOV MIN0,PRES20
MOV MIN1,PRES21
MOV MIN2,#00H
MOV MIN3,#00H
MOV SUST0,PRES10
MOV SUST1,PRES11
MOV SUST2,#00H
MOV SUST3,#00H
CALL RESTA
MOV MLCND0,RESR_0
MOV MLCND1,RESR_1
MOV MIN0,TEMP20
MOV MIN1,#00H
MOV MIN2,#00H
MOV MIN3,#00H
MOV SUST0,TEMP10
MOV SUST1,#00H
MOV SUST2,#00H
MOV SUST3,#00H
CALL RESTA
MOV MLTPR0,RESR_0
MOV MLTPR1,RESR_1
CALL S_PROD
MOV DIV0,RESP_0
MOV DIV1,RESP_1
MOV DIV2,RESP_2
MOV DIV3,RESP_3
CALL S_DIV
MOV MIN0,RES0_0
MOV MIN1,RES0_1
MOV MIN2,RES0_2
MOV MIN3,RES0_3
MOV SUM10,1AH ;N12 address
MOV SUM11,1BH
MOV SUM12,#00H
MOV SUM13,#00H
MOV SUM20,1CH ;N21 address
MOV SUM21,1DH
MOV SUM22,#00H
MOV SUM23,#00H
CALL SUMA
MOV MLCND0,RES0_0 ;mult. by 1000
MOV MLCND1,RES0_1
MOV MLTPR0,#0E8H
MOV MLTPR1,#03H
CALL U_PROD
MOV DIV0,RESP_0
MOV DIV1,RESP_1
MOV DIV2,RESP_2
MOV DIV3,RESP_3
CALL S_DIV
MOV SUST0,RES0_0

```



```

MOV SUST1,RESD_1
MOV SUST2,RESD_2
MOV SUST3,RESD_3
CALL RESTA
MOV TC50,RESR_0 ;Tcs será de 16 bits máx
MOV TC51,RESR_1 ;and it can be a negative value.
MOV A,#00D
CALL SWRT_RAM

```

```

.....
.*          CALCULO DE TCz
.*          Se emplea la siguiente ecuación:
.*
.*          N22-N21
.*          TCz = ----- - TCzP2
.*          T2-T1
.*

```

```

.....
MOV MIN0,1EH ;N22 address
MOV MIN1,1FH
MOV MIN2,#00H
MOV MIN3,#00H
MOV SUST0,1CH ;N21 address
MOV SUST1,1DH
MOV SUST2,#00H
MOV SUST3,#00H
CALL RESTA
MOV MLTCND0,RESR_0 ;mult by 1000
MOV MLTCND1,RESR_1
MOV MLTPR0,#0E8H
MOV MLTPR1,#03H
CALL S_PROD
MOV DIVD0,RESP_0
MOV DIVD1,RESP_1
MOV DIVD2,RESP_2
MOV DIVD3,RESP_3
MOV MIN0,TEMP20
MOV MIN1,#00H
MOV MIN2,#00H
MOV MIN3,#00H
MOV SUST0,TEMP10
MOV SUST1,#00H
MOV SUST2,#00H
MOV SUST3,#00H
CALL RESTA
MOV DIVR0,RESR_0
MOV DIVR1,RESR_1
MOV DIVR2,RESR_2
MOV DIVR3,RESR_3
CALL S_DIV
MOV MIN0,RESD_0
MOV MIN1,RESD_1
MOV MIN2,RESD_2
MOV MIN3,RESD_3
MOV MLTCND0,TC50
MOV MLTCND1,TC51
MOV MLTPR0,PRES20
MOV MLTPR1,PRES21
CALL S_PROD
MOV SUST0,RESP_0
MOV SUST1,RESP_1
MOV SUST2,RESP_2
MOV SUST3,RESP_3
CALL RESTA
MOV SEN50,RESR_0 ;queda en factor de 10
MOV SEN51,RESR_1 ;16 bits
MOV A,#02D
CALL SWRT_RAM

```

```

.....
.*          CALCULO DE S
.*          Se emplea la siguiente fórmula:
.*
.*          N22-N12
.*          S = ----- - TCzT2
.*          P2-P1
.*

```

```

.....
MOV MIN0,1EH ;N22 address
MOV MIN1,1FH
MOV MIN2,#00H
MOV MIN3,#00H
MOV SUST0,1AH ;N12 address
MOV SUST1,1BH
MOV SUST2,#00H
MOV SUST3,#00H
CALL RESTA
MOV MLTCND0,RESR_0 ;mult. by 1000
MOV MLTCND1,RESR_1
MOV MLTPR0,#0E8H
MOV MLTPR1,#03H
CALL S_PROD
MOV DIVD0,RESP_0
MOV DIVD1,RESP_1
MOV DIVD2,RESP_2
MOV DIVD3,RESP_3
MOV MIN0,PRES20
MOV MIN1,PRES21
MOV MIN2,#00H
MOV MIN3,#00H
MOV SUST0,PRES10
MOV SUST1,PRES11
MOV SUST2,#00H
MOV SUST3,#00H
CALL RESTA
MOV DIVR0,RESR_0
MOV DIVR1,RESR_1
MOV DIVR2,RESR_2
MOV DIVR3,RESR_3
CALL S_DIV
MOV MIN0,RESD_0
MOV MIN1,RESD_1
MOV MIN2,RESD_2
MOV MIN3,RESD_3
MOV MLTCND0,TC50
MOV MLTCND1,TC51
MOV MLTPR0,TEMP20
MOV MLTPR1,#00H
CALL S_PROD
MOV SUST0,RESP_0
MOV SUST1,RESP_1
MOV SUST2,RESP_2
MOV SUST3,RESP_3
CALL RESTA
MOV SEN50,RESR_0 ;queda en factor de 10 y
MOV SEN51,RESR_1 ;16 bits
MOV A,#02D
CALL SWRT_RAM

```

```

.....
.*          CALCULO DE Z
.*          Se emplea la siguiente ecuación:
.*
.*          Z = N22-SP2-TCzT2-TCzPzT2
.*
.....
MOV MLTCND0,1EH ;N22 address

```

```

MOV   MLTCND1,1FH      ;and mult. by 1000
MOV   MLTPR0,#06BH
MOV   MLTPR1,#03H
CALL  U_PROD
MOV   1EH,RESP_0      ;N22_0 address
MOV   1FH,RESP_1      ;N22_1 address
MOV   7CH,RESP_2      ;N22_2 address
MOV   7DH,RESP_3      ;N22_3 address
MOV   MLTCND0,SENS0
MOV   MLTCND1,SENS1
MOV   MLTPR0,PRES20
MOV   MLTPR1,PRES21
CALL  S_PROD
MOV   SUST0,RESP_0
MOV   SUST1,RESP_1
MOV   SUST2,RESP_2
MOV   SUST3,RESP_3
MOV   MIN0,1EH        ;N22_0 address
MOV   MIN1,1FH        ;N22_1 address
MOV   MIN2,7CH        ;N22_2 address
MOV   MIN3,7DH        ;N22_3 address
CALL  RESTA
MOV   MLTCND0,TC20
MOV   MLTCND1,TC21
MOV   MLTPR0,TEMP20
MOV   MLTPR1,#00H
CALL  S_PROD
MOV   MIN0,RESR_0
MOV   MIN1,RESR_1
MOV   MIN2,RESR_2
MOV   MIN3,RESR_3
MOV   SUST0,RESP_0
MOV   SUST1,RESP_1
MOV   SUST2,RESP_2
MOV   SUST3,RESP_3
CALL  RESTA
MOV   MLTCND0,TC50
MOV   MLTCND1,TC51
MOV   MLTPR0,PRES20
MOV   MLTPR1,PRES21
CALL  S_PROD
JB    RESP_3,7,S_PROD32
MOV   MLTCND0,RESP_0
MOV   MLTCND1,RESP_1
MOV   MLTPR0,TEMP20
MOV   MLTPR1,#00H
CALL  U_PROD
MOV   SUST0,RESP_0
MOV   SUST1,RESP_1
MOV   SUST2,RESP_2
MOV   SUST3,RESP_3
MOV   MIN0,RESR_0
MOV   MIN1,RESR_1
MOV   MIN2,RESR_2
MOV   MIN3,RESR_3
ZERO_V: CALL RESTA
MOV   ZERO0,RESR_0
MOV   ZERO1,RESR_1
MOV   ZERO2,RESR_2
MOV   ZERO3,RESR_3
MOV   A,#03D
CALL  SWRT_RAM
RET
S_PROD32: MOV   R0,#01CH      ;NEGAR address 0
MOV   @R0,RESP_0
INC   R0
MOV   @R0,RESP_1

```

```

INC   R0
MOV   @R0,RESP_2
INC   R0
MOV   @R0,RESP_3
CALL  NEGAR32      ;to get a positive value
MOV   R0,#01CH    ;NEGAR address 0
MOV   MLTCND0,@R0
INC   R0
MOV   MLTCND1,@R0
MOV   MLTPR0,TEMP20
MOV   MLTPR1,#00H
CALL  U_PROD
MOV   R0,#01CH    ;NEGAR address 0
MOV   @R0,RESP_0
INC   R0
MOV   @R0,RESP_1
INC   R0
MOV   @R0,RESP_2
INC   R0
MOV   @R0,RESP_3
CALL  NEGAR32      ;to get the original negative
MOV   R0,#01CH    ;value.
MOV   SUST0,@R0
INC   R0
MOV   SUST1,@R0
INC   R0
MOV   SUST2,@R0
INC   R0
MOV   SUST3,@R0
MOV   MIN0,RESR_0
MOV   MIN1,RESR_1
MOV   MIN2,RESR_2
MOV   MIN3,RESR_3
JMP   ZERO_V

```

```

.....
*
*                               SUBROUTINA S_CAL_P
*
* Subrutina de calibración de presión que emplea los coeficientes
* almacenados en la memoria RAM no volátil para calcular el valor
* calibrado de presión con la siguiente fórmula:
*
*                               N - Z + TCs T
*                               P = -----
*                               S + TCs T
*
* Donde se emplea el valor medido de presión N/NPRES y el valor
* calibrado de temperatura T:TEMP dado en decimas de ºC.
*
*
*.....
S_CAL_P:  MOV   MLTCND0,NPRES0
MOV   MLTCND1,NPRES1
MOV   MLTPR0,#06BH
MOV   MLTPR1,#03H
CALL  U_PROD
MOV   NPRES0,RESP_0
MOV   NPRES1,RESP_1
MOV   NPRES2,RESP_2
MOV   NPRES3,RESP_3
MOV   MIN0,NPRES0
MOV   MIN1,NPRES1
MOV   MIN2,NPRES2
MOV   MIN3,NPRES3
MOV   SUST0,ZERO0
MOV   SUST1,ZERO1
MOV   SUST2,ZERO2
MOV   SUST3,ZERO3

```



```

MOV   DIVR0,RESR_0
MOV   DIVR1,RESR_1
MOV   DIVR2,RESR_2
MOV   DIVR3,RESR_3
CALL  U_DIV
MOV   MTEMP0,RESD_0
MOV   MTEMP1,RESD_1
MOV   A,#04H
CALL  SWRT_RAM
;-----
;*
;*           CALCULO DE a
;*
;*           Se emplea la siguiente ecuación:
;*
;*           a = N1 · m11
;*
;-----
MOV   MLTCND0,MTEMP10
MOV   MLTCND1,MTEMP11
MOV   MLTPR0,#0E0H
MOV   MLTPR1,#03H
CALL  U_PROD
MOV   NTEMP10,RESP_0
MOV   NTEMP11,RESP_1
MOV   NTEMP12,RESP_2
MOV   NTEMP13,RESP_3
MOV   MLTCND0,MTEMP0
MOV   MLTCND1,MTEMP1
MOV   MLTPR0,TEMP10
MOV   MLTPR1,#00H
CALL  U_PROD
MOV   SUST0,RESP_0
MOV   SUST1,RESP_1
MOV   SUST2,RESP_2
MOV   SUST3,RESP_3
MOV   MIN0,MTEMP10
MOV   MIN1,MTEMP11
MOV   MIN2,MTEMP12
MOV   MIN3,MTEMP13
CALL  RESTA
MOV   OTEMP0,RESR_0 ;ordenada de 32 bits
MOV   OTEMP1,RESR_1
MOV   OTEMP2,RESR_2
MOV   OTEMP3,RESR_3
MOV   A,#05H
CALL  SWRT_RAM
RET
;-----
;*
;*           SUBROUTINA S_CAL_T
;*
;*           Esta subrutina proporciona el dato de temperatura calibrado de
;*           acuerdo a los coeficientes de calibración MTEMP y OTEMP que se
;*           emplearon en la subrutina COEF_T.
;*           Se emplea la siguiente ecuación:
;*
;*           I: Temperatura en
;*                decimas de ºC
;*           N · a      N: Dato leído
;*           I = -----
;*           m          a: OTEMP
;*                m: MTEMP
;*
;-----
S_CAL_T:  MOV   MLTCND0,MTEMP0
MOV   MLTCND1,MTEMP1
MOV   MLTPR0,#0E0H
MOV   MLTPR1,#03H
CALL  U_PROD

```

```

MOV   DIVD0,MTEMP0
MOV   DIVD1,MTEMP1
MOV   DIVD2,#00H
MOV   DIVD3,#00H
MOV   DIVR0,#0AH
MOV   DIVR1,#00H
MOV   DIVR2,#00H
MOV   DIVR3,#00H
CALL  U_DIV
MOV   MTEMP0,RESD_0
MOV   MTEMP1,RESD_1
MOV   MIN0,RESP_0
MOV   MIN1,RESP_1
MOV   MIN2,RESP_2
MOV   MIN3,RESP_3
MOV   SUST0,OTEMP0
MOV   SUST1,OTEMP1
MOV   SUST2,OTEMP2
MOV   SUST3,OTEMP3
CALL  RESTA
MOV   DIVD0,RESR_0
MOV   DIVD1,RESR_1
MOV   DIVD2,RESR_2
MOV   DIVD3,RESR_3
MOV   DIVR0,MTEMP0
MOV   DIVR1,MTEMP1
MOV   DIVR2,#00H
MOV   DIVR3,#00H
CALL  S_DIV
MOV   TEMPO,RESD_0 ;almacenar el valor de temp.
MOV   TEMP1,RESD_1
RET
;-----
;*
;*           SUBROUTINA S_CAL_A
;*
;*           Subrutina de cálculo de altura en el rango de 0 a 5000 metros.
;*           Se considera un incremento de h = 1 m/dec mBar en este rango,
;*           por lo que se empleará la siguiente ecuación.
;*
;*           h = 10500 · mP [P] = [dec mBar]
;*                [m] = [1 m/dec mBar]
;*
;-----
S_CAL_A:  CALL  SAMP_P
CALL  S_CAL_P
MOV   MIN0,#04H
MOV   MIN1,#029H
MOV   MIN2,#00H
MOV   MIN3,#00H
MOV   SUST0,PRES0
MOV   SUST1,PRES1
MOV   SUST2,#00H
MOV   SUST3,#00H
CALL  RESTA
MOV   ALT0,RESR_0
MOV   ALT1,RESR_1
RET
;-----
;*
;*           SUBROUTINA VAL_CAL
;*
;*           Con esta subrutina se obtienen los valores de los coeficientes
;*           de calibración: TC4, TC3, SENS, ZERO, MTEMP, OTEMP, TEMPI,
;*           TEMP2, PRES1, PRES2, UNID, NTMIN, NTMAX, NPMIN y NPNMAX
;*           Estos valores se encuentran respectivamente en las localidades
;*           0 a 15 de la memoria RAM no volátil.

```

```

*
*
*****
VAL_CAL:  SETB  P3.5
ANL  SCON, #00H ;mode 0 TI = RI = 0
MOV  SBUF, #11010000B ;recall data into RAM
JNB  TI, $
CLR  TI ;limpia TI, después de regresar
;de la localidad del vector de
;interrupción.
*****
MOV  SBUF, #11110000B ;read word 0, TCs
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN ;start the first reception
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  TCS0, SBUF
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  TCS1, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11110001B ;read word 1, TCz
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  TCZ0, SBUF
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  TCZ1, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11110010B ;read word 2, SENS
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  SENS0, SBUF
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  SENS1, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11110011B ;read word 3, ZERO
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  ZERO0, SBUF
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  ZERO1, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11110100B ;read word 4, MTEMP
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN

```

```

CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  MTEMP0, SBUF
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  MTEMP1, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11110101B ;read word 5, OTEMP
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  OTEMP0, SBUF
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  OTEMP1, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11110110B ;read word 6, OTEMP_2 y OTEMP_3
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  OTEMP2, SBUF
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  OTEMP3, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11110111B ;read word 7, TEMP1
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  TEMP10, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11111000B ;read word 8, TEMP2
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  TEMP20, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11111001B ;read word 9, PRES1
JNB  TI, $
CLR  TI
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  PRES10, SBUF
SETB REN
CLR  RI
JNB  RI, $
MOV  PRES11, SBUF
CLR  REN
*****
MOV  SBUF, #11111010B ;read word 10, PRES2

```

```

JNB TL$
CLR R1
SETB REN
CLR R3
JNB RL$,
MOV PRES20,SBUF
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV PRES21,SBUF
CLR REN
;*****
MOV SBUF,#11111011B ;read word 11, UNID
JNB TL$,
CLR T1
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV UNID0,SBUF
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV UNID1,SBUF
CLR REN
;*****
MOV SBUF,#11111100B ;read word 12, NTMIN
JNB TL$,
CLR T1
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV T0H,SBUF ;NTMIN0
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV T0L,SBUF ;NTMIN1
CLR REN
;*****
MOV SBUF,#11111101B ;read word 13, NTMAX
JNB TL$,
CLR T1
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV 01H,SBUF ;NTMAX0
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV 11H,SBUF ;NTMAX1
CLR REN
;*****
MOV SBUF,#11111110B ;read word 14, NPMIN
JNB TL$,
CLR T1
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV 18H,SBUF ;NPMIN0
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV 19H,SBUF ;NPMIN1
CLR REN
;*****
MOV SBUF,#11111111B ;read word 15, NPMAX
JNB TL$,
CLR T1

```

```

SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV 14H,SBUF ;NPMAX0
SETB REN
CLR R1
JNB RL$,
MOV 13H,SBUF ;NPMAX1
CLR REN
RET
;*****
; SUBROUTINA DATO_EXH
;
; Con esta subrutina se obtendran los valores a exhibir en el
; display AND 491 en codigo ASCII.
; El dato de entrada estara dado en las localidades BCD0, BCD1
; y BCD2 cuyo valor sera dado de acuerdo a las unidades de
; medicion previamente almacenadas en las localidades UNID_L y
; UNID_H.
;
;*****
DATO_EXH: CJNE R3,#00H,DAT01
MOV DATO_LD,PRES0
MOV DATO_HD,PRES1
MOV R7,#082H
JMP CONT_EXH
DATO1: CJNE R3,#01H,DAT02
MOV DATO_LD,TEMP0
MOV DATO_HD,TEMP1
MOV R7,#0C2H
JMP CONT_EXH
DATO2: MOV DATO_LD,ALTO
MOV DATO_HD,ALT1
MOV R7,#0B8H
CONT_EXH: CALL CONVERT
CALL @NBCD
CALL @HECABF
CLR P1.7 ;R/W
MOV A,R7 ;r's sending the right to send
MOVX @P0,A ;the actual value
;decimals output
SETB P2.7 ;RS = 1 data input
MOV @P0,#02BH ;BCD1 address
MOV A,@P0
SWAP A
MOV @P0,A
MOV A,#030H
XCHD A,@P0
MOVX @P0,A
CALL @HECABF
SETB P2.7
CLR P1.7
MOV A,@P0
SWAP A
MOV @P0,A
MOV A,#030H
XCHD A,@P0
MOVX @P0,A
CALL @HECABF
SETB P2.7
CLR P1.7
DEC R0
MOV A,@P0
SWAP A
MOV @P0,A
MOV A,#030H

```

```
XCHD A,@R0
MOVX @R0,A
CALL CHECABF
SETB P2.7
CLR P1.7
MOV A,@R0
SWAP A
MOV @R0,A
MOV A,#030H
XCHD A,@R0
MOVX @R0,A
RET
```

:; SUBROUTINA CHECA EL BUSY FLAG

```
CHECABF: SETB P1.7 ;R/W
CLR P2.7 ;RS
BFLAG1: MOVX A,@R0 ;read the busy flag
RLC A
JC .BFLAG1
RET
```

:; SUBROUTINA BINBCD

:; Subrutina para convertir un número binario de 16 bits a su
:; equivalente en código BCD.
:; El dato binario de entrada se encuentra en las localidades
:; etiquetadas por DATO_LD y DATO_HD y el dato de salida estará
:; dado en las localidades etiquetadas BCD_0, BCD_1 y BCD_2.

```
BINBCD: MOV R2,#00H ;contador
MOV ALTO,#00H ;counter comodin
MOV DIVR0,#0AH
MOV DIVR1,#00H
MOV DIVR2,#00H
MOV DIVR3,#00H
MOV DIV0,DATO_LD
MOV DIV1,DATO_HD
MOV DIV2,#00H
MOV DIV3,#00H
SJMP BCD_0
BCD_0A: MOV DIV0,RESD_0
MOV DIV1,RESD_1
MOV DIV2,RESD_2
MOV DIV3,RESD_3
MOV ALTO,R2 ;to save the counter value
BCD_0S: CALL S_DIV
MOV R2,ALTO
INC R2
CJNE R2,#01H,BCD_2
MOV BCD0,RESID0
SALBCD: MOV R1,#00CH ;RESD_0 address
CJNE @R1,#00H,BCD_0A
INC R1
CJNE @R1,#00H,BCD_0A ;RESD_1 address
INC R1
CJNE @R1,#00H,BCD_0A ;RESD_2 address
INC R1
CJNE @R1,#00H,BCD_0A ;RESD_3 address
RET
BCD_2: CJNE R2,#02H,BCD_3
MOV A,BCD0
SWAP A
ORL A,RESID0
SWAP A
```

```
MOV BCD0,A
JMP SALBCD
BCD_3: CJNE R2,#03H,BCD_4
MOV BCD1,RESID0
JMP SALBCD
BCD_4: CJNE R2,#04H,BCD_5
MOV A,BCD1
SWAP A
ORL A,RESID0
SWAP A
MOV BCD1,A
JMP SALBCD
BCD_5: MOV BCD2,RESID0
RET
```

:; SUBROUTINA EXHMENS

:; Muestra los mensajes que se utilizan en los diferentes menús
:; del programa principal

```
EXHMENS: MOV A,#00H
MOVX A,@A+DPTR ;carga el acumulador con la
;información contenida en la
;dirección del DPTR
CJNE A,#03H,DISPLAY ;si A no es igual a fin de
;carácter salta a display
JMP FIN ;como termino el mensaje, con-
;tinúa con la siguiente línea
;si es el caso
DISPLAY: CALL ESCDISP ;llama a subrutina para escri-
;bir en el display
INC DPTR
JMP EXHMENS
FIN: RET
```

:; SUBROUTINA ESCDISP

:; Con esta subrutina se escriben los caracteres en código ASCII
:; empleando el registro R7, verificando que el display no se en-
:; cuente ocupado para recibirlas.

```
ESCDISP: MOV R7,A ;save información en R7
SETB P1.7 ;R/W = 1 (R write
CLR P2.7 ;RS = 0
BFLAG2: MOVX A,@R0 ;read BF
RLC A ;copy BF on carry
JC BFLAG2 ;ask until BF = 0 to send a
;command
SETB P2.7 ;RS = 1 (R write
CLR P1.7 ;R/W = 0
MOV A,R7
MOVX @R0,A ;the information is sent to
;display
RET
```

:; SUBROUTINA SWRT_RAM

:; Esta subrutina tiene como función escribir en memoria RAM no
:; volátil los valores de los coeficientes de calibración de
:; Presión y Temperatura además de la información de las unidades
:; empleadas.

:; La dirección en la cual se escribirá la información estará dada
:; por el valor del Acumulador.

```
:; *****
```

```

SWRT_RAM: SETB P3.5 ;CE RAM on
ANL SC0N,#00H ;mode 0 TI=RI=0
MOV SBUF,#10010000B ;enable write latch
JNB TL5
CLR TI
CJNE A,#00D,WRAM1
MOV SBUF,#11100000B ;write on address 0
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,TC50
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,TC51
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B ;storing on EEPROM
JNB TL5
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM1: CJNE A,#01D,WRAM2
MOV SBUF,#11100001B ;write on address 1
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,TC20
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,TC21
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B ;storing on EEPROM
JNB TL5
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM2: CJNE A,#02D,WRAM3
MOV SBUF,#11100010B ;write on address 2
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,SENS0
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,SENS1
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TL5
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM3: CJNE A,#03D,WRAM4
MOV SBUF,#11100011B ;write on address 3
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,ZERO
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,ZERO1
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TL5
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM4: CJNE A,#04D,WRAM5
MOV SBUF,#11100100B ;write on address 4

```

```

JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,MTEMP0
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,MTEMP1
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TL5
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM5: CJNE A,#05D,WRAM6
MOV SBUF,#11100101B ;write on address 5
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,OTEMP0
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,OTEMP1
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#1100110B ;write on address 6
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,OTEMP2
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,OTEMP3
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TL5
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM6: CJNE A,#06D,WRAM7
MOV SBUF,#11101110B ;write on address 7
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,TEMP10
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TL5
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM7: CJNE A,#07D,WRAM8
MOV SBUF,#11101000B ;write on address 8
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,TEMP20
JNB TL5
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TL5
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM8: CJNE A,#08D,WRAM9
MOV SBUF,#11101001B ;write on address 9
JNB TL5

```



```

CLR TI
MOV SBUF,PRES10
JNB TI,$
CLR TI
MOV SBUF,PRES11
JNB TI,$
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TI,$
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM0: CJNE A,#000,WRAM0
MOV SBUF,#111101010B ;write on address 10
JNB TI,$
CLR TI
MOV SBUF,PRES20
JNB TI,$
CLR TI
MOV SBUF,PRES21
JNB TI,$
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TI,$
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
WRAM10: MOV SBUF,#111010111B ;write on address 11
JNB TI,$
CLR TI
MOV SBUF,UNID0
JNB TI,$
CLR TI
MOV SBUF,UNID1
JNB TI,$
CLR TI
MOV SBUF,#01000000B
JNB TI,$
CLR TI
CLR P3.5 ;CE RAM off
RET
.....
*
* SUBROUTINA S_ANALOG
*
* Esta subrutina envía el valor calibrado hacia el convertidor
* D/A, enviándose primero la parte baja y posteriormente la parte
* alta, cabe mencionar que aunque esta opción se seleccione, no
* operará a menos que se alimente esta sección de conversión D/A
* mediante la introducción del jack en el receptáculo dispuesto
* para tal fin.
*
*.....
S_ANALOG: MOV DVID0,PRES0 ;Adjust for the voltage
MOV DVID1,PRES1 ;output in order to
MOV DVID2,#00H ;obtain a proper value.
MOV DVID3,#00H
MOV DVID0,#05H
MOV DVID1,#00H
MOV DVID2,#00H
MOV DVID3,#00H
CALL U_DIV
MOV PRES0,RES0_0
MOV PRES1,RES0_1
MOV RI,#10001011B ;set DDRAM on first line
;write position.
CALL INSTRUC

```

```

MOV DPTR,#M_LOWBAT
CALL EXHMENS
MOV A,PRES0
MOVX @R0,A ;sending the low byte of the
;calibrated pressure.
SETB P2.6 ;latching low-byte
MOV A,PRES1
MOVX @R0,A ;sending the high-byte of the
;calibrated pressure.
CLR P2.6 ;disable low latch
SETB P2.5 ;latching high-byte
CLR P2.6 ;disable high latch
RET
.....
*
* SUBROUTINA CONVERT
*
* Esta rutina verifica las localidades UNID_L y UNID_H para esta-
* blecer el tipo de unidades a utilizar por el medidor y efectúa
* la conversión de DEC MBAR a cualquier unidad y de DEC GC a
* cualquier unidad.
* El resultado se almacena en las localidades DATO_LD y DATO_HD.
*
*.....
CONVERT: RET
.....
*
* SUBROUTINA SUMA
*
* Subrutina que evalúa la suma de dos números signados de 32 bits
* y cuyos sumandos están en las localidades:
* SUM10 en 44H, ... SUM13 en 4DH
* SUM20 en 45H, ... SUM23 en 4EH
* y el resultado:
* RES0_0 en 46H, ... RES0_3 en 4FH
*
*.....
SUMA: CLR C
MOV R0,#044H ;sum10
MOV A,@R0
INC R0 ;45h
ADDC A,@R0 ;sum20
INC R0 ;46h
MOV @R0,A ;ress_0
INC R0 ;47h
MOV A,@R0 ;sum11
INC R0 ;48h
ADDC A,@R0 ;sum21
INC R0 ;49h
MOV @R0,A ;ress_1
INC R0 ;4Ah
MOV A,@R0 ;sum12
INC R0 ;4Bh
ADDC A,@R0 ;sum22
INC R0 ;4Ch
MOV @R0,A ;ress_2
INC R0 ;4Dh
MOV A,@R0 ;sum13
INC R0 ;4Eh
ADDC A,@R0 ;sum23
INC R0 ;4Fh
MOV @R0,A ;ress_3
RET
.....
*
* SUBROUTINA RESTA
*
*

```

```

;* Subrutina que evalúa la diferencia de dos números signados de
;* 32 bits.
;*
;*
;*
*****
RESTA:  MOV  R0,#01CH  ;NEGO address
MOV  @R0,SUST0
INC  R0
MOV  @R0,SUST1  ;NEG1 address
INC  R0
MOV  @R0,SUST2  ;NEG2 address
INC  R0
MOV  @R0,SUST3  ;NEG3 address
MOV  SUM10,MIN0
MOV  SUM11,MIN1
MOV  SUM12,MIN2
MOV  SUM13,MIN3
CALL  NEGAR32
MOV  R0,#01CH  ;NEGO address
MOV  SUM20,@R0
INC  R0
MOV  SUM21,@R0
INC  R0
MOV  SUM22,@R0
INC  R0
MOV  SUM23,@R0
CALL  SUMA
MOV  RESR_0,RESS_0
MOV  RESR_1,RESS_1
MOV  RESR_2,RESS_2
MOV  RESR_3,RESS_3
RET
*****
;*
;*          SUBROUTINA NEGAR
;*
;*  Obtención del complemento a 2 de números de 16 y 32 bits
;*
;*
;*
*****
NEGAR32: CLR  C
MOV  R0,#01CH  ;address R_NEG0
MOV  A,@R0
CPL  A
ADDC A,#01H
MOV  @R0,A  ;guarda R_NEG0
INC  R0
MOV  A,@R0
CPL  A
JC  NEG_1
MOV  @R0,A  ;guarda R_NEG1
SJMPL NEG_2
NEG_1:  ADDC A,#00H
MOV  @R0,A
NEG_2:  INC  R0
MOV  A,@R0
CPL  A
JC  NEG_3
MOV  @R0,A
SJMPL NEG_4
NEG_3:  ADDC A,#00H
MOV  @R0,A  ;guarda R_NEG2

```

```

NEG_4:  INC  R0
MOV  A,@R0
CPL  A
JC  NEG_5
MOV  @R0,A
SJMPL NEG_6
NEG_5:  ADDC A,#00H
MOV  @R0,A  ;guarda R_NEG3
NEG_6:  RET
NEGAR16: CLR  C
MOV  R0,#01CH  ;address R_NEG0 (16 BITS)
MOV  A,@R0
CPL  A
ADDC A,#01H
MOV  @R0,A  ;R_NEG0
INC  R0
MOV  A,@R0
CPL  A
JC  NEG_7
MOV  @R0,A
SJMPL NEG_8
NEG_7:  ADDC A,#00H
MOV  @R0,A  ;R_NEG1
NEG_8:  RET
*****
;*
;*          SUBROUTINA S_PROD
;*
;*  Subrutina que evalúa la multiplicación de dos números signados
;*  de 16 bits.
;*
;*
*****
S_PROD: MOV  C,MLTCD1.7
MOV  BIT1,C
MOV  C,MLTPR1.7
MOV  BIT2,C
CALL  SIGNO
JB  MLTCD1.7,N_CND ;salta si MLTCD 0
S_SP1:  JB  MLTPR1.7,N_PR ;salta si MLTPR 0
S_SP2:  CALL  U_PROD
JMP  F_SPROD
N_CND:  MOV  R0,#01CH  ;NEGO address
MOV  @R0,MLTCDNO
INC  R0
MOV  @R0,MLTCDN1
CALL  NEGAR16
MOV  MLTCDN1,@R0
DEC  R0
MOV  MLTCDNO,@R0
JMP  S_SP1
N_PR:  MOV  R0,#01CH  ;NEGO address
MOV  @R0,MLTPRO
INC  R0
MOV  @R0,MLTPR1
CALL  NEGAR16
MOV  MLTPR1,@R0
DEC  R0
MOV  MLTPRO,@R0
JMP  S_SP2
F_SPROD: JB  V_SIGNO,SAL_P ;signa signo al result.
;del producto.
MOV  R0,#01CH  ;negates the result
MOV  @R0,RESP_0
INC  R0
MOV  @R0,RESP_1
INC  R0

```



```

MOV @R0,DIVR1
INC R0
MOV @R0,DIVR2
INC R0
MOV @R0,DIVR3
CALL NEGAR32
MOV DIVR3,@R0
DEC R0
MOV DIVR2,@R0
DEC R0
MOV DIVR1,@R0
DEC R0
MOV DIVR0,@R0
JMP $,SDIV2
F_SDIV: JB V_SIGNO,SAL_D ;asigna el signo al resultado
MOV R0,#01CH ;NEG0 address
MOV @R0,RES0_0
INC R0
MOV @R0,RES0_1
INC R0
MOV @R0,RES0_2
INC R0
MOV @R0,RES0_3
CALL NEGAR32
MOV RES0_3,@R0
DEC R0
MOV RES0_2,@R0
DEC R0
MOV RES0_1,@R0
DEC R0
MOV RES0_0,@R0
SAL_D: RET
;.....
;*
;* SUBROUTINA U_DIV
;*
;* Subrutina que evalua la división de dos números enteros no
;* signados de 32 bits.
;*
;.....
U_DIV: MOV R0,#033D ;contador
MOV RES00,#00H
MOV RES01,#00H
MOV RES02,#00H
MOV RES03,#00H
CICLOD: CLR C ;comienza resta resid - divr
MOV A,RES00
SUBB A,DIVR0
MOV R2,A
MOV A,RES01
SUBB A,DIVR1
MOV R3,A
MOV A,RES02
SUBB A,DIVR2
MOV R4,A
MOV A,RES03
SUBB A,DIVR3
MOV R5,A
JC SINRESTA ;si no hay borrow(C) entonces
MOV RES00,R2 ;RESID = RESR
MOV RES01,R3
MOV RES02,R4
MOV RES03,R5
SINRESTA: CPL C ;complementa borrow
MOV A,DIVD0 ;ota divd/cociente a la izq.
RLC A
MOV DIVD0,A

```

```

MOV A,DIVD1
RLC A
MOV DIVD1,A
MOV A,DIVD2
RLC A
MOV DIVD2,A
MOV A,DIVD3
RLC A
MOV DIVD3,A
MOV A,RESID0 ;ota residuo a la izquierda
RLC A
MOV RESID0,A
MOV A,RESID1
RLC A
MOV RESID1,A
MOV A,RESID2
RLC A
MOV RESID2,A
MOV A,RESID3
RLC A
MOV RESID3,A
DJNZ R0,CICLOD
CLR C ;ota residuo a la derecha
MOV A,RESID0 ;finalmente
RRC A
MOV RESID0,A
MOV A,RESID1
RRC A
MOV RESID1,A
MOV A,RESID2
RRC A
MOV RESID2,A
MOV A,RESID3
RRC A
MOV RESID3,A
MOV RESD_0,DIVD0 ;guarda resultado de la división
MOV RESD_1,DIVD1
MOV RESD_2,DIVD2
MOV RESD_3,DIVD3
FIN_DIV: RET
;.....
;*
;* SUBROUTINA 32-16
;*
;* Esta subrutina efectua la conversión de dígitos de 32 bits a
;* 16 bits y viceversa dependiendo del valor de V_3216.
;*
;* Si V_3216 = 1 conversión de 32 a 16 bits
;* Si V_3216 = 0 conversión de 16 a 32 bits.
;.....
;*
;* MENSAJES EMPLEADOS EN EL PROGRAMA PRINCIPAL
;.....
M_PR11: DB "P = mbar"
DB 03H
M_ANAL1: DB "1:SAUR ?"
DB 03H
M_PR12: DB "T = ,0DFH,C":1:MENU?"
DB 03H
M_PR21: DB "1:PRESION 2:TEMP"
DB 03H
M_PR22: DB "3:ALTURA 4:CAL?"
DB 03H
M_PRES11: DB "1:MEDICION"

```

DB 03H		M_CALT02:	DB 'OPRMA TECLA 1 7'
M_PRES12:	DB ' 2. UNIDADES?'	DB 03H	
DB 03H		M_CALT03:	DB 'APLUQUE T.MAX'
M_PRES21:	DB ' 1. DIFERENCIAL'	DB 03H	
DB 03H		M_CALT04:	DB 'OPRMA TECLA 2 7'
M_PRES22:	DB ' 2. MANOMETRICA?'	DB 03H	
DB 03H		M_CALT11:	DB 'APLUQUE TEMP 1'
M_PRES31:	DB ' 1. mBar 2.xPa'	DB 03H	
DB 03H		M_CALT12:	DB 'OPRMA TECLA 1 7'
M_PRES32:	DB ' 3. PSI 4. mmHg?'	DB 03H	
DB 03H		M_CALT21:	DB 'APLUQUE TEMP 2'
M_PDF11:	DB 'APLUQUE PRESION1'	DB 03H	
DB 03H		M_CALT22:	DB 'OPRMA TECLA 2 7'
M_PDF12:	DB 'OPRMA TECLA 1'	DB 03H	
DB 03H		M_CALT31:	DB ' ', 'Retroc Avanz'
M_PDF21:	DB 'APLUQUE PRESION2'	DB 03H	
DB 03H		M_CALT32:	DB ' TEMP 1 = ', 'ODFH,'C'
M_PDF22:	DB 'OPRMA TECLA 2'	DB 03H	
DB 03H		M_CALT33:	DB ' TEMP 2 = ', 'ODFH,'C'
M_PDF31:	DB ' P Dif = . mBar'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP01:	DB 'APLUQUE P. MIN'
M_PDF32:	DB ' 1. MEDIR 2. SAUR?'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP02:	DB 'OPRMA TECLA 1 7'
M_PMAN11:	DB 'APLUQUE PRESION'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP03:	DB 'APLUQUE P. MAX.'
M_PMAN12:	DB 'OPRMA TECLA 1'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP04:	DB 'OPRMA TECLA 2 7'
M_PMAN21:	DB ' Pman = . mBar'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP11:	DB ' APLUQUE P1, T1'
M_PMAN22:	DB ' 1. MEDIR 2. SAUR?'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP12:	DB 'OPRMA TECLA 1 7'
M_ALT11:	DB ' 1. MEDICION'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP21:	DB ' APLUQUE P1, T2'
M_ALT12:	DB ' 2. UNIDADES?'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP22:	DB 'OPRMA TECLA 2 7'
M_ALT21:	DB ' 1. NIVEL DE MAR'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP31:	DB ' APLUQUE P2, T1'
M_ALT22:	DB ' 2. DIFERENCIAL?'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP32:	DB 'OPRMA TECLA 3 7'
M_ALT31:	DB ' ALT = m'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP41:	DB 'APLUQUE P2, T2'
M_ALT32:	DB ' 1. MEDIR 2. SAUR?'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP42:	DB 'OPRMA TECLA 4 7'
M_ALT41:	DB ' NIVEL 1'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP51:	DB ' ', 'Retroc Avanz'
M_ALT42:	DB 'OPRMA TECLA 1 7'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP52:	DB ' PRES1 = mBar'
M_ALT51:	DB ' NIVEL 2'	DB 03H	
DB 03H		M_CALP53:	DB ' PRES2 = mBar'
M_ALT52:	DB 'OPRMA TECLA 2 7'	DB 03H	
DB 03H		M_LOWBAT:	DB 'LB'
M_ALT61:	DB 'ALT DIF = '	DB 03H	
DB 03H		END	
M_ALT62:	DB ' 1. MEDIR 2. SAUR?'		
DB 03H			
M_ALT71:	DB ' 1. METROS 2. PIES'		
DB 03H			
M_TEMP11:	DB ' 1: ', 'ODFH,'C', 2: ', 'ODFH,'F'		
DB 03H			
M_TEMP12:	DB ' 3. KELVIN 7'		
DB 03H			
M_CAL11:	DB ' 1: TEMPERATURA'		
DB 03H			
M_CAL12:	DB ' 2: PRESION 7'		
DB 03H			
M_CALT01:	DB 'APLUQUE T. MIN'		
DB 03H			

MCS®-51 INSTRUCTION SET

Table 10. 8051 Instruction Set Summary

Interrupt Response Time: Refer to Hardware Description Chapter.					
Instructions that Affect Flag Settings ⁽¹⁾					
Instruction	Flag	Instruction	Flag		
	C OV AC		C OV AC		
ADD	x x x	CLR C	O		
ADDC	x x x	CPL C	x		
SUBB	x x x	ANL C,bit	x		
MUL	O x	ANL C,bit	x		
DIV	O x	ORL C,bit	x		
DA	x	ORL C,bit	x		
RRC	x	MOV C,bit	x		
RLC	x	CJNE	x		
SETB C	1				

⁽¹⁾Note that operations on SFR byte address 208 or bit addresses 209-215 (i.e., the PSW or bits in the PSW) will also affect flag settings.

Note on instruction set and addressing modes:

- Rn — Register R7-R0 of the currently selected Register Bank.
- direct — 8-bit internal data location's address. This could be an Internal Data RAM location (0-127) or a SFR (i.e., I/O port, control register, status register, etc. (128-255)).
- @Ri — 8-bit internal data RAM location (0-255) addressed indirectly through register R1 or R0.
- #data — 8-bit constant included in instruction.
- #data 16 — 16-bit constant included in instruction.
- addr 16 — 16-bit destination address. Used by LCALL & LJMP. A branch can be anywhere within the 64K-byte Program Memory address space.
- addr 11 — 11-bit destination address. Used by ACALL & AJMP. The branch will be within the same 2K-byte page of program memory as the first byte of the following instruction.
- rel — Signed (two's complement) 8-bit offset byte. Used by SJMP and all conditional jumps. Range is -128 to +127 bytes relative to first byte of the following instruction.
- bit — Direct Addressed bit in Internal Data RAM or Special Function Register.
- *

— New operation not provided by 8048AH/8049AH.

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS			
ADD A,Rn	Add register to Accumulator	1	12
ADD A,direct	Add direct byte to Accumulator	2	12
ADD A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator	1	12
ADD A,#data	Add immediate data to Accumulator	2	12
ADDC A,Rn	Add register to Accumulator with Carry	1	12
ADDC A,direct	Add direct byte to Accumulator with Carry	2	12
ADDC A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator with Carry	1	12
ADDC A,#data	Add immediate data to Accumulator with Carry	2	12
SUBB A,Rn	Subtract Register from Acc with borrow	1	12
SUBB A,direct	Subtract direct byte from Acc with borrow	2	12
SUBB A,@Ri	Subtract indirect RAM from ACC with borrow	1	12
SUBB A,#data	Subtract immediate data from Acc with borrow	2	12
INC A	Increment Accumulator	1	12
INC Rn	Increment register	1	12
INC direct	Increment direct byte	2	12
INC @Ri	Increment direct RAM	1	12
DEC A	Decrement Accumulator	1	12
DEC Rn	Decrement Register	1	12
DEC direct	Decrement direct byte	2	12
DEC @Ri	Decrement indirect RAM	1	12

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS (Continued)			
INC DPTR	Increment Data Pointer	1	24
MUL AB	Multiply A & B	1	48
DIV AB	Divide A by B	1	48
DA A	Decimal Adjust Accumulator	1	12
LOGICAL OPERATIONS			
ANL A,Rn	AND Register to Accumulator	1	12
ANL A,direct	AND direct byte to Accumulator	2	12
ANL A, #Ri	AND indirect RAM to Accumulator	1	12
ANL A, #data	AND immediate data to Accumulator	2	12
ANL direct,A	AND Accumulator to direct byte	2	12
ANL direct, #data	AND immediate data to direct byte	3	24
ORL A,Rn	OR register to Accumulator	1	12
ORL A,direct	OR direct byte to Accumulator	2	12
ORL A, #Ri	OR indirect RAM to Accumulator	1	12
ORL A, #data	OR immediate data to Accumulator	2	12
ORL direct,A	OR Accumulator to direct byte	2	12
ORL direct, #data	OR immediate data to direct byte	3	24
XRL A,Rn	Exclusive-OR register to Accumulator	1	12
XRL A,direct	Exclusive-OR direct byte to Accumulator	2	12
XRL A, #Ri	Exclusive-OR indirect RAM to Accumulator	1	12
XRL A, #data	Exclusive-OR immediate data to Accumulator	2	12
XRL direct,A	Exclusive-OR Accumulator to direct byte	2	12
XRL direct, #data	Exclusive-OR immediate data to direct byte	3	24
CLR A	Clear Accumulator	1	12
CPL A	Complement Accumulator	1	12
LOGICAL OPERATIONS (Continued)			
RL A	Rotate Accumulator Left	1	12
RLC A	Rotate Accumulator Left through the Carry	1	12
RR A	Rotate Accumulator Right	1	12
RRC A	Rotate Accumulator Right through the Carry	1	12
SWAP A	Swap nibbles within the Accumulator	1	12
DATA TRANSFER			
MOV A,Rn	Move register to Accumulator	1	12
MOV A,direct	Move direct byte to Accumulator	2	12
MOV A, #Ri	Move indirect RAM to Accumulator	1	12
MOV A, #data	Move immediate data to Accumulator	2	12
MOV Rn,A	Move Accumulator to register	1	12
MOV Rn,direct	Move direct byte to register	2	24
MOV Rn, #data	Move immediate data to register	2	12
MOV direct,A	Move Accumulator to direct byte	2	12
MOV direct,Rn	Move register to direct byte	2	24
MOV direct,direct	Move direct byte to direct byte	3	24
MOV direct, #Ri	Move indirect RAM to direct byte	2	24
MOV direct, #data	Move immediate data to direct byte	3	24
MOV #Ri,A	Move Accumulator to indirect RAM	1	12

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period	Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
DATA TRANSFER (Continued)				BOOLEAN VARIABLE MANIPULATION			
MOV #Ri, direct	Move direct byte to indirect RAM	2	24	CLR C	Clear Carry	1	12
MOV #Ri, #data	Move immediate data to indirect RAM	2	12	CLR bit	Clear direct bit	2	12
MOV DPTR, #data16	Load Data Pointer with a 16-bit constant	3	24	SETB C	Set Carry	1	12
MOVC A, #A - DPTR	Move Code byte relative to DPTR to Acc	1	24	SETB bit	Set direct bit	2	12
MOVC A, #A + PC	Move Code byte relative to PC to Acc	1	24	CPL C	Complement Carry	1	12
MOVX A, #Ri	Move External RAM (8-bit addr) to Acc	1	24	CPL bit	Complement direct bit	2	12
MOVX A, #DPTR	Move External RAM (16-bit addr) to Acc	1	24	ANL C, bit	AND direct bit to CARRY	2	24
MOVX #Ri, A	Move Acc to External RAM (8-bit addr)	1	24	ANL C, bit	AND complement of direct bit to Carry	2	24
MOVX #DPTR, A	Move Acc to External RAM (16-bit addr)	1	24	ORL C, bit	OR direct bit to Carry	2	24
PUSH direct	Push direct byte onto stack	2	24	ORL C, bit	OR complement of direct bit to Carry	2	24
POP direct	Pop direct byte from stack	2	24	MOV C, bit	Move direct bit to Carry	2	12
XCH A, Rn	Exchange register with Accumulator	1	12	MOV bit, C	Move Carry to direct bit	2	24
XCH A, direct	Exchange direct byte with Accumulator	2	12	JC rel	Jump if Carry is set	2	24
XCH A, #Ri	Exchange indirect RAM with Accumulator	1	12	JNC ret	Jump if Carry not set	2	24
XCHD A, #Ri	Exchange low-order Digit indirect RAM with Acc	1	12	JB bit, rel	Jump if direct Bit is set	3	24
				JNB bit, rel	Jump if direct Bit is Not set	3	24
				JBC bit, rel	Jump if direct Bit is set & clear bit	3	24
				PROGRAM BRANCHING			
				ACALL addr11	Absolute Subroutine Call	2	24
				LCALL addr16	Long Subroutine Call	3	24
				RET	Return from Subroutine	1	24
				RETI	Return from interrupt	1	24
				AJMP addr11	Absolute Jump	2	24
				LJMP addr16	Long Jump	3	24
				SJMP rel	Short Jump (relative addr)	2	24

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
JMP	#A - DPTR Jump indirect relative to the DPTR	1	24
JZ	rel Jump if Accumulator is Zero	2	24
JNZ	rel Jump if Accumulator is Not Zero	2	24
CJNE	A, direct, rel Compare direct byte to Acc and Jump if Not Equal	3	24
CJNE	A, #data, rel Compare immediate to Acc and Jump if Not Equal	3	24

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
CJNE	Rn, #data, rel Compare immediate to register and Jump if Not Equal	3	24
CJNE	#Ri, #data, rel Compare immediate to indirect and Jump if Not Equal	3	24
DJNZ	Rn, rel Decrement register and Jump if Not Zero	2	24
DJNZ	direct, rel Decrement direct byte and Jump if Not Zero	3	24
NOOP	No Operation	1	12

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

Cd. Universitaria D.F. , Abril de 1994.