

**ESCUELA POLITECNICA NACIONAL**  
**FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN PROTOTIPO PARA**  
**MONITOREO DE INVERNADEROS FLORICOLAS**

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERIA  
ELECTRICA EN LA ESPECIALIZACION DE ELECTRONICA Y  
TELECOMUNICACIONES

**Luis Francisco Tello Salazar**

QUITO NOVIEMBRE, 1999

CERTIFICO QUE LA PRESENTE TESIS HA SIDO  
ELABORADA EN SU TOTALIDAD POR EL SEÑOR  
LUIS FRANCISCO TELLO SALAZAR

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Oswaldo Buitron', with a long horizontal stroke extending to the right.

ING. OSWALDO BUITRON

## **AGRADECIMIENTO**

A TODAS LAS PERSONAS QUE ME HAN APOYADO,  
Y CON TODA SINCERIDAD Y ADMIRACIÓN A LOS  
INGENIEROS JAIME VELARDE POR SUS VALIOSOS  
CONSEJOS Y OSWALDO BUITRÓN POR SU  
ACERTADA DIRECCIÓN.

## **DEDICATORIA**

A MIS PADRES, MI ESPOSA Y SOBRE TODO A MI HIJA, QUE ES EL SER QUE HA LLENADO TOTALMENTE MI VIDA Y HA SIDO FUENTE DE TODO ESFUERZO E INSPIRACIÓN.

# TABLA DE CONTENIDO

1: FUNDAMENTOS TEORICOS	1
1.1. Manejo de las plantaciones agrícolas bajo invernadero.	1
1.1.1. LOS INVERNADEROS	1
1.1.2. EL INVERNADERO Y EL MEDIO AMBIENTE	2
1.1.3. CONTROL DE LOS FACTORES CLIMÁTICOS	3
1.1.4. TIPOS DE INVERNADERO	4
1.2. Variables a ser consideradas	6
1.2.1. LA TEMPERATURA ATMOSFERICA	6
1.2.2. LA HUMEDAD ATMOSFERICA	6
1.2.3. TEMPERATURA DENTRO DEL INVERNADERO	7
1.2.4. HUMEDAD DENTRO DEL INVERNADERO	9
1.2.5. LUMINOSIDAD DENTRO DEL INVERNADERO	10
1.2.6. EL AGUA EN EL SUELO	10
1.2.7. DIRECCION Y VELOCIDAD DEL VIENTO	12
1.2.8. RADIACIÓN GLOBAL	13
1.2.9. CONCENTRACION DE ANHIDRIDO CARBONICO DENTRO DEL INVERNADERO	13
1.2.10. OXIGENO DENTRO DEL INVERNADERO	14
1.2.11. LA PRECIPITACION	14
1.2.12. RELACION ENTRE INTENSIDAD LUMINOSA, TEMPERATURA Y HUMEDAD	15
1.3. Automatización del monitoreo de variables	16
1.3.1. MEDIDORES DE TEMPERATURA AMBIENTAL	16
1.3.2. SENSORES DE HUMEDAD	18
1.3.3. VELOCIDAD DEL VIENTO	20
1.3.4. DIRECCION DEL VIENTO	21
1.3.5. MEDIDORES DE LA HUMEDAD DE SUELO	22
1.3.6. MEDIDORES DE INTENSIDAD LUMINICA	26
1.4. Sensores de las variables	27
1.4.1. HUMEDAD Y TEMPERATURA	27
1.4.2. VELOCIDAD DEL VIENTO	28
1.4.3. DIRECCION DEL VIENTO	28
1.4.4. HUMEDAD DE SUELO	29
1.4.5. INTENSIDAD LUMINICA	29
1.5. Equipo de monitoreo	30
2: DISEÑO CIRCUITAL	32
2.1. Diagrama general en bloques	32
2.2. Diseño de la etapa de Adquisición de Datos	33
2.2.1. CONSIDERACIONES DE FUNCIONAMIENTO	33

2.2.2. ELECCION DE LOS COMPONENTES	33
2.2.3. EL MICROCONTROLADOR DS2250T	34
2.2.4. CIRCUITO DE PROGRAMACION/EJECUCION DEL DS2250T	47
2.2.5. INTERFAZ DE LA TRANSMISION SERIAL	48
2.2.6. CONVERSION ANALOGA-DIGITAL	48
2.2.7. DECODIFICACION DE DIRECCIONES	50
2.2.8. TECLADO	51
2.2.9. DISPLAY	53
2.2.10. LEDS DE INDICACION / ALARMA	54
2.3. Diseño de la etapa de Acondicionamiento	56
2.3.1. CONSIDERACIONES DE FUNCIONAMIENTO	56
2.3.2. SENSOR DE TEMPERATURA	56
2.3.3. SENSOR DE HUMEDAD RELATIVA DEL AIRE	62
2.3.4. SENSOR DE VELOCIDAD DEL VIENTO	63
2.3.5. SENSOR DE DIRECCION DEL VIENTO	67
2.3.6. SENSOR DE HUMEDAD DEL SUELO	68
2.3.7. SENSOR DE INTENSIDAD LUMINICA	70
2.4. Diagramas circuitales completos	71
3: ELABORACION DE LOS PROGRAMAS	72
3.1. Definiciones para el diseño del programa del microcontrolador	72
3.2. Desarrollo del programa del microcontrolador	76
3.2.1. SUBROUTINA DE COMPROBACION SI EL EQUIPO HA SIDO O NO USADO ANTES (NUEVO)	77
3.2.2. SUBROUTINA DE INICIALIZACION DEL EQUIPO CUANDO ES NUEVO (REGNUEVO)	78
3.2.3. SUBROUTINA QUE ESCRIBE EL MENSAJE DE BIENVENIDA (BIENV)	79
3.2.4. INICIALIZACION DEL LCD (RSTLCD)	80
3.2.5. SUBROUTINA DEL MENU PRINCIPAL (MENU)	81
3.2.6. SUBROUTINAS PARA ESCRIBIR UN DATO Y COMANDO EN EL DISPLAY (WRDAT Y WRTCMD)	83
3.2.7. SUBROUTINA PARA ESCRIBIR UN MENSAJE EN LOS DOS RENGLONES (WRTMSJ)	84
3.2.8. SUBROUTINA PARA BLANQUEAR EL DISPLAY (WRTCLEAR)	84
3.2.9. SUBROUTINA PARA CAMBIAR LA POSICION DEL CURSOR (WRTPOS)	85
3.2.10. SUBROUTINA DE ESCRITURA DE HORA Y FECHA EN EL DISPLAY (LCDTIME)	86
3.2.11. SUBROUTINA PARA MOSTRAR EN DISPLAY UN BYTE BDC DE 2 DIGITOS (L_BCD_ASC)	87
3.2.12. SUBROUTINA QUE MUESTRA EL VALOR ACTUAL DE LA VARIABLE ELEGIDA EN EL DISPLAY (WRT_LCD)	87
3.2.13. SUBROUTINA QUE MUESTRA LA DIRECCION DEL VIENTO EN EL DISPLAY (DIR_VIENT)	89
3.2.14. SUBROUTINA PARA ESCRIBIR UN MENSAJE EN UNO DE LOS DOS RENGLONES (WRTRGN)	91
3.2.15. SUBROUTINA DE VERIFICACION DE TIEMPO Y REGISTRO DE VARIABLES (VERIF)	92

3.2.16. SUBROUTINA QUE REGISTRA LAS VARIABLES EN LAS LOCALIDADES DE MEMORIA DE DATOS (REGISTRAR)	93
3.2.17. SUBROUTINAS DE DEMORA	94
3.2.18. SUBROUTINA AUXILIAR DE LAS SUBROUTINAS DE RETARDO (DELAY)	94
3.2.19. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 500 MILISEGUNDOS (DELAY_500)	95
3.2.20. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 116 us (DELAY_116)	96
3.2.21. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 2.46s (DELAYMAX)	96
3.2.22. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 4.5 MILISEGUNDOS (DELAY4_5)	97
3.2.23. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 1 MILISEGUNDO (DELAY1_0)	97
3.2.24. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 0.1 MILISEGUNDOS (DELAY0_1)	98
3.2.25. SUBROUTINA PARA MANEJO DEL PUNTERO DE MEMORIA DE DATOS (POINTER)	98
3.2.26. SUBROUTINA DE MANEJO DE LOS REGISTROS DE MEMORIA DE DATOS (REGISTRO)	98
3.2.27. VISUALIZACION EN EL DISPLAY Y ALMACENAMIENTO DE LAS LECTURAS DE LAS ENTRADAS DEL CAD	99
3.2.28. SUBROUTINA DE ACCESO Y LECTURA AL DAC, Y ESCRITURA EN MEMORIA DEL DATO (RDAC)	100
3.2.29. SUBROUTINA PARA GUARDAR LA FECHA EN MEMORIA (FECHA)	101
3.2.30. SUBROUTINAS PARA GUARDAR LA HORA EN MEMORIA Y PARA RECUPERAR EL MINUTO ACTUAL EN EL ACUMULADOR (HORA Y MINUTO)	101
3.2.31. SUBROUTINA PARA CERRAR EL RTR (CLOSE)	103
3.2.32. SUBROUTINA PARA ABRIR EL RELOJ/CALENDARIO (OPEN)	105
3.2.33. SUBROUTINA DE LECTURA DE UN BYTE DEL RTR (RBYTE)	105
3.2.34. SUBROUTINA PARA ESCRIBIR UN BYTE EN EL RTR (WBYTE)	107
3.2.35. RUTINA DE LA INTERRUPCION DEL PORTICO SERIAL (SINRUT)	107
3.3.36. SUBROUTINA QUE TRANSFORMA 1 BYTE HEX A ASCII (BYTE_ASC)	110
3.2.37. SUBROUTINA QUE ENVIA POR EL PORTICO SERIAL UN DIGITO HEXADECIMAL CONVERTIDO EN ASCII (HEXASC)	110
3.2.38. SUBROUTINA DE GUARDAR LOS REGISTROS DEL RTR EN IMAGENES DE MEMORIA (LEER_RTR)	111
3.2.39. SUBROUTINA PARA IGUALAR EL RTR DESDE EL TECLADO DEL PROTOTIPO (IGUALAR)	112
3.2.40. SUBROUTINA PARA GUARDAR LAS IMAGENES DEL RTR QUE LLEGAN DESDE EL TECLADO (IGUALAR1)	112
3.2.41. SUBROUTINA PARA MOVER LAS IMAGENES A LOS REGISTROS DEL RTR (INGRESAR)	115
3.2.42. SUBROUTINA QUE CAMBIA DE HEX A BCD (HEX_BCD)	115
3.2.43. SUBROUTINA QUE MULTIPLICA 2 NUMEROS BCD DE 4 DIGITOS CADA UNO (BCD_MUL)	116
3.2.44. SUBROUTINA QUE CAMBIA DE BCD A HEX (BCD_HEX)	117
3.2.45. RUTINA DE LA INTERRUPCION DEL TECLADO (KBRUT)	118
3.2.46. SUBROUTINA AJUSTE DE TEMPERATURA (OFFSET)	118
3.2.47. SUBROUTINA QUE TOMA EL DATO DE LA SALIDA DEL CODIFICADOR DE TECLADO, Y LO VUELVE A CODIFICAR SEGÚN LA DISTRIBUCION FISICA DE ESTE (CODIFICACION).	119
3.3. Definiciones para el diseño del programa del Computador Personal	120
3.4. Desarrollo del programa del Computador Personal	121

3.4.1.	PROGRAMA DE DESCARGA DE DATOS	122
3.4.2.	PROGRAMA QUE MUESTRA LAS VARIABLES EN TIEMPO REAL	124
3.4.3.	PROGRAMA QUE GRAFICA LAS VARIABLES	125
3.4.4.	PROGRAMA QUE BORRA LA MEMORIA DE DATOS	125
4: RESULTADOS EXPERIMENTALES		127
4.1.	Calibración de los sensores	127
4.1.1.	CALIBRACION DEL SENSOR DE TEMPERATURA	127
4.1.2.	CALIBRACION DEL SENSOR DE HUMEDAD RELATIVA DEL AIRE	128
4.2.	Calibración de la etapa de acondicionamiento	129
4.2.1.	CALIBRACION DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DEL SENSOR DE TEMPERATURA	129
4.2.2.	CALIBRACION DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DEL SENSOR DE VELOCIDAD DEL VIENTO	134
4.2.3.	CALIBRACION DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DEL SENSOR DE LUMINOSIDAD	136
4.3.	Resultados de laboratorio	138
5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		147
5.1.	ESPECIFICACIONES TECNICAS DEL PROTOTIPO	148
5.2.	PERSPECTIVAS PARA POSIBLES AMPLIACIONES	149
5.3.	ANALISIS DE COSTOS	150
ANEXO 1: HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES		
ANEXO 2: DIAGRAMAS CIRCUITALES		
ANEXO 3: MANUAL DE USUARIO		



# INTRODUCCION

La creciente expansión de la actividad agroexportadora en el Ecuador, ha hecho que ésta ya no sea nada más un negocio familiar, si no que hoy en día se tengan grandes capitales invertidos, con el consiguiente ingreso de divisas a la economía nacional y un creciente mercado mundial. Es por ésta razón que hay necesidad de tecnificación y un minucioso control de las plantaciones, especialmente las que se encuentran bajo invernadero por el cuidado que éstas requieren y la exigencia de un control de calidad muy alto.

El presente trabajo se enfoca en la necesidad de construir un aparato de monitoreo y almacenamiento de las variables que involucran la industria de cultivo de flores bajo invernadero. Las características técnicas y funcionales se han definido de acuerdo a visitas a los cultivos y a una encuesta realizada a sus gerentes técnicos. Los resultados arrojados por éstas encuestas, hicieron definir que las variables a tomar en cuenta para la medición son: temperaturas interna y externa del invernadero, humedad ambiente interna y externa del invernadero, humedad del suelo del cultivo, velocidad y dirección del viento, luminosidad dentro del invernadero.

Luego se definen características técnicas y de funcionamiento del prototipo, de acuerdo al ambiente que se pudo observar en las visitas a los cultivos. La conclusión fue que el prototipo debe ser un sistema microprocesado, con facilidades de uso al usuario y con un interfaz con el Computador Personal, y además debe ser resistente a las condiciones atmosféricas adversas dentro del invernadero.

Finalmente, diseñó y construyó un prototipo basado en un microcontrolador que posee un reloj en tiempo real y memoria RAM no volátil para el almacenamiento de las mediciones, para que aún cuando no exista alimentación los datos no se pierdan.

# 1: FUNDAMENTOS TEORICOS

## 1.1. Manejo de las plantaciones agrícolas bajo invernadero.

### 1.1.1. LOS INVERNADEROS

#### Definición.-

Al invernadero se lo define como una instalación Rural o Urbana para cubrimiento y protección de un área destinada a la producción agrícola, para almacenamiento y procesos industriales, teniendo como característica especial permitir el paso de luz.<sup>ii</sup>

Un invernadero es una instalación cubierta y abrigada artificialmente con materiales transparentes para defender las plantas de la acción de los meteoros exteriores. El volumen interior del recinto permite el desarrollo de los cultivos en todo su ciclo vegetativo.<sup>iii</sup>

#### Objetivo.-

Proteger los cultivos de los factores ambientales adversos como fuertes lluvias, vientos y cambios bruscos de temperaturas (altas o bajas) permitiendo así el manejo y control de las condiciones ambientales internas, como la humedad, temperatura, aireación y riego, con el propósito de ofrecer el medio más favorable para el óptimo desarrollo y productividad de los cultivos escogidos.

#### Ventajas.-

Muchas son las ventajas que los invernaderos ofrecen a los cultivos de hortalizas, flores y ornamentales.

Llegará algún día que los productos de consumo en fresco de hortalizas y flor cortada no se hagan en cultivo al aire libre, sino siempre en instalaciones protegidas.

En hortofloricultura los invernaderos permiten obtener las siguientes ventajas:

- Cultivar fuera de época y conseguir mayor precocidad.
- Poder cultivar "flor cortada" en excelentes condiciones.
- Aumento de producción.
- Obtención de mejor calidad.

- Mejor control de plagas y enfermedades.
- Ahorro en agua de riego.
- Sufrir menos riesgos catastróficos.
- Trabajar con más comodidad y seguridad.

**Inconvenientes.-**

En los invernaderos también hay que tener en cuenta algunos inconvenientes, tales como:

- Alta especialización, empresarial y técnica, de las personas que se dedican a esta actividad productiva.
- Elevados gastos de producción (semillas, abonos, jornales, tratamientos, conservación, etc.), que aumentan considerablemente respecto a los mismos cultivos realizados al aire libre.
- Si ocurren catástrofes, las pérdidas son mayores.

### **1.1.2. EL INVERNADERO Y EL MEDIO AMBIENTE**

El Invernadero modifica en mayor o menor proporción las condiciones del medio ambiente, dependiendo exclusivamente de factores como lugar, ubicación, diseño y manejo, vientos, época del año y horas luz.

#### **CONDICIONES AMBIENTALES**

Debe cumplir determinadas condiciones, sin las cuales no puede realizar las funciones para las que se construye y puede resultar poco rentable su cultivo.

Las condiciones más importantes, entre otras, son las siguientes:

##### **a) Diafanidad**

La luz es fuente de energía, tanto para que la planta realice sus funciones vitales (fotosíntesis, respiración, crecimiento, reproducción, etc.), como para su transformación en calor; los materiales que se utilizan como cubierta del invernadero deben tener una gran transparencia a las radiaciones lumínicas.

##### **b) Calentamiento Rápido**

El aire del interior del invernadero debe calentarse con rapidez, para conseguir durante el día mayor número de horas con temperaturas óptimas y que cuando se utilice calefacción el gasto sea menor.

**c) Efecto De Invernadero**

El material de cubierta no debe dejar escapar el calor acumulado en el interior y, sobre todo, su resistencia a enfriarse debe ser mayor a medida que la temperatura desciende.

**d) Estanquidad al Agua de Lluvia**

El agua de lluvia, por poco que sea, no debe entrar de ninguna forma en el recinto cubierto; para evitarlo deben hacerse construcciones cuya cubierta sea lo más impermeable posible y que tenga pendientes suficientes en el caso de invernaderos tipo "capilla" para fácil evacuación del agua.

**e) Resistencia a los Agentes Atmosféricos**

El invernadero es una instalación frágil que debe tener la resistencia suficiente para afrontar la fuerza del viento, el peso y la acción destructora del granizo. Esto se consigue con un buen anclaje, una estructura bien calculada y un material de cubierta resistente a dichos agentes atmosféricos.

**f) Ventilación Fácil**

La ventilación de los invernaderos es necesario realizarla en horas que la temperatura se eleva por encima de las óptimas que precisan los cultivos. Por tanto, las instalaciones han de tener suficiente superficie de ventilación y su mecanismo de apertura y cierre debe ser rápido y cómodo.

**g) Mecanización Fácil**

La mecanización del invernadero es factor de gran importancia; la instalación debe ser apta para poder incorporar los medios de calefacción, ventilación, trabajo, etc., sin grandes modificaciones en la estructura y en la superficie de cultivo; la altura de cubierta, puertas, obstáculos interiores, etc., deben estar calculados para que se pueda trabajar con distintas máquinas.

### **1.1.3. CONTROL DE LOS FACTORES CLIMÁTICOS**

Los factores climáticos tienen una gran importancia sobre el funcionamiento óptimo de los fenómenos fisiológicos de los vegetales. Algunos de los factores que intervienen en este desarrollo óptimo de los vegetales son los siguientes: luminosidad, temperatura, humedad, humedad del suelo, concentración de CO<sub>2</sub> y oxígeno.

Estos factores están íntimamente relacionados entre sí, y en cada caso, imprescindiblemente, intervienen en proporciones diferentes, pero al mismo tiempo equilibrados.

De nada sirve que se actúe sobre alguno de ellos si no se hace en su proporción correspondiente con los demás. Si uno de los factores queda sensiblemente reducido, puede anular el esfuerzo que se haga con los restantes factores fundamentales.

Estos factores actúan sobre el desarrollo vegetativo de las formas siguientes:

- Absorción por las raíces de las soluciones del suelo, con humedad óptima y temperatura controlada.
- Producción de elementos orgánicos por medio de la fotosíntesis, cuando en el ambiente hay luminosidad suficiente, con una concentración óptima de CO<sub>2</sub>, a una temperatura adecuada.
- Transpiración del vapor de agua excedente en la planta, cuando la humedad no es excesiva y la temperatura es apropiada.
- Respiración óptima del vegetal en un medio excedente en oxígeno y normal en CO<sub>2</sub>, temperatura y humedad.

Los factores que mayor incidencia tienen en la producción vegetal pueden ser protegidos y aumentados dentro de las instalaciones de protección a los cultivos.

#### **1.1.4. TIPOS DE INVERNADERO**

##### **EN CERCHA**

Las medidas son generalmente de 6 a 8 m de ancho hasta 10 m entre columnas. El largo de acuerdo al área disponible máximo de 68 m. Este es el diseño que mejor aprovecha el espacio y se utilizan menos materiales. Una sola nave debe llevar un alerón de 30 a 50 cm por fuera de la hilera de los postes.

##### **EN CAPILLA**

Es ideal para las zonas de ladera pero se utilizan mayor cantidad de materiales hasta 4 aguas, la distancia entre hileras no puede ser mayor de 5 m y no se utilizan elementos estructurales ubicados sobre los parantes destinados a dar forma a los canales para el desalojo de aguas lluvias, llamados carevacas.

##### **EN TUBULAR**

Es aquel cuyo plástico de la cubierta es templado por el peso de un tubo plástico relleno con arena. No es muy recomendado por su difícil construcción.

## **EN ARCO**

Su cubierta tiene la forma de un arco que empieza desde el suelo. No es muy utilizado porque su temperatura suele ser muy alta.

## **EN TUNELILLO**

Tiene la forma de un túnel en semiarco de 70 cm de ancho por 70 cm de alto, cubierto con plástico transparente. Es un diseño pequeño para cubrir semilleros, muy utilizado para el cultivo de fresas, cucurbitáceas, inclusive se ha experimentado con alfalfa. Se utiliza en países con inviernos muy fuertes.

## **EN TUNEL**

Los invernaderistas deben conocer que éste sistema de túneles es el más recomendado, especialmente para países que tienen cuatro estaciones. En el Ecuador resulta muy caro su construcción, pero es muy adecuada porque conceden mayor protección, permite crear un microclima que difiere totalmente del exterior en cuanto a sus temperaturas altas y bajas, igual con la humedad relativa, vientos fuertes, granizo y lluvias torrenciales. Su estructura puede ser construida con bases de hierro o madera, y han dado excelentes resultados para los cultivos de hortalizas y frutales como babaco y tomate de árbol.

## **ESPACIALES**

Es un diseño para explotaciones comerciales de más de 3600 m<sup>2</sup>, es el que mejor aprovecha el espacio y permite mayor luminosidad sobre el cultivo. A largo plazo resulta más económico por unidad de superficie. <sup>ii</sup>

La ubicación del invernadero debe estar en relación con el sol, con el fin de permitir la mayor y más homogénea luminosidad posible sobre el cultivo y en relación con el viento para su protección por lo general el eje del invernadero va de sur a norte.

## 1.2. Variables a ser consideradas

### 1.2.1. LA TEMPERATURA ATMOSFERICA

La temperatura es el valor numérico del nivel de energía térmica de un cuerpo. La temperatura de la atmósfera es debida a la acción del sol. Se mide con el termómetro y se expresa en grados centígrados (°C).

La temperatura más alta alcanzada a lo largo del día se llama temperatura máxima, y la más baja se llama temperatura mínima. La temperatura máxima se mide con el termómetro de máxima y la temperatura mínima se mide con el termómetro de mínima.

Las temperaturas del aire se toman siempre a la sombra. La temperatura que tiene el aire en un determinado momento se mide con el termómetro corriente. La lectura de temperaturas máxima y mínima se hace por la mañana, hacia las ocho horas (hora solar); la temperatura máxima corresponde al día anterior, y la temperatura mínima, al día actual, ya que la temperatura máxima se alcanza, por lo general, poco después de medio día, la temperatura mínima ocurre generalmente poco después de la salida del sol. <sup>iii</sup>

### 1.2.2. LA HUMEDAD ATMOSFERICA

El vapor de agua contenido en la atmósfera proviene de la evaporación que se produce en los mares, ríos, tierra húmeda, plantas, etc.

La atmósfera no puede contener una cantidad ilimitada de vapor de agua, sino que llega un momento en que ya no puede contener más. Cuando llega ese momento se dice que la atmósfera está saturada o que ha llegado al punto de saturación. Este punto de saturación depende de la temperatura del aire; cuanto más caliente está el aire, mayor cantidad de vapor de agua puede contener. Ocurre algo parecido a cuando se disuelve azúcar en agua; cuanto más caliente está el agua, mayor cantidad de azúcar puede disolver.

La cantidad de vapor de agua en la atmósfera se expresa por medio de la humedad relativa, que indica la cantidad de vapor de agua contenido en el aire a una determinada temperatura, con relación a la cantidad máxima que sería capaz de contener a esa misma temperatura. Por ejemplo, una humedad relativa del 60% indica que el aire contiene 60 partes de vapor de las 100 partes que sería capaz de contener ese aire al alcanzar la saturación. (fig. 1.1)

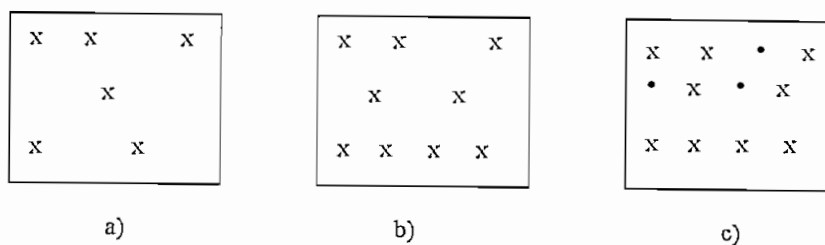


Fig. 1.1. Explicación de la humedad relativa del aire. Se ha considerado tres volúmenes iguales del aire a la misma temperatura. Se supone que a esa temperatura cada uno de estos volúmenes puede contener un máximo de 10 partes de vapor de agua (x). a) El primer volumen contiene 6 partes de vapor de agua. Humedad relativa del 60%. b) El segundo volumen contiene 10 partes de vapor de agua. Aire saturado. c) El tercer volumen no puede contener 13 partes de vapor de agua. El exceso de vapor de agua (3 partes) se ha convertido en agua líquida (•).

Cuando la humedad relativa es del 100%, el aire está saturado. En estas condiciones, si se produce un descenso de la temperatura, el exceso de vapor de agua pasa a formar unas pequeñísimas gotas de agua. Cuando la temperatura es muy baja, en vez de formarse gotas de agua se forman cristales de hielo. Estas diminutas gotas de agua y cristales de hielo constituyen las nubes.

La humedad atmosférica se mide con el higrómetro y con el psicrómetro. <sup>iii</sup>

### 1.2.3. TEMPERATURA DENTRO DEL INVERNADERO

Cada función vital del vegetal necesita unas temperaturas críticas y por encima o por debajo de ellas no se realizan o se ven dificultados. Cada especie vegetal, en cada momento crítico de su ciclo biológico, necesita una temperatura óptima para su desarrollo normal.

La temperatura influye en casi todos los procesos químico-físicos y físico-químicos que constituyen la base de las reacciones biológicas que tienen lugar en la planta. Por estos motivos, la temperatura determina directamente la intensidad con que se desenvuelven las funciones vitales vegetales siguientes: transpiración, respiración, fotosíntesis, germinación, crecimiento, floración, fructificación.

Las temperaturas máximas y mínimas que soportan la mayoría de los vegetales están comprendidas entre 0° y 70° C; fuera de estos límites casi todos los vegetales mueren o quedan en estado de vida latente.

Con temperaturas bajas, las células vegetales sufren alteraciones en su constitución, precipitándose y deshidratándose sus proteínas.

Si las temperaturas son inferiores a -4 ó -5° C, se produce hielo dentro de las células y en los intersticios celulares, que da lugar a deshidrataciones en el interior de la célula y desgarros de las membranas celulares producidos por los cristales de hielo.



Por debajo de determinadas temperaturas, variables para cada especie, y sin que lleguen a temperaturas de congelación, los vegetales paralizan o detienen totalmente su desarrollo vegetativo.

Cuando las temperaturas son altas se produce la coagulación del protoplasma celular y la muerte de la célula. Antes de que la temperatura llegue a esa situación letal, la planta detiene su desarrollo vegetativo. Las plantas, para un desarrollo correcto de su actividad vegetativa, necesitan que se den unas diferencias de temperatura entre el día y la noche.

La calidad del material utilizado como cubierta de cultivos protegidos será mejor cuanto menos deje escapar las radiaciones caloríficas de longitud de onda larga, que irradien los cuerpos que estén situados dentro de la protección (efecto invernadero).

Con los aspectos mencionados el balance térmico de un invernadero depende de las aportaciones y pérdida de calor que tenga. La temperatura interior oscila entre 5 y 26 °C o más; es importante que el diseño del invernadero (altura y cortinas) permita manejar fácilmente la temperatura dentro de los rangos adecuados para cada especie de cultivo.

Ahora, las temperaturas elevadas dentro de los invernaderos afectan negativamente sin lugar a dudas, la calidad de la mayoría de las flores de corte, e indudablemente la de las rosas. La arquitectura de los invernaderos y otras medidas que tiendan a controlar la temperatura son más que una opción, parte de una estrategia ineludible para encarar una producción de calidad.

Los defectos que las altas temperaturas producen en las rosas son variados, entre ellos tenemos: los tallos cortos y/o débiles; los capullos sean pequeños y de pocos pétalos; que la duración después de cortada sea corta.

Aunque nuestras zonas de cultivo están alrededor de los 2500 m de altura sobre el nivel del mar, con temperaturas ambientales exteriores de entre 12 y 18°C, en el Ecuador se utilizan invernaderos con arquitectura adecuada para zonas tropicales, esto porque las temperaturas frescas favorecen la calidad de las flores. Es importante decir que a éstos invernaderos nunca les falta la ventilación cenital.

Se puede considerar en general que un rango óptimo de cultivo de rosas de corte va desde los 12°C a los 26°C. Actualmente en muchos invernaderos de la Sierra como en Tabacundo, Puembo, Tababuela, Mangaguanta pueden encontrarse durante los meses del verano temperaturas iguales o más elevadas que las óptimas. Las altas temperaturas ponen a las plantas fuera de su óptimo fisiológico y productivo. Además, las condiciones de alta temperatura generan muy baja humedad haciendo proliferar abundantemente las arañas.

También se debe tomar en cuenta el efecto de la baja temperatura, que en conjunto con una humedad no controlada, podrían promover el crecimiento inmediato de hongos que por sus características podrían propagarse a través de toda la plantación en unas pocas horas, dando un efecto desastroso y de pérdida parcial o total de todo el invernadero.

En un caso extremo, al bajar la temperatura a niveles menores de 4°C, el operador del invernadero podría tomar medidas de contingencia contra una posible helada, ya que éste fenómeno si no es abatido podría quemar todos los pétalos y flores de la planta en tan solo unas horas, haciendo que en el invernadero se pierda totalmente la producción.

La industria de la flor ha tenido un avance similar al de otras industrias en el mundo. Las tecnologías desarrolladas y en uso, hacen de la floricultura un grupo de cultivos de alta especialización. Los mercados exigen flores de calidad, floristas y consumidores conocen ya las diferencias entre una y otra flor.<sup>i</sup>

#### **1.2.4. HUMEDAD DENTRO DEL INVERNADERO**

La humedad de la atmósfera del invernadero interviene en la transpiración, en el crecimiento de los tejidos, en la fecundación de las flores y en el desarrollo de enfermedades criptogámicas.

La humedad del ambiente siempre es mayor dentro del invernadero tanto por ser un lugar cerrado como por la evapotranspiración de las plantas; cuanto más húmedo esté el ambiente menos posibilidades hay de aumentar la evaporación, a no ser que se aumente la temperatura del ambiente, o con un sistema de ventilación que elimine el aire húmedo y ventile las plantas; además de beneficiar con el Anhídrido Carbónico CO<sub>2</sub>, rango óptimo de humedad ambiental, varía según la especie pero debe estar siempre entre el 60% y el 80%, recomendándose la utilización del invernadero para aumentar así las alternativas de cultivos, mejorando la producción en calidad y cantidad, el uso de éste sistema permite reducir los riesgos para los cultivos, aunque sus costos implican el uso de un mayor nivel de tecnología, tanto en el conjunto de instalaciones como en el proceso productivo y de comercialización.<sup>ii</sup>

Cuando la transpiración es intensa, consecuencia de falta de humedad en el ambiente, puede haber más concentración de sales en las partes donde se realiza la fotosíntesis y quedar disminuida esta función.

Cuando la fotosíntesis permanece inactiva, sin luminosidad, la transpiración de las plantas es menor y no importa que exista más humedad.

### 1.2.5. LUMINOSIDAD DENTRO DEL INVERNADERO

La luminosidad interviene en la fotosíntesis y en el <sup>fotoperíodo</sup> fotoperiodismo (influencia que tiene la duración del día solar en la floración de los vegetales); también en el fototropismo, en el crecimiento de los tejidos, en la floración y en la maduración de los frutos.

Se mide en unidades FOOT CANDELS, medida de la intensidad luminosa que produce una bujía situada a un pie (30 cm) de distancia y para que funcione bien una planta hortícola o frutal debe llegarle entre 1000 a 3000 fc, de acuerdo con la ubicación del invernadero y el material de la cubierta, la cantidad de luz pasa al interior entre 60% a 90%, cuando se quiere dar sombra a las plantas se utilizan materiales oscuros que solo dejan pasar entre 20% al 75% de luminosidad. La luz que incide sobre la superficie terrestre puede llegar a ser superior a 9290 fc.

La fotosíntesis se realiza con máxima intensidad entre la longitud de onda 440 y 680, según la curva de Machlís y Torrey, es decir en la mayor parte de las radiaciones visibles. <sup>iii</sup>

Los materiales que se utilizan en la cobertura de invernaderos dejan pasar en distinto porcentaje esas radiaciones, según el material utilizado como cubierta.

Los materiales de cubierta serán tanto mejores cuanto más transparentes sean a las radiaciones solares que llegan a la superficie terrestre, aunque se debe tomar en cuenta que el exceso de luminosidad puede producir en la planta un estrés hídrico, disminuyendo la fotosíntesis y llegando en algunos casos a producir quemaduras en la flor, hojas y frutos.

La cantidad de radiaciones luminosas que penetran en el interior de un invernadero depende de:

- El flujo que llega a la cubierta.
- El flujo reflejado hacia el exterior.
- El flujo absorbido por el material de la cubierta.
- El poder de dispersión del material de la cubierta.
- El flujo absorbido por el suelo.
- El flujo reflejado por el suelo y que se escapa hacia el exterior por la cubierta.

### 1.2.6. EL AGUA EN EL SUELO

Las plantas absorben por las raíces el agua del suelo. La cantidad de agua contenida en el suelo y su absorción por la planta dependen de algunas características de ese suelo; las más importantes, son: porosidad, textura, estructura, profundidad

Las plantas extraen del suelo el agua que necesitan. Es necesario, por tanto, conocer la capacidad del suelo para almacenar agua, con el fin de reponer la cantidad extraída.

Los suelos con mucho contenido de arcilla retienen más cantidad de agua que los suelos arenosos. Los suelos arenosos tienen una gran proporción de poros grandes, que están ocupados por mucho aire y poca agua, mientras que los suelos arcillosos tienen una gran proporción de poros pequeños, que almacenan más agua que aire.

Con respecto a la cantidad de agua almacenada en el suelo, que varía de una forma constante, se pueden distinguir las siguientes fases:

- *Suelo saturado*. Se dice cuando el agua ocupa todos los poros del suelo, generalmente después de un riego abundante o de una lluvia copiosa.
- *Capacidad de campo*. A partir del momento de la saturación, y al cabo de un tiempo que dura 2 ó 3 días, el suelo ha eliminado por gravedad la mayor parte del agua sobrante. Se dice entonces que el suelo se encuentra a la capacidad de campo.
- *Punto de marchitamiento*. A partir de la capacidad de campo, el agua del suelo se va perdiendo progresivamente por evaporación y absorción de las plantas, hasta que llega un momento en el que las plantas ya no pueden absorber más agua y se marchitan. Se dice entonces que el suelo ha alcanzado el punto de marchitamiento. El suelo contiene todavía una cierta cantidad de agua que la planta no puede utilizar.
- *Suelo seco*. A partir del punto de marchitamiento, el suelo pierde agua por evaporación cuando se le deja secar al aire; pero todavía queda una cierta cantidad de agua que sólo se puede sacar sometiendo al suelo a un secado de varias horas en una estufa.

Desde el punto de vista de su utilización por las plantas, el agua del suelo puede ser de tres clases (fig. 1.2):

- *Agua sobrante*. Es el agua que no puede ser retenida por el suelo y cae por su propio peso hacia las capas más bajas. Esta agua no puede ser utilizada por las plantas porque está situada en una región del suelo fuera del alcance de las raíces.
- *Agua disponible*. Es el agua retenida por el suelo y que puede ser absorbida por las plantas. La cantidad es igual a la diferencia entre la capacidad de campo y el punto de marchitamiento.

- *Agua no disponible.* Es el agua retenida por el suelo con tanta fuerza que las plantas no la pueden absorber. Esta agua es la que permanece en el suelo a partir del punto de marchitamiento. <sup>iii</sup>

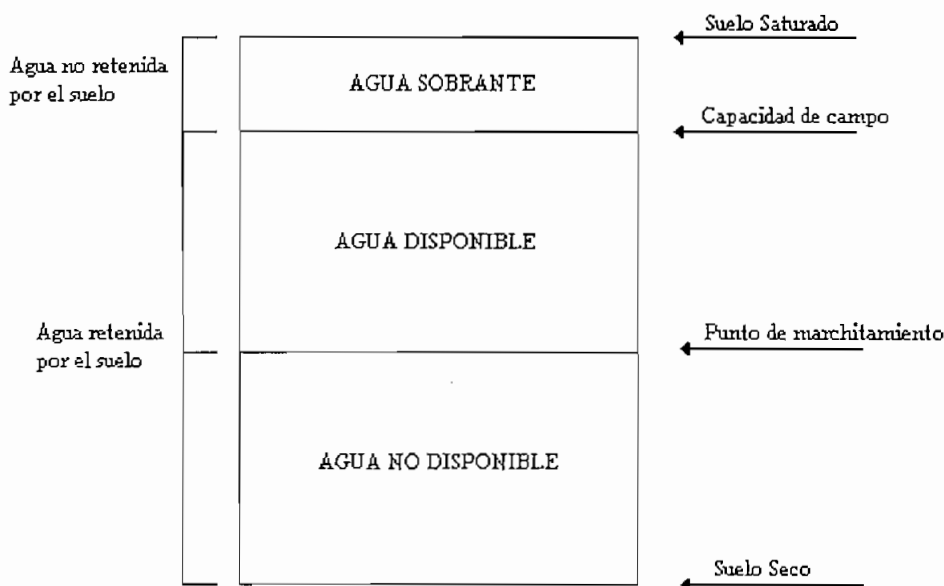


Fig. 1.2. Esquema de las fases del agua en el suelo y de su utilización por las plantas.

El contenido de la humedad del suelo se puede medir por distintos procedimientos, de los que se destacan los dos más usuales: tensiómetros y medidores de resistencia eléctrica.

### 1.2.7. DIRECCION Y VELOCIDAD DEL VIENTO

Se llama viento al desplazamiento del aire en sentido horizontal.

Un viento viene determinado por su dirección y su velocidad. La dirección del viento es aquella de donde procede; se dice, por ejemplo, que un viento es de poniente o de componente oeste cuando viene del oeste y se dirige hacia el este. La dirección del viento se determina mediante la veleta. La velocidad se mide con el anemómetro y se expresa en metros por segundo o en kilómetros por hora.

La observación de los vientos durante un cierto período de tiempo se resume en la rosa de los vientos, en donde se indican 8 direcciones principales (norte, noreste, este, sudeste, sur, sudoeste, oeste y noroeste). La longitud de la línea correspondiente a cada una de esas direcciones indica el porcentaje de tiempo total durante el cual el viento ha soplado en esa dirección o en sus proximidades. El número situado en el centro donde se juntan las líneas indica el porcentaje de frecuencia del viento en calma (fig. 1.3).<sup>iii</sup>

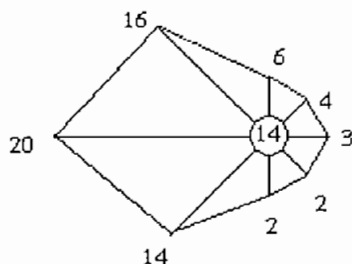


Fig. 1.3. Rosa de los vientos, en donde se indica la frecuencia (expresada en %) del viento en cada dirección. El número del interior del círculo indica la frecuencia del viento en calma.

### 1.2.8. RADIACIÓN GLOBAL

La luz solar que llega a la Tierra es la suma de la luz difusa y la luz directa. La luz directa son las radiaciones solares que llegan a la superficie terrestre directamente; la luz difusa es la luz solar que nos llega después de haberse difundido las radiaciones solares en las capas atmosféricas al atravesar éstas.

A la suma de la luz difusa y la luz directa se le denomina *radiación global*, que es la energía total de origen solar que recibe una superficie horizontal de un centímetro cuadrado durante un espacio de tiempo determinado. La cantidad de energía que llega a la ionosfera es de 1,94 calorías-gramo por centímetro cuadrado y por un minuto; aproximadamente un 50% alcanza la superficie terrestre, perdiéndose el resto por reflexión y absorción. La radiación global se mide con el aparato llamado actinógrafo.<sup>iii</sup>

### 1.2.9. CONCENTRACION DE ANHIDRIDO CARBONICO DENTRO DEL INVERNADERO

Este gas de la atmósfera, que es imprescindible en la vida de los vegetales, se puede controlar en el ambiente de los invernaderos. El CO<sub>2</sub> disminuye en la atmósfera del invernadero como consecuencia del proceso fotosintético; este proceso puede tener limitaciones si la concentración de CO<sub>2</sub> en la atmósfera disminuye sensiblemente. Esta disminución de la

concentración de este gas depende del número de renovaciones que se haga en la atmósfera confinada y de la actividad de la fotosíntesis. El contenido de anhídrido carbónico varía a lo largo del día; por las noches es excesivo y nos preocupa; en las primeras hora de luz solar es cuando hay más concentración de este gas. En las horas del mediodía y posteriores es cuando la concentración de CO<sub>2</sub> pasa por los mínimos que puede disminuir la síntesis de material orgánico, siendo ésta deficiencia un factor limitante del cultivo.

La concentración de CO<sub>2</sub> puede elevarse a 0,1-0,2 %, con aporte artificial de gas, cuando los demás factores climáticos sean óptimos, si se desea el aprovechamiento máximo de la actividad fotosintética de las plantas. Las concentraciones superiores al 0,3 % pueden resultar tóxicas para los cultivos.

La aportación de CO<sub>2</sub> puede hacerse mediante la combustión de sustancias que desprendan gran cantidad de este gas, o mediante evaporación directa del gas contenido en bombonas.<sup>ii</sup>

#### **1.2.10. OXIGENO DENTRO DEL INVERNADERO**

El oxígeno no preocupa en los ambientes controlados, ya que por una parte el aire atmosférico contiene un porcentaje elevado (21 %), y además durante el día las plantas eliminan gran cantidad de oxígeno en el proceso de la fotosíntesis.

En cambio, sí puede haber problemas en los suelos, si éstos son encharcadizos, o si no presentan buenas condiciones de permeabilidad.<sup>iii</sup>

#### **1.2.11. LA PRECIPITACION**

Se llama precipitación a la caída del agua de las nubes, que puede ser en estado líquido (lluvia) o en estado sólido (granizo). La precipitación caída en el suelo se mide con el pluviómetro.

La medición se expresa en forma de milímetros de lluvia, y equivale al espesor de la capa de agua que se acumularía sobre una superficie horizontal donde no hubiera filtración.

Cuando la precipitación cae en forma de granizo se calienta en un recipiente a baño maría y se mide el agua que proviene de su derretimiento.

La medida de la precipitación se expresa también en forma de litros de agua caída por metro cuadrado de superficie horizontal. Un milímetro de altura de lluvia equivale a un litro por metro cuadrado de superficie.

El pluviómetro se instala a una altura de 1,5 metros del suelo, sostenido por un poste de madera y en sitio donde no haya árboles ni edificios alrededor. Cualquier obstáculo deberá encontrarse a una distancia del pluviómetro que sea, al menos, cuatro veces la altura de dicho obstáculo.

La precipitación diaria es la lluvia registrada cada día. La precipitación mensual o anual es la lluvia acumulada, respectivamente, durante un mes o durante un año. <sup>ii</sup>

### **1.2.12. RELACION ENTRE INTENSIDAD LUMINOSA, TEMPERATURA Y HUMEDAD**

Cuando se habla del clima dentro del invernadero, existen una serie de factores con acción biológica directa, y fundamentalmente la temperatura, humedad e intensidad luminosa, son factores que están relacionados entre sí de manera que si se modifica alguno de ellos se modifica el resto.

Para la humedad ambiental a mayor temperatura disminuye su humedad relativa y al contrario a menor temperatura se produce un aumento de la humedad relativa, esto porque cuando mayor es la temperatura del aire, necesita más cantidad de agua para saturarse.

Como consecuencia de la radiación solar que penetra en el invernadero y dependiente de su intensidad, se producen los fenómenos de evaporación del agua del suelo, o los sustratos y de transpiración de las plantas, es decir, lo que se denomina la evapotranspiración. Una fuerte insolación produce un aumento de la temperatura y un descenso de la humedad relativa del aire, lo que provoca a su vez un aumento de la transpiración de las plantas, provocando en consecuencia un descenso en el proceso de la fotosíntesis, esto debido a que aumenta la transpiración exigiendo mayor necesidad de agua. Aún con suficiente agua en el suelo o sustrato a disposición de las plantas, en esta situación de fuertes calores y baja humedad relativa las plantas son incapaces de absorber.

Por todas las razones antes expuestas, hay que poner medios para evitar la excesiva subida de temperatura dentro de los invernaderos, y controlar que la humedad relativa esté cercana al óptimo del cultivo. Para ello se debe mantener el suelo o sustrato de un modo continuo con la humedad suficiente, y este objetivo sólo se lo puede alcanzar teniendo monitoreo continuo de



todas las variables que interesan dentro del invernadero y que ya se han mencionado en los literales anteriores.

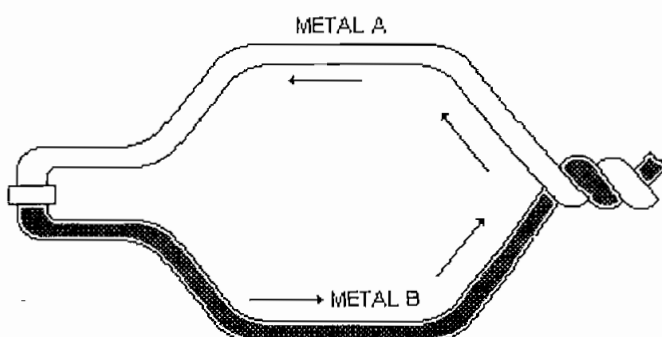
### 1.3. Automatización del monitoreo de variables

#### 1.3.1. MEDIDORES DE TEMPERATURA AMBIENTAL

La medida de temperatura constituye una de las mediciones más comunes y más importantes que se efectúan en la actividad agroindustrial. Por el tipo de aplicación, ya que no se necesita una medición instantánea, sino más bien en un cierto período largo de tiempo entre las muestras, y además por el rango de temperatura que se requiere medir se pueden utilizar termocuplas o termistores, los que se detallan a continuación.

#### TERMOCUPLAS

La termocupla se basa en el efecto descubierto por Seebeck en 1821, de la circulación de una corriente en un circuito formado por dos metales diferentes cuyas uniones (unión de medida o caliente y unión de referencia o fría) se mantienen a distinta temperatura (fig. 1.4).



*Fig. 1.4. Termocupla*

Esta circulación de corriente obedece a dos efectos termoelectrónicos combinados, el efecto Peltier que provoca la liberación o absorción de calor en la unión de dos metales distintos cuando una corriente circula a través de la unión y el efecto Thomson que consiste en la liberación o

absorción de calor cuando una corriente circula a través de un metal homogéneo en el que existe un gradiente de temperatura.<sup>iv</sup>

## TERMISTORES

Los termistores son semiconductores electrónicos con un coeficiente de temperatura vs. resistencia negativo de valor elevado, por lo que presentan unas variaciones rápidas y extremadamente grandes para los cambios relativamente pequeños en la temperatura. Los termistores se fabrican con óxidos de níquel, manganeso, hierro, cobalto, cobre, magnesio, titanio y otros metales, y están encapsulados.

La relación entre la resistencia del termistor y la temperatura viene dada por la expresión:

$$R_t = R_o e^{\beta \left( \frac{1}{T_t} - \frac{1}{T_o} \right)}$$

en la que:

$R_t$  = resistencia en ohmios a la temperatura absoluta  $T_t$

$R_o$  = resistencia en ohmios a la temperatura absoluta de referencia  $T_o$

$\beta$  = constante dentro de un intervalo moderado de temperaturas

En la figura 1.5 puede verse la curva característica de corriente de salida de un termistor de 10000 ohmios a 25 °C.

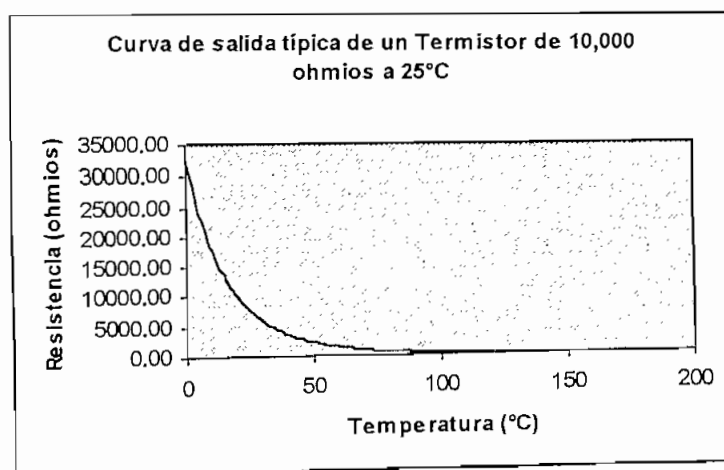


Fig. 1.5. Curva característica de un termistor

La distancia entre el termistor y el instrumento de medida puede ser considerable siempre que el elemento posea una alta resistencia comparada con la de los cables de unión. La corriente que circula por el termistor a través del circuito de medida debe ser baja para garantizar que la

variación de resistencia del elemento sea debida exclusivamente a los cambios de temperatura del proceso.

Los termistores encuentran su principal aplicación en la medición, la compensación y el control de temperatura, y como medidores de temperatura diferencial.

## SEMICONDUCTORES

Los semiconductores se construyen de tal modo que tengan una corriente de salida directamente proporcional a la temperatura absoluta (K). Esta propiedad hace de estos dispositivos lineales los más comunes de todos los elementos sensores de temperatura. Poniendo esta corriente de salida a través de un resistor, se obtiene un voltaje proporcional a la temperatura. Un ejemplo de curva de salida de un semiconductor puede verse en la figura 1.6.

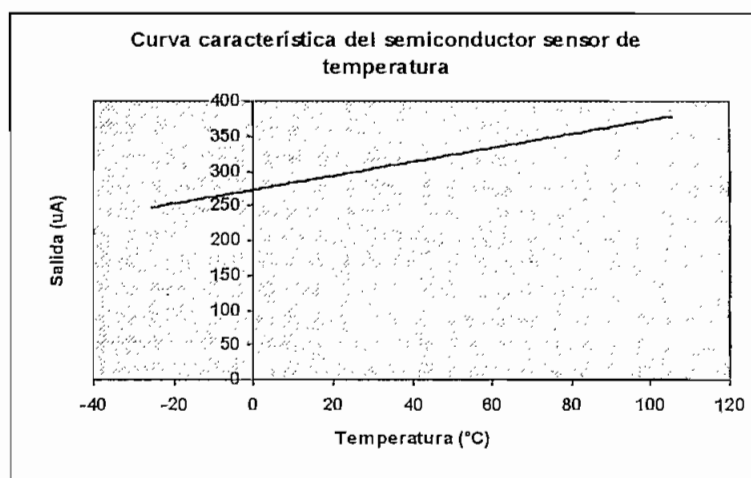


Figura 1.6. Curva característica de un semiconductor

### 1.3.2. SENSORES DE HUMEDAD

En la determinación de la humedad en el aire pueden emplearse varios métodos tales como: elemento del cabello o nailon, bulbo seco y bulbo húmedo, celda de cloruro de litio y sensor de polímero.

Ya que el método del cabello o nailon se basa en la expansión lineal de materiales sensibles tales como el nailon o el cabello, al igual que el método de bulbo seco y bulbo húmedo se basa en la medición de temperaturas con termómetros analógicos, no se explican estos métodos por no ser aplicables al presente trabajo.

## CELULA DE CLORURO DE LITIO

En esquema de la célula de cloruro de litio para medir la humedad relativa puede verse en la figura 1.7a; consiste en una célula embebida en cloruro de litio con una rejilla de láminas de oro. La sal tiene la propiedad de variar considerablemente de resistencia al aumentar o disminuir la humedad ambiente ya que libera o absorbe iones de la película soporte. Como la humedad relativa viene determinada simultáneamente por el contenido de la humedad y por la temperatura del aire, es obvio que es necesario compensar ésta. En la figura 1.7b, puede verse un gráfico resistividad vs. humedad relativa en función de la temperatura ambiente. La proporción de la sal de cloruro de litio en la película que recubre la célula determina el campo de medida de la humedad; cuanto más alta sea la proporción de la sal tanto más bajo será el campo de medida. El elemento no puede utilizarse en atmósferas con mucho polvo, con dióxido de azufre, vapores ácidos, amoníaco, cloro, vapores alcalinos, acetileno, óxido de etileno y atmósferas contaminadas con sal.

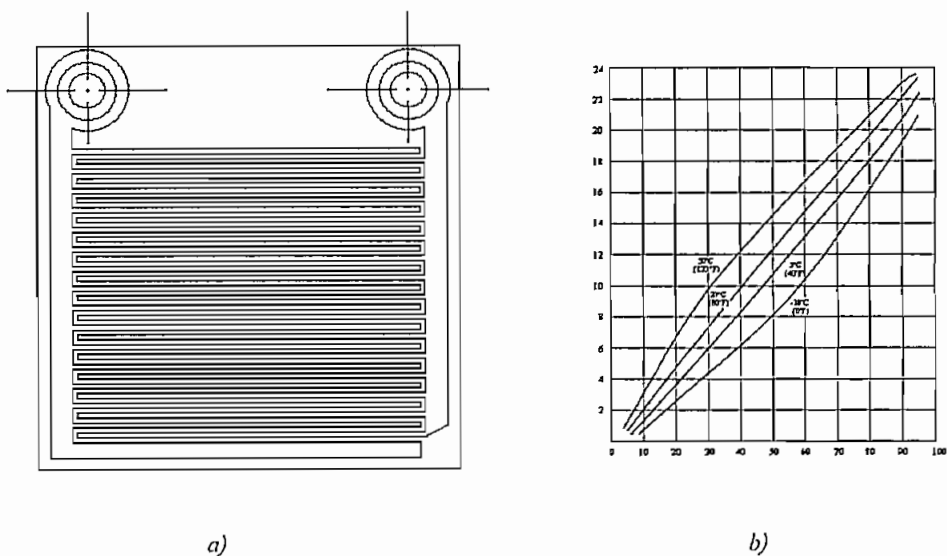


Fig. 7. a) Célula de cloruro de litio. b) Resistividad vs. humedad relativa en función de la temperatura ambiente

El elemento envejece, disminuyendo su indicación en 1 a 2% por año. La precisión suele ser de  $\pm 2$  a  $\pm 3\%$  de humedad relativa y el elemento puede medir de 5 a 95% de humedad relativa.

## SENSOR DE POLIMERO

El sensor está formado por una rejilla conductora con una base de poliestireno tratada con ácido sulfúrico. La variación de humedad ambiente (30 a 90% HR) cambia la resistencia de la

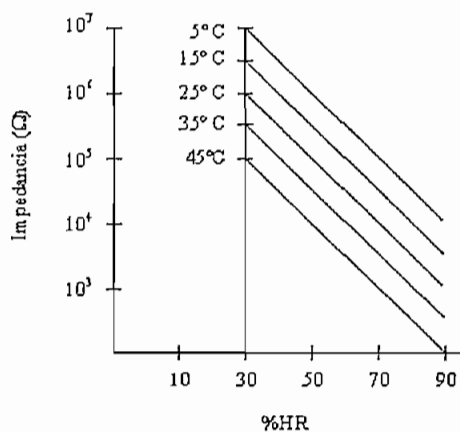


Fig. 1.8. Gráfico de la curva de respuesta del sensor de polímero

superficie del sensor, debido a que el radical sulfato ( $\text{SO}_4$ ) libera o absorbe los iones hidrógeno ( $\text{H}^+$ ) procedentes de la humedad del ambiente. En la figura 1.8 pueden verse las curvas de impedancia según la temperatura de trabajo. Se utilizan compensadores de temperatura y el sensor está conectado a un puente de Wheatstone <sup>iv</sup>.

### 1.3.3. VELOCIDAD DEL VIENTO

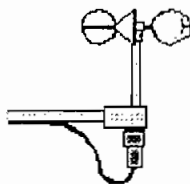
La velocidad del viento puede ser medida por sensores que pueden ser agrupados en cuatro clases.

El primer grupo mide la presión dinámica del viento, y está conformado por un tubo de presión. La diferencia entre las presiones superior e inferior se mide por un transductor diferencia de presión. La diferencia de presión es muy pequeña, tal como la señal resultante. Aunque éste sensor es útil para el túnel de viento y otras aplicaciones especiales, el tubo de presión no es recomendado para mediciones de viento de propósito general.

El segundo grupo mide la frecuencia de un pulso de presión y es representado como anemómetro sónico o acústico. Estos instrumentos relacionan la variación de la velocidad del sonido con la velocidad del viento. El anemómetro sónico es un dispositivo caro y no muy recomendado para mediciones de propósito general, aún cuando estos no tienen las ventajas de medir la velocidad del viento en las tres dimensiones simultáneamente.

El tercer grupo se basa en la medida de la pérdida convectiva de calor del aire circundante, y a estos instrumentos se los denomina anemómetros de cable caliente. Aunque existen muchas configuraciones circuitales, en general la principal es tal que cuando la velocidad del viento se incrementa, se necesita una mayor corriente para mantener el cable caliente a una cierta temperatura. También es útil para aplicaciones especiales ya que no tiene partes móviles (fueron utilizados por las sondas Vikingo en Marte), pero su circuitería para mantener la corriente y la medición de la temperatura asociada crean una situación complicada para mediciones de uso general.

El grupo final de anemómetros se basa en un juego de elementos simple y fácil de usar, que responden a la fuerza dinámica en una superficie expuesta al viento. Estos anemómetros generalmente tienen un juego de 3 copas cóncavas colocadas sobre un eje o una hélice que rota a una velocidad proporcional a la velocidad del viento, tal como se muestra en la figura 1.9. La rotación es convertida en señales eléctricas en forma de pulsos o de voltaje.



*Fig.1.9. Sensor de velocidad del viento*

Los anemómetros de pulsos producen un pulso o dos por rotación. Contando los pulsos que ocurren en un cierto intervalo de tiempo, se puede determinar la velocidad del viento. La velocidad mínima que pueden medir estos instrumentos es baja, generalmente 1.6 km/h o menos. Además, el precio de estos instrumentos es moderado.

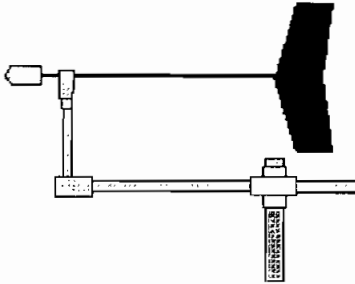
Los anemómetros con un voltaje de salida consisten de un pequeño generador impulsado por la rotación de una hélice de copas, y produce un voltaje proporcional a la velocidad del viento. Aún cuando estos tienen una velocidad de inicio ligeramente alta, son extremadamente durables y son los sensores de viento más baratos del mercado.

#### **1.3.4. DIRECCION DEL VIENTO**

El método más común y menos caro de medir la dirección a la cual sopla el viento, emplea una veleta muy ligera la cual se orienta paralela al viento por sí sola. La salida del sensor

puede ser una señal discreta para cada dirección, o un voltaje análogo de salida proporcional a la orientación.

En el pasado se utilizaban interruptores, LEDs, o un codificador óptico el cual se activa cuando rota la veleta. Habitualmente, la veleta monitoreaba solo 8 ó 16 direcciones (tales como N, O, NO, NE, etc.), este método requiere un número de cables aproximadamente igual al número de direcciones a medirse.



*Fig.1.10. Sensor de dirección del viento*

Las veletas que producen un voltaje análogo de salida utilizan un potenciómetro el cual es capaz de rotar continuamente los 360° de una circunferencia, con una zona abierta de 2° a 20 ° en la zona más alta de resistencia (figura 1.10). Estos requieren solo dos cables conductores para su funcionamiento y medición. El cambio de resistencia puede ser convertido a un voltaje análogo apropiado para manejarse con un conversor análogo-digital.

Otras alternativas más costosas de medición para la dirección del viento existen las que incluyen anemómetros de cable caliente, sónicos y acústicos. Estos instrumentos son normalmente usados en meteorología de microescala y de capas límite.

### **1.3.5. MEDIDORES DE LA HUMEDAD DE SUELO**

#### **TENSIOMETRO**

El tensiómetro se basa en medir la mayor o menor fuerza de succión que tienen que ejercer las raíces para absorber el agua adherida a las partículas de suelo.

El tensiómetro consta esencialmente de un tubo lleno de agua, con una cápsula de cerámica porosa en un extremo y con un manómetro o medidor de vacío en el otro extremo. El tubo se instala en el suelo, colocando la punta de cerámica a la profundidad cuya humedad se desea medir, y el manómetro, por encima de la superficie.

A medida que el suelo se seca, el agua del tubo pasa hacia el suelo a través de la cápsula cerámica, con lo cual se crea un vacío dentro del tubo que es registrado por el manómetro. Cuanto más seco está el suelo, mayor cantidad de agua sale del tubo y, por tanto, mayor será el vacío formado y la lectura del manómetro. Cuando el suelo recibe agua (por lluvia o por riego), ésta pasa del suelo al tubo, con lo cual el vacío del tubo se hace menor y disminuye la lectura del manómetro.

Los tensiómetros llevan una escala dividida de 1 a 100 centésimas de atmósfera. Las lecturas indican el vacío creado en el tubo, que es indirectamente proporcional al contenido de la humedad: las lecturas altas indican un suelo con poca humedad, mientras que las lecturas bajas indican un suelo con mucha humedad.

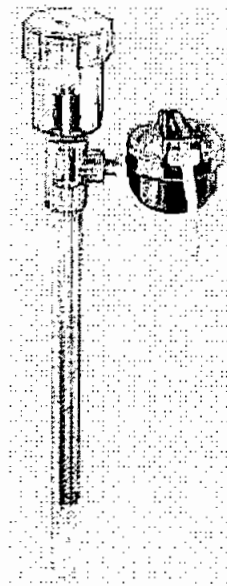
A efectos de riego, en cada punto del suelo cuya humedad se quiere medir se instalan dos aparatos: uno a lo largo para la zona profunda de las raíces y otro corto para la zona más somera. En cultivos de raíces poco profundas se instala un solo tensiómetro.

La interpretación de las lecturas varía con el tipo de suelo y de cultivo. De un modo general se pueden dar las normas siguientes:

- Lecturas de 0 a 10. Indican suelo saturado. Estas lecturas se dan en los días siguientes al riego o a una lluvia copiosa.
- Lecturas de 10 a 20. El suelo está a la capacidad de campo. En este intervalo se interrumpe el riego que no sea por goteo, para evitar que el agua sobrante se desperdicie y arrastre los elementos nutritivos fuera del alcance de las raíces. Este intervalo es el que debe mantenerse en riego por goteo.
- Lecturas de 30 a 60. Intervalo para iniciar el riego que no sea por goteo.
- Lecturas superiores a 70. En la mayoría de los suelos y cultivos la lectura de 70 indica que las plantas no disponen de toda el agua necesaria para un crecimiento máximo.



Los suelos arenosos retienen el agua con menos fuerza que los suelos arcillosos. Como los tensiómetros no miden los valores altos, son más útiles en suelos arenosos que en los arcillosos. <sup>iii</sup>



*Fig.1.11. Tensiómetro modelo IRROMETER serie RA.*

En la figura 1.11 <sup>v</sup> podemos observar un tensiómetro de la compañía IRROMETER, el cual posee un mecanismo electrónico que es capaz de manejar válvulas, por medio de control automático o por un timer. Los tamaños estándar de éstos dispositivos son de 6", 12", 18", 24", 36", 48" y 60", dependiendo de la profundidad de las raíces del sembrío. Estos tensiómetros poseen rangos desde 0 centibars hasta 100 centibars aproximadamente.

### **MEDIDORES DE RESISTENCIA ELECTRICA**

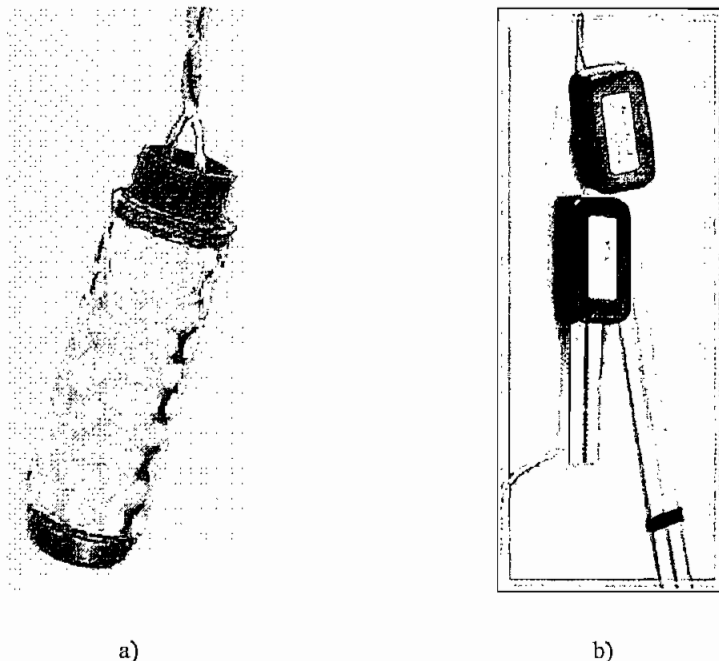
La medición de la humedad por este procedimiento se basa en que la resistencia eléctrica de un bloque de yeso, de fibra de vidrio o de otro material poroso aumenta a medida que disminuye su humedad.

Los bloques de yeso, que llevan en su interior unos electrodos, se instalan en el suelo a una profundidad deseada. Cuando el suelo se seca, el bloque pierde humedad y la resistencia eléctrica aumenta. El problema principal que tiene éste tipo de sensores es el de disolución del yeso, lo que provoca que en un corto tiempo el sensor se destruya irreversiblemente.

A efectos de regadío conviene instalar los bloques poco después de la siembra del cultivo, para que las raíces crezcan alrededor de ellos y se asegure el contacto entre los bloques y el suelo.

En cada punto donde se quiere medir la humedad se colocan dos bloques: uno superficial (de 20 a 30 centímetros) y otro a mayor profundidad (de 30 a 60 centímetros).

Las graduaciones de la escala son distintas en los diferentes modelos existentes, por lo que cada modelo lleva las instrucciones precisas para la correcta interpretación de las lecturas.<sup>iii</sup>



*Fig.1.12. Sensores de resistencia eléctrica. a) Recubierto por yeso, mide en escala de centibars. b) Sensor metálico, mide cantidad volumétrica del agua en ppm.*

En la figura 1.12a<sup>v</sup> se observa un sensor de resistencia eléctrica de yeso manufacturado por la casa IRROMETER, éste modelo denominado WATERMARK, a diferencia de otros sensores de este tipo provee lecturas en una escala de centibars, desde los 10 a los 200 centibars, lo cual cubre el rango entero que se requiere en regadío de suelos arcillosos.

Otro método de medir la humedad del suelo, lo proveen los medidores de cantidad volumétrica de agua contenida en el suelo, los cuales miden básicamente la constante dieléctrica que cambia con el regadío. La ventaja principal de éste tipo de sensores es su dureza frente a las condiciones adversas del suelo, lo que deriva en una mayor duración del sensor.

En la figura 1.12b<sup>vi</sup> se observa un sensor de volumen de agua en el suelo fabricado por la casa GLOBAL WATER, el cual tiene diferentes rangos que varían desde 0 a 3300 ppm.

### 1.3.6. MEDIDORES DE INTENSIDAD LUMINICA

Monitorear la intensidad de luz es importante para la agricultura, y más aún dentro de un invernadero, para poder correlacionar el crecimiento de la planta en un invernadero con la incidencia de luz.

Afortunadamente, la intensidad de luz es bastante fácil y relativamente barata de medir con los sensores fotovoltaicos.

Las celdas fotovoltaicas generan un voltaje cuando la luz incide sobre ellas. Por esto éstas han adquirido el nombre popular de “celda solar” y cuando son puestas juntas en grandes paneles, estas celdas pueden suministrar energía eléctrica a casas, estaciones de monitoreo remotas, luces de navegación náutica y calculadoras de bolsillo.

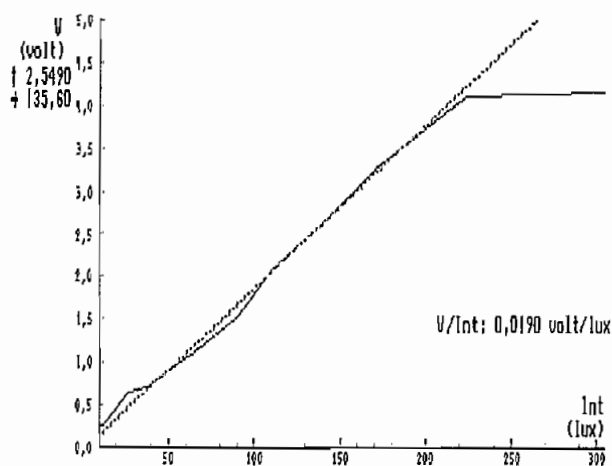


Fig.1.13. Curva de respuesta de una celda fotovoltaica

Las celdas fotovoltaicas son una efectiva manera de medir el nivel de luz puesto que son baratas, simples de instalar y no requieren una fuente de alimentación. Su señal de salida es bastante lineal con la intensidad de luz, lo que permite una calibración veraz, una buena aproximación de la curva de respuesta de una celda fotovoltaica se observa en la figura 1.13. No obstante su salida es afectada por la temperatura y disminuye con el aumento de la temperatura.

Hay que anotar que el funcionamiento de las celdas fotovoltaicas es extremadamente bueno para usos de casa u oficina en donde no se necesita una gran exactitud.

Ahora, existen otros sensores más sofisticados llamados “transmisores de brillo”, los que se componen de un arreglo de sensores fotovoltaicos dentro de un bulbo de vidrio especial y su

señal resultante es adaptada a la sensibilidad del ojo humano, además con la ventaja de que ésta es linealmente proporcional al brillo de una habitación grande dependiendo del transmisor.

La desventaja de los transmisores de brillo es su precio, pero sus aplicaciones son diversas y preferiblemente en situaciones en dónde se necesite una gran exactitud.

## **1.4. Sensores de las variables**

### **1.4.1. HUMEDAD Y TEMPERATURA**

La humedad relativa es un parámetro difícil de medir en la mayoría de los casos, ya que ésta está fuertemente afectada por los cambios de temperatura.

El sensor utilizado en el presente trabajo es el RHT-2 de Remote Measurement Systems, y realiza tanto la medida de humedad relativa como la temperatura ambiente. Tal como la humedad en la atmósfera cambie, el dispositivo cambia su capacitancia de una fina capa de plástico recubierto de oro y plata. El sensor convierte esta capacitancia en voltaje proporcional a la humedad relativa. Además el sensor de humedad RHT-2 contiene otro transductor de temperatura AD590JH, que no se lo utilizará por su difícil calibración, en lugar de éste se colocará el sensor de la casa National Semiconductor denominado LM335, que consiste en un circuito integrado de tres terminales que produce un voltaje de salida proporcional a la temperatura absoluta. Cuando este es alimentado con corriente continua, el dispositivo actúa como un regulador de voltaje constante, limitando el flujo de corriente en proporción directa a la temperatura.

Ahora, el rango de operación del sensor compuesto RHT-2 es desde 0 a 100% de humedad relativa en un rango de temperaturas de  $-40^{\circ}\text{F}$  ( $-40^{\circ}\text{C}$ ) a  $185^{\circ}\text{F}$  ( $85^{\circ}\text{C}$ ). El RHT-2 se vende como un dispositivo descalibrado. Este responde a los cambios en la humedad relativa, pero el usuario es el que deberá decidir el tipo de calibración. Sin embargo, el fabricante lleva a cabo un ajuste en bruto del RHT-2 durante su fabricación, de modo que se tenga una salida aproximada de 180 mV a 40% y 350mV a 100% de humedad relativa.

Ya que el alcance de la salida del sensor RHT-2 es cerca de 200mV, la resolución es mejor de 0.1% de humedad relativa. Sin embargo la precisión, dependiendo del método de calibración empleado es de aproximadamente  $\pm 2\%$ .<sup>vii</sup>

Debido a que el RHT-2 opera por medio de cambios de constante dieléctrica en una capa fina, este requiere un periodo de tiempo de aproximadamente 1 minuto para un total equilibrio después de un cambio de humedad relativa.

El sensor de temperatura LM335 opera en un rango de  $-40$  a  $+100$  °C con una resolución de  $1$  °C y está fabricado con una cubierta plástica parecida a la de un transistor. Produce un cambio de  $10$  mV por cada grado Kelvin de variación.<sup>vii</sup> Además, el sensor LM335 suministra un voltaje de salida de  $2.68$  a  $3.18$  V en un rango de temperatura de  $-5$  a  $45$  °C.

### 1.4.2. VELOCIDAD DEL VIENTO

Como se explicó antes, la velocidad del viento puede ser medida por sensores llamados anemómetros. El anemómetro es un transductor que convierte la energía del viento (velocidad del viento) en otro tipo de energía que sea más fácil de medir.

En este caso el anemómetro a utilizar es el tipo Maximum #40 – AC generator, que está compuesto por un juego de copas, que responden a la fuerza del viento, y la señal de salida es un voltaje de corriente alterna proporcional a la velocidad del viento.

Este tipo de anemómetro tiene un rotor compuesto por un eje vertical, en cuya parte superior se encuentran tres copas cónicas sostenidas por brazos, las que reducen la sobrestimación del flujo de viento cuando éste es fluctuante, y además, el torque proporcionado es muy uniforme comparándolo con un sistema de 4 brazos. En la parte inferior, tiene un sistema de imanes permanentes rodeando un estator de baja resistencia, en sí es un pequeño sistema de generación de corriente alterna, el cual produce voltajes de baja amplitud cuando el viento hace girar el arreglo de copas y por consiguiente el rotor.<sup>viii</sup>

Las características del anemómetro son las siguientes:

Rango de salida del sensor:  $0 - 120$  Hz

Factor de la escala:  $0.76369$  m/s / Hz

Resolución:  $0.271\%$

### 1.4.3. DIRECCION DEL VIENTO

El método más común y menos caro de monitorear la dirección del viento emplea una veleta liviana la cual se orienta por sí sola paralelamente al viento, este instrumento llamado anemoscopio, emplea un sensor – transductor que convierte la dirección del viento en otro tipo de variable, que en el caso específico es convertida en variación de resistencia eléctrica.

La salida eléctrica de la veleta puede ser una señal discreta para cada dirección, o un voltaje análogo proporcional a la orientación.

La veleta que se utiliza en el presente trabajo es de tipo 200P Wind Direction Vane, y emplea un potenciómetro el cual es capaz de rotar de 0 a 360° con una variación de 0 hasta 10 kΩ respectivamente, y a través de acondicionamiento produce un voltaje análogo de salida. El sensor en sí requiere 2 cables para la conexión al circuito de acondicionamiento, aunque éste tenga 3 cables. Además, tiene una banda muerta de 8° donde termina la resistencia circular. Además tiene una resolución de 0.271%.<sup>viii</sup>

#### **1.4.4. HUMEDAD DE SUELO**

Como se explicó la humedad del suelo se puede medir tanto por tensiómetros como por medidores de resistencia. En el caso del presente trabajo se utilizará un medidor de resistencia, por ser éste más fácil de utilizar y sobre todo más durable.

El sensor empleado es denominado AT210 por el fabricante Global Water, entre sus características éste sensor tiene una muy buena exactitud que está alrededor del 1% con calibración de laboratorio. El sensor no requiere mantenimiento y posee un nivel alto de salida (4-20mA) para una interface directa con los sistemas de adquisición de datos.

La humedad del suelo se mide a través del cambio de la constante dieléctrica del suelo. La humedad del suelo es la de mayor contribución a la constante dieléctrica. El rango de medida del sensor es múltiple:

Rango 1: 10-1000 ppm

Rango 2: 0-1500 ppm

Rango 3: 0-3300 ppm.

#### **1.4.5. INTENSIDAD LUMINICA**

El sensor a utilizarse para medir la intensidad de luz que incide dentro del invernadero es denominado PVC-1, que es manufacturado por la casa americana Remote Measurement Systems.

Este sensor es básicamente una celda fotovoltaica de 1cm cuadrado de superficie expuesta a la luz. Además, dentro de sus características eléctricas éste produce un voltaje de 550mV a plena escala, en configuración de circuito abierto. Sin embargo, dentro de un invernadero el sensor produce alrededor de 350mV bajo luz incandescente.

Otra característica del sensor PVC-1 es que no es calibrado, es así que para aplicaciones rigurosas puede ser calibrado con la ayuda de un instrumento que entregue la medición exacta de la intensidad de luz en unidades conocidas ( $W/m^2$ , lux, fc), y así obtener una ecuación lineal que cumplan los puntos de prueba.

Aunque estas celdas fotovoltaicas son baratas, la mayor desventaja que poseen es que son afectadas por la temperatura con variaciones tan grandes que pueden llegar hasta el 20%.

## 1.5. Equipo de monitoreo

El equipo a diseñarse debe reunir todos los criterios para el correcto monitoreo de invernaderos de cultivos para agroexportación, facilitando de éste modo un efectivo control de variables relacionadas a esta actividad como son: temperatura, humedad, iluminación dentro del invernadero, cantidad de riego, velocidad y dirección del viento, por las razones expuestas y además porque al disponer de un registro de todos estos parámetros, los técnicos que manejan los cultivos bajo invernadero van a disponer de una poderosa herramienta que contribuya eficazmente a que cumplan de mejor manera su trabajo y así conseguir un mejor rendimiento en sus cultivos.

Además, se deben utilizar diferentes herramientas para acoplar los diferentes sensores que se pueden encontrar en el mercado, con los circuitos integrados disponibles como son: amplificadores operacionales, convertidor de señal frecuencia-voltaje, conversor análogo-digital, y demás elementos agregados.

En el sistema de adquisición de datos se utilizará como cerebro central un microcontrolador de los más difundidos en el mercado, memoria no volátil tanto para el programa monitor de control como para los datos registrados desde los sensores, un reloj en tiempo real, por la necesidad de que los registros vayan acompañados por una referencia de fecha y hora en que se efectúe el almacenamiento de la información. Además, será necesario disponer de un display y teclado, para poder observar en el equipo mismo la información disponible en ese momento; la información general registrada, se la descargará a través del puerto serial a un computador.

En cuanto al programa de procesamiento y comunicaciones del equipo con el PC, se definirá un lenguaje de programación que corre bajo el sistema operativo Windows y que posibilite un manejo adecuado de las comunicaciones por medio del puerto serial y que permita la gestión de los datos registrados para poder presentar en forma apropiada la información, mediante tablas y gráficos.

## REFERENCIAS:

---

<sup>i</sup> Ing. Agr. Rolando M. Klasman, LAS TEMPERATURAS DEL VERANO Y LA CALIDAD DE LAS FLORES PARA CORTE, Revista Informe Frutihortícola, Marzo de 1995, España.

<sup>ii</sup> Ing. Washington Duque, Ing. Milton Bustos, Econ. Franklin Vilca, CULTIVOS EN SUSTRATOS BAJO INVERNADERO, Fundación Nacional 4-F, Quito-Ecuador.

<sup>iii</sup> Serrano Cermeño Zoilo, CONSTRUCCION DE INVERNADEROS, Ediciones Mundi-Empresa, 1994, Madrid-España.

<sup>iv</sup> Creus Solé Antonio, INSTRUMENTACION INDUSTRIAL, Sexta Edición, Alfaomega Grupo Editor, 1997, Barcelona-España

<sup>v</sup> <http://www.irrometer.com>

<sup>vi</sup> [http://globalw.com/soil\\_moisture.html](http://globalw.com/soil_moisture.html)

<sup>vii</sup> Anexo 1, hoja de datos del sensor.

<sup>viii</sup> Orozco Allauca, Marcelo Patricio, CONTROL DE UN SISTEMA DE CAPTACION DE ENERGIA EOLICA POR MEDIO DE UN COMPUTADOR, Tesis previa a la obtención del Título de Ingeniero en la Especialización de Electrónica y Control, Escuela Politécnica Nacional, Noviembre de 1996, Quito-Ecuador.



## 2: DISEÑO CIRCUITAL

El presente capítulo tienen como objetivo presentar el diseño y construcción del hardware para el sistema de monitoreo.

Además, se explica la forma en que operan las diferentes etapas individualmente y en conjunto, y además se indican los procedimientos y criterios de diseño de cada uno de los bloques que componen éstas etapas.

### 2.1. Diagrama general en bloques

El circuito a diseñarse tal como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 2.1, está comprendido de dos etapas: la primera es la que conforman los elementos que permitirán el acondicionamiento de las señales de los sensores, en donde se involucran como parte elemental los amplificadores operacionales, mientras que como segundo bloque se tiene el circuito de adquisición de datos que está conformado básicamente por el microcontrolador que es el que gobierna el sistema, junto con los circuitos digitales como por ejemplo el convertor analógico-digital que es el interfaz entre las señales que ingresan desde el circuito acondicionador de los sensores y ésta etapa, el convertor TTL a RS-232, retenedores, etc. , además de los periféricos tales como teclado, display LCD e indicadores visuales (LEDs).

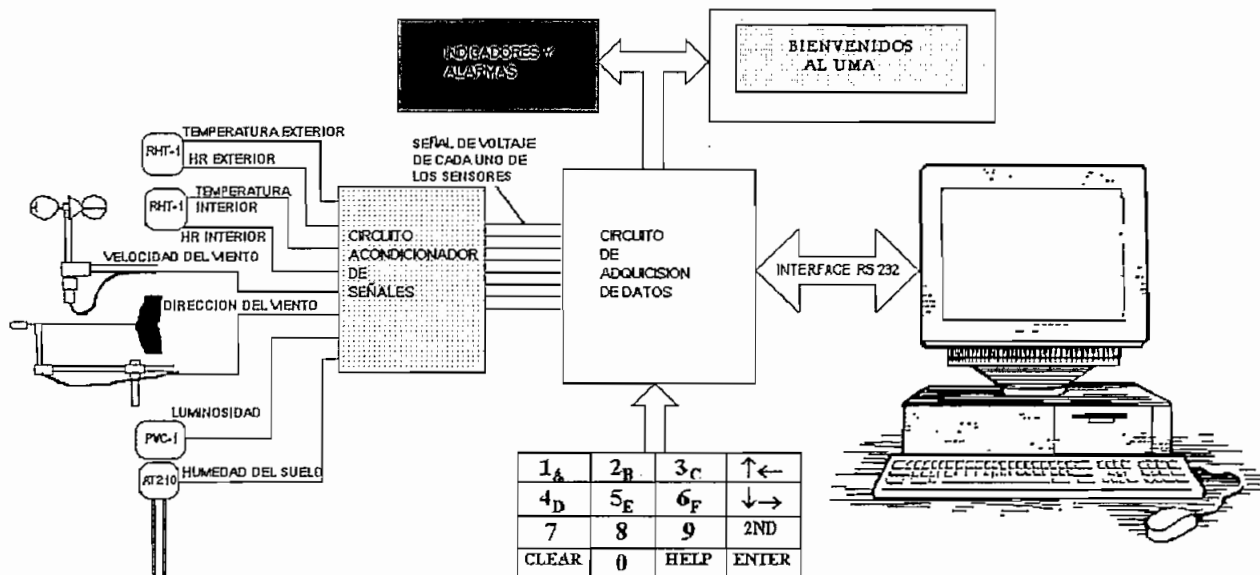


Fig.2.1. Diagrama en bloques del sistema a diseñarse

## 2.2. Diseño de la etapa de Adquisición de Datos

### 2.2.1. CONSIDERACIONES DE FUNCIONAMIENTO

El circuito a diseñarse debe ser capaz de manejar señales analógicas acondicionadas provenientes de los sensores. Además, el circuito debe manejar los datos en forma digital; es decir, almacenarlos para luego ser descargados a un Computador Personal (PC) y poder verlos en el instante que el usuario desee.

Para la creación de registros se debe disponer de un reloj en tiempo real que grabe la fecha y hora junto con los datos que se leen de los sensores. Además, el circuito debe manejar periféricos tales como un display para poder observar información, menús y tiempo actual, y un teclado que permita seleccionar las opciones de un determinado menú e igualar el reloj en tiempo real.

También debe disponer de un bloque que maneje LEDs para indicación visual de que el sistema está prendido y de alarmas programables.

Por último, el circuito debe incluir un bloque de comunicación con el PC para poder descargar los datos, este bloque debe manejar el interfaz serial de norma RS-232 hacia el lado del PC y TTL para los circuitos digitales.

### 2.2.2. ELECCION DE LOS COMPONENTES

Al ser la función principal de esta etapa, la de procesar los datos que lleguen del circuito acondicionador de señales, se hace necesario tener un dispositivo principal que maneje todos los circuitos digitales, por esta razón se decidió usar un microcontrolador y se seleccionó uno de la fábrica DALLAS SEMICONDUCTOR modelo DS2250T de la familia Secure Microcontroller, que es compatible con los microcontroladores 8051 de la marca INTEL de 8 bits.

Para la conversión de las señales que llegan desde el circuito de acondicionamiento de señales se dispondrá de un conversor analógico-digital de 8 entradas y 8 bits de salida, el cual tiene incorporado el manejo de tres estados de la salida que nos sirve para conectarlo con un bus multiplexado del microcontrolador, el modelo del conversor analógico-digital a ser utilizado es el ADC0809N.

Además, se utiliza el circuito MAX-232 para el interfaz entre el PC y el microcontrolador; es decir, como circuito de acoplamiento de niveles de voltaje RS-232 a TTL.

respectivamente, por la versatilidad que posee ya que puede funcionar con un a sola fuente de voltaje que en nuestro caso es de +5V.

La decodificación del teclado matricial disponible se lo realiza con un circuito codificador específico para teclados de 4x4 teclas de fácil uso y compatible con niveles TTL, el MM74C922N del fabricante NATIONAL SEMICONDUCTORS.

El display LCD (Liquid Cristal Display) se maneja por medio del bus del microcontrolador con un retenedor modelo 74LS377, además se lo hace funcionar en el modo de 4 bits de datos, puesto que éste puede ser manejado tanto por 4 como por 8 bits. El LCD también posee 3 líneas de control tanto para el modo es decir si es lectura o escritura, el dato si es comando o caracter, y habilitación de la operación para lectura o escritura. El modelo de display es el DMC16204 de la marca OPTREX, con ajuste de contraste y luz posterior, y puede ser manejado por niveles TTL.

Al igual que el display, los LEDs indicadores y de alarma se manejan con un retenedor, ya que el control de éstos también se lo realiza a través del bus multiplexado del microcontrolador.

Al no disponer de un pórtilo para cada uno de los periféricos del microcontrolador, y para poder tener una expansión futura, se ha decidido hacer el diseño del bloque en base al concepto de “bus”.<sup>i</sup> Para el adecuado funcionamiento del bus en conjunto con los bloques de memoria del microcontrolador, se ha seleccionado un decodificador de 3 a 8 líneas, ya que se cuenta con 4 dispositivos conectados al bus, y se dejan otras 4 líneas para futuras expansiones.

### **2.2.3. EL MICROCONTROLADOR DS2250T**

Para una buena comprensión de la razón por la que se eligió este microcontrolador, aquí se explicarán las características más relevantes con relación al hardware y al software que maneja éste, incluyendo su arquitectura, los registros, la memoria, la forma de programación, las comunicaciones, etc.

La familia de microcontroladores “SECURE MICROCONTROLLER” de Dallas Semiconductors<sup>ii</sup>, es compatible con los dispositivos 8051, que además utilizan memoria RAM no volátil en lugar de una ROM para programa. Esta característica hace de que éstos microprocesadores sean capaces de proteger el software de usuario contra la piratería y la manipulación malintencionada. Estos microprocesadores poseen varios rangos de seguridad, desde la simple prevención de acceso hasta una encriptación total de la memoria de programa y de datos del dispositivo. Un intento de acceder a la información protegida, desencadena el proceso de destrucción lógica de la memoria. La familia “SECURE MICROCONTROLLER” puede tener

aplicaciones variadas, destacando que el usuario los podría utilizar en los casos que requieran de protección de los algoritmos del programa.

Dentro de la familia de microcontroladores “SECURE MICROCONTROLLER” se pueden encontrar tanto *chips* sueltos como *módulos*. El *chip* es solamente el microprocesador monolítico que se podría conectar a una SRAM estándar y a una batería de litio por ejemplo. En cambio un *módulo* lo componen el microprocesador combinado con la SRAM y la batería de litio en un módulo preensamblado, como en el caso del microcontrolador modelo DS2250(T). Dependiendo de la configuración específica, se disponen de *módulos* de 40 pines en formatos DIP encapsulados o en módulos SIMM al igual que el modelo DS2250(T).

Aunque las características específicas varían de uno a otro chip o módulo, todos los dispositivos tienen las siguientes características básicas:

- Código 100% compatible con la familia 8051 de Intel.
- Manejo de 64KB de memoria de programa y 64KB de memoria de datos.
- Circuitería de control de la memoria no volátil.
- 10 años de retención de datos en ausencia de alimentación.
- Reprogramación fácil sobre cualquier sistema montado, por medio del puerto serial.
- 128 bytes de RAM de fácil acceso y alta velocidad.
- 2 temporizadores/contadores de propósito general de 16 bits.
- 1 UART
- 5 interrupciones con 2 externas.
- Bus de memoria dedicada, preservando los pñrticos para uso general de E/S.
- Reset en caso de falla de alimentación.
- Interrupción de advertencia de falla de alimentación.
- Perro guardián.

Los *chips* microcontroladores poseen un bus de datos y direcciones no multiplexado que controla la memoria dejando libre los pñrticos, éste bus es llamado byte-wide bus (bus de byte ampliado). Este bus puede conectarse a memorias CMOS RAM estándar de 8Kx8, 32Kx8 ó 128Kx8. Nótese que éste bus es aparte del estándar multiplexado entre los pñrticos 0 y 2 del microcontrolador. En forma de *módulo*, el bus de byte ampliado está directamente conectado a una memoria SRAM montada en el mismo *módulo*, de modo que el acceso de memoria es transparente para el usuario, dejando libres los pñrticos para uso general de E/S.

El bus de byte ampliado, permite manejar un dispositivo de reloj en tiempo real, que todos los *módulos* lo poseen. La batería y la decodificación del programa son manejados automáticamente por el microprocesador.

Los *chips* microprocesadores proveen un control de memoria no volátil para memorias RAM CMOS estándar. Los *módulos* combinan el microprocesador con la memoria SRAM CMOS y una batería de litio, formando así una memoria no volátil tanto para datos como para programa. La ventaja de particionar una memoria RAM común en dos segmentos es que se requiere un pequeño número de chips de memoria.

El usuario de éstos microcontroladores puede actualizar el código de programa en cualquier momento, mediante la capacidad interna de carga de programa de la familia SECURE, supervisada por un programa almacenado en una memoria ROM interna del microcontrolador. Todos los dispositivos de la familia SECURE permiten cargar el programa a través del puerto serial, en formato hexadecimal, incluso cuando el microcontrolador se ha colocado ya en su circuito impreso definitivo. Además la memoria de datos también puede ser recuperada por éste método. Algunas versiones también pueden cargar el programa vía puerto paralelo.

Algunas características especiales previenen de que el sistema salga de control cuando aparece un transitorio en la alimentación, éstas incluyen un RESET cuando la alimentación está fuera de tolerancia; una interrupción de advertencia temprana de falla de poder, la cual permite al software guardar datos importantes en la memoria, y un temporizador perro-guardián para inicializar el programa en caso de que éste salga de control. También, la memoria no volátil permite que el software guarde el estado operativo del sistema de modo que las tareas se retomen en el momento que se restablezca la alimentación.

La familia de microcontroladores SECURE está compuesta por tres *chips* y sus *módulos* asociados. Las diferencias provienen de los puertos de Entrada/Salida (E/S), acceso de memoria, y características de seguridad. El chip DS5000FP se usa en los módulos DS2250T y DS5000T. En cambio el chip DS5001FP se lo usa en el módulo DS2251T, y el chip DS5002FP es usado en el módulo DS2252T. A continuación en la tabla 2.1 se muestra una guía completa de selección de todas las combinaciones posibles de velocidad y capacidad de memoria.

CHIP	DESCRIPCION	ACCESO DE MEMORIA DE BYTE AMPLIADO	SEGURIDAD	ENCAPSULADO
DS5000FP	Microprocesador Flexible	8, 32, 64 *K bytes	Opcional	QFP de 80 pines
DS5001FP	Microprocesador 120K	32, 64, 128 K bytes	Ninguna	QFP de 80 pines
DS5002FP	Microprocesador Seguro	32, 64, 128 K bytes	Máxima	QFP de 80 pines

MODULO	DESCRIPCION	MEMORIA ON-BOARD	ENCAPSULADO
DS2250(T)	DS5000FP en SIMM	8, 32, 64 *Kbytes	SIMM de 40 pines
DS5000(T)	DS5000FP en Módulo DIP	8, 32 Kbytes	DIP de 40 pines
DS2251T	DS5001FP en SIMM	32, 64, 128 Kbytes	SIMM de 72 pines
DS2252T	DS5002FP en SIMM	32, 64, 128 Kbytes	SIMM de 40 pines

\* 32 KB particionables, y 32 KB para memoria de datos estrictamente.

**Notas:**

“T” especifica reloj en tiempo real on-board.

Versiones de 128 Kbytes son arreglos de segmentos de 64K de programa y 64K de datos. Otras versiones son particionables.

*Tabla 2.1. Guía completa de selección de todas las combinaciones posibles de la familia SECURE*

La familia de microcontroladores “SECURE MICROCONTROLLER” de Dallas Semiconductors, está basada en los microcontroladores 8051 de Intel. Muchas funciones son idénticas a las de los microcontroladores 8051. En general, todas las características de los microcontroladores SECURE son aplicables a todos los miembros de la familia, con pocas diferencias entre versiones. La figura 2.3 muestra la arquitectura de la familia SECURE.

Al existir dos series de microcontroladores dentro de la familia SECURE, tanto la serie 5000 y 5001, este documento se refiere exclusivamente a la organización de la memoria de la primera, ya que es en ésta en donde se encuentra el módulo DS2250T (basado en el chip DS5000FP) a utilizarse en el presente trabajo.

Todos los microcontroladores de la familia SECURE siguen la convención de memoria de la familia 8051, de las tres áreas de memoria. Estas incluyen Registros Internos, Memoria de Programa y Memoria de Datos. Los microcontroladores SECURE duplican todos los registros de la familia 8051 e incluyen algunos nuevos. La figura 2.2 muestra el mapa de memoria de los microcontroladores SECURE en términos generales.

Todos los registros de la Unidad de Procesamiento Central (CPU) son definidos como Registros de Función especial (SFRs) y son idénticos en número y función a aquellos presentes dentro de la familia 8051 de Intel. Los SFRs residen en las localidades desde la 80H hasta la FFH y pueden ser accedados usando la instrucción MOV, y también algunos de éstos registros son direccionables a nivel de bit. Las únicas modificaciones del mapa de memoria de los SFRs con respecto al mapa de la familia 8051 es que en el registro PCON sus bits GF1 (PCON.3) y GF0 (PCON.2) han sido reemplazados por la habilitación de la Interrupción de falla de Poder y por la habilitación del Temporizador Perro-Guardián respectivamente.

Además, los microcontroladores SECURE requieren de un procedimiento llamado Acceso Temporizado que se detallará luego, para permitir modificar por software el bit de STOP (PCON.1), todo esto es para prevenir que alguna instrucción errada no permita que el Temporizador Perro-Guardián pueda actuar. En razón de que el microcontrolador que se utilizará en el presente trabajo está basado en el DS5000FP, se presenta el mapa de los registros de éste en la figura 2.4, ya que como en el mapa de memoria también existen diferencias entre los SFRs de las series DS5000 y DS5001.

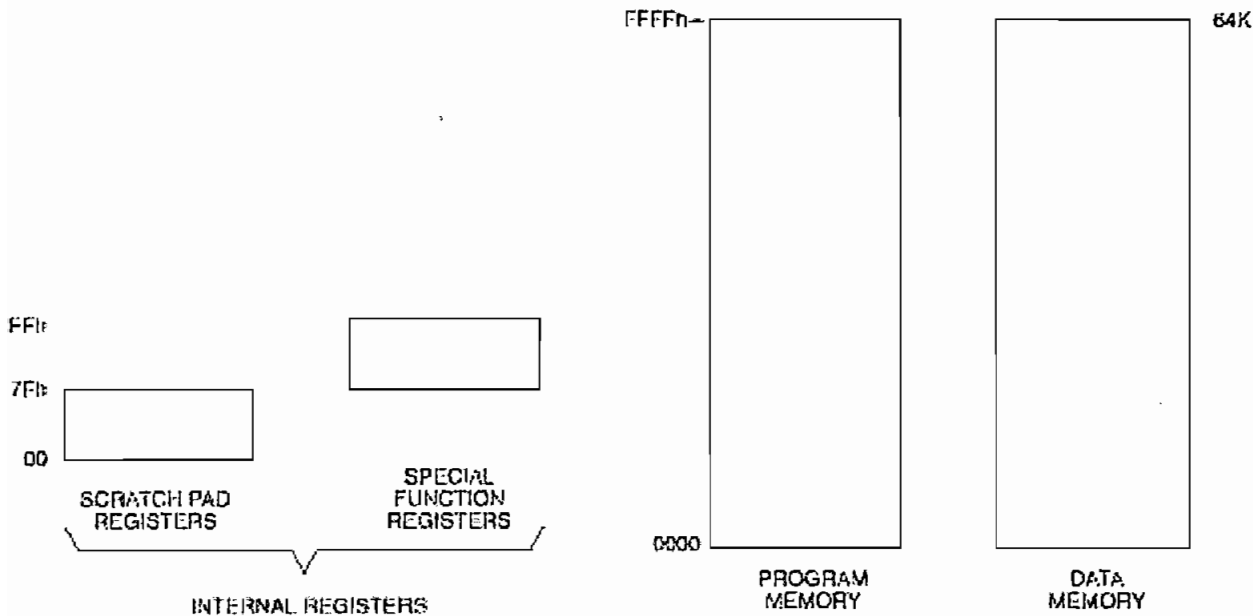


Fig. 2.2. Mapa de memoria de los microcontroladores SECURE

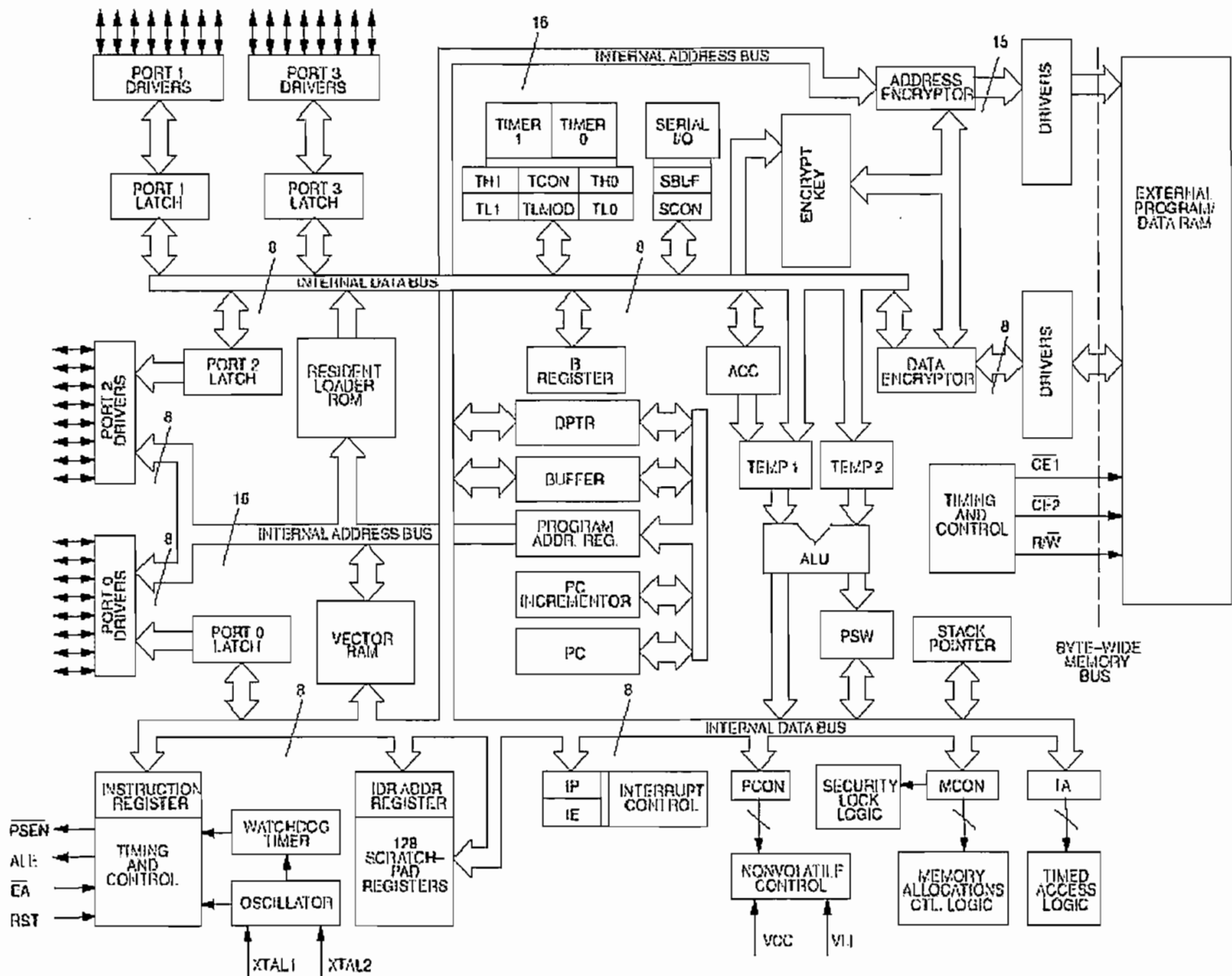


Fig. 2.3. Diagrama en bloques de la Arquitectura de los Microcontroladores Secure



Los registros de uso general que en el caso de la familia de microcontroladores SECURE los llama Scratch Pad Registers, están ubicados en el inicio de la memoria RAM desde la dirección 00H hasta la 7FH, y pueden ser accedidos por la instrucción MOV. Estos registros son comúnmente usados para guardar temporalmente un número pequeño de variables cuando se necesita alta velocidad de acceso. Dentro de este bloque de memoria se encuentran los cuatro bancos de registros trabajo de 8 bytes, estos registros no son parte del mapa de memoria de datos. Otra ventaja que poseen éstos registros es que son respaldados por la batería de litio por lo que se preservan en ausencia de alimentación.

Los "Scratch Pad Registers" tienen dos funciones adicionales. La primera, 16 bytes son direccionables por bit, desde la dirección 20H hasta la 2FH, teniendo de este modo un gran número de banderas y condiciones individuales manejadas por software. Un segundo uso de éstos registros es para la asignación del Stack del programa, a partir de la localidad 30H hasta la 7FH. Al igual que los microcontroladores de la familia 8051, que disponen de un Stack Pointer (SP), los microcontroladores SECURE también lo poseen en la localidad 81H de los registros de función especial.

El mapa de memoria de los registros de uso general se muestra en la figura 2.5. Igual que los microcontroladores 8051, para la selección de los bancos de trabajo se utilizan los dos bits del registro de la palabra de estado del programa PSW.4 y PSW.3, localizado en el área de los SFRs.

La serie DS5000 posee un bus ampliado de 15 líneas de dirección, ocho líneas de datos, un control  $R/\overline{W}$ , y dos habilitadores de chip para acceder a la memoria no volátil, pudiendo de esta manera usar SRAMs de  $8K \times 8$  o  $32K \times 8$ . En el caso de los módulos éstas líneas ya están conectadas y pueden ser consideradas como memoria interna, el mapa de interconexión se lo puede estudiar detenidamente en el Anexo 1.

Se puede particionar la memoria interna en un bloque de programa y otro de datos, pero antes se debe informar al microcontrolador del rango o memoria NV RAM interna total de que dispone el microcontrolador. El bit que informa el rango reside en el registro MCON.3 de los SFRs, y debe ser seleccionado durante la programación del microcontrolador, mientras la partición puede ser seleccionada en la programación del microcontrolador o durante la ejecución del programa mediante los bits MCON.4 a MCON.7. La figura 2.6 ilustra el mapa de memoria funcional de un dispositivo de la serie 5000. Se debe hacer hincapié en que el usuario debe ser cuidadoso en no seleccionar una Partición que sea más grande que el Rango. Por otro lado si cualquier dirección no está presente dentro del bus ampliado, entonces será ruteada hacia el bus expandido de los puertos 0 y 2.

DIRECT BYTE ADDRESS	BIT ADDRESS								SPECIAL FUNCTION REGISTER SYMBOL	
	(MSB)								(LSB)	
0F0H	F7	F6	F5	F4	F3	F2	F1	F0	B	
0E0H	E7	E6	E5	E4	E3	E2	E1	E0	ACC	
	C	AC	F0	RS1	RS0	OV		P		
0D0H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	PSW	
0C7H	NOT BIT ADDRESSABLE								TA	
	PA3	PA2	PA1	PA0	RA3/8	ECE2	PAA	SI		
0C6H	NOT BIT ADDRESSABLE								MCON	
	RWT			PS	PT1	PX1	PT0	PX0		
0B0H	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	IP	
0B0H	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	IP*	
	EA			ES	ET1	EX1	ET0	FX0		
0A6H	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	IE	
0A0H	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	P2	
90H	NOT BIT ADDRESSABLE								SBUF	
	SM0	SM1	SM2	REN	TBB	RBB	T1	R1		
80H	8F	8E	8D	8C	8B	8A	89	88	SCON	
90H	97	96	95	94	93	92	91	90	P1	
80H	NOT BIT ADDRESSABLE								TH1	
80H	NOT BIT ADDRESSABLE								TH0	
80H	NOT BIT ADDRESSABLE								TL1	
80H	NOT BIT ADDRESSABLE								TL0	
	GATE	$\overline{C/T}$	M1	M0	GATE	$\overline{C/T}$	M1	M0		
89H	NOT BIT ADDRESSABLE								TMOD	
	TF1	TR1	TF0	TR0	IE1	IT1	IE0	IT0		
88H	8F	8E	8D	8C	8B	8A	89	88	TCON	
	SMOD	$\overline{POR}$	PFW	WTR	LPFW	EWT	STGP	IDL		
87H	NOT BIT ADDRESSABLE								PCON	
83H	NOT BIT ADDRESSABLE								DPI1	
82H	NOT BIT ADDRESSABLE								DPL	
81H	NOT BIT ADDRESSABLE								SP	
80H	87	86	85	84	83	82	81	80	P0	

\* BITS EN ITALICO SON NO VOLATILES

Fig. 2.4. Mapa de Registros de Función Especial de la Serie DS5000

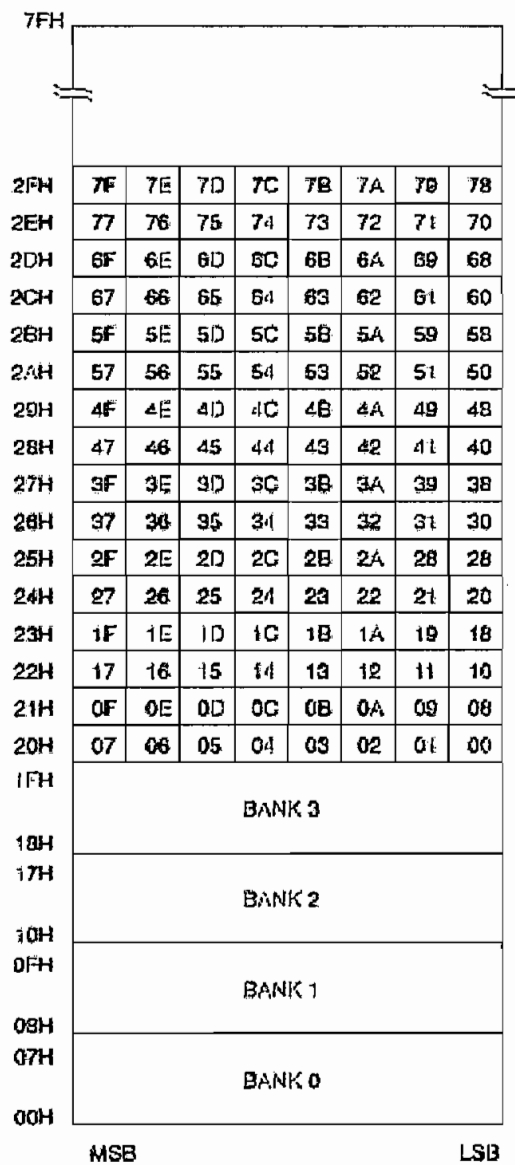


Fig. 2.5. Mapa de los Registros de uso General – Scratch Pad Registers

El mapa de memoria ilustrado en la figura 2.6, puede ser modificado con el pin EA del microcontrolador, cuando éste es puesto a tierra, el microcontrolador es forzado a acceder toda la memoria del bus expandido.

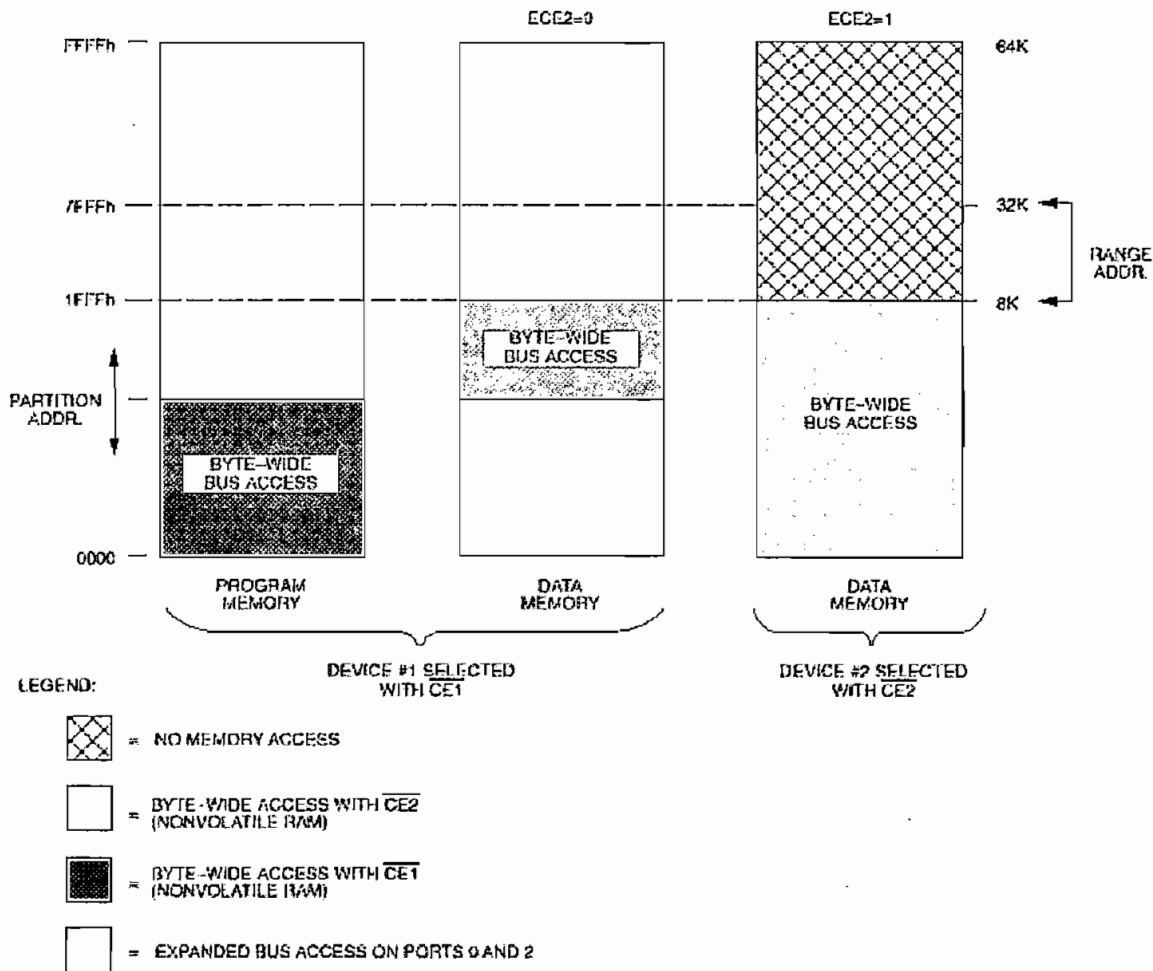


Fig. 2.6. Mapa de memoria de la Serie DS5000

La Partición puede ser seleccionada o modificada mediante los cuatro bits más significativos del registro MCON perteneciente a los SFRs. La tabla 2.2 nos muestra los valores que pueden tomar éstos bits y su equivalencia en el comienzo de la dirección de la memoria de Datos en la RAM interna. Hay que aclarar que la memoria de programa reside bajo la dirección del inicio de la partición.

Para el control de software, algunas características han sido incorporadas en el microcontrolador DS2250T, con el propósito de ayudar a asegurar la correcta ejecución del software de aplicación ante un transitorio eléctrico. Para esto se han incluido un Acceso Temporizado y el Temporizador Perro-Guardián que se explicarán de un modo breve.

MCON.7 PA3	MCON.6 PA2	MCON.5 PA1	MCON.4 PA0	Dirección de la Partición
0	0	0	0	0000H
0	0	0	1	0800H
0	0	1	0	1000H
0	0	1	1	1800H
0	1	0	0	2000H
0	1	0	1	2800H
0	1	1	0	3000H
0	1	1	1	3800H
1	0	0	0	4000H
1	0	0	1	4800H
1	0	1	0	5000H
1	0	1	1	5800H
1	1	0	0	6000H
1	1	0	1	6800H
1	1	1	0	7000H
1	1	1	1	8000H

Tabla 2.2. Partición de la memoria de RAM interna de los microcontroladores de la serie DS5000 en función de los bits del registro MCON.

El Acceso Temporizado es una característica proporcionada para ayudar a tener un acceso seguro y controlado por software de los bits de configuración de los registros de Función Especial que tengan una importancia crítica. Este procedimiento protege los bits para que se puedan modificar solamente después de que una secuencia de instrucciones que involucran al registro de acceso temporizado, hayan sido ejecutadas. Esta restricción ayuda a prevenir un cambio en la configuración por una escritura inadvertida durante el tiempo en que el software pueda perder el control.

Para poder modificar los bits protegidos por éste procedimiento, se debe escribir un patrón de dos bytes en el registro de Acceso Temporizado, ubicado en la localidad 0C7H de los SFRs. El primer byte escrito debe ser el valor AAH y el segundo debe ser el 55H. Tal como se muestra en la figura 2.7, después de que se escribe el valor AAH en el registro de Acceso temporizado se activan dos temporizadores, uno que espera 2 ciclos de máquina para que sea escrito el 55H y otro que permite que dentro de los siguientes 4 ciclos de máquina sea modificado el bit protegido. La tabla 2.3 nos indica los bits de control del microcontrolador DS2250T protegidos por el Acceso Temporizado.

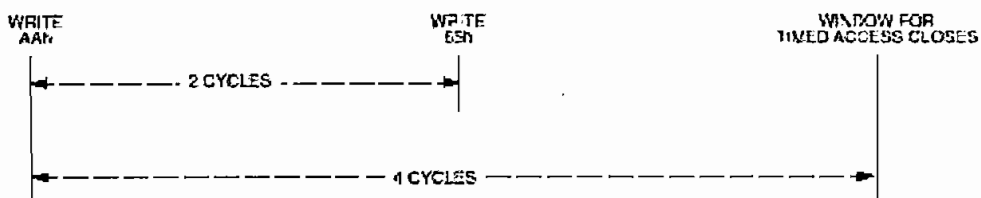


Fig.2.7. Acceso Temporizado

NOMBRE DEL BIT	UBICACIÓN	DESCRIPCIÓN
EWT	PCON.2	Habilita el Reset de Temporizador Perro-Guardián
RWT	IP.7	Inicializa el contador del Temporizador Perro-Guardián
STOP	PCON.1	Habilita el Modo de Stop
POR	PCON.6	Inicialización de la Alimentación
PAA	MCON.1	Acceso al Inicio de la Dirección de la Partición

Tabla 2.3. Lista de los bits protegidos por el Acceso Temporizado

Al llevar a cabo la programación del microcontrolador, al mismo tiempo se inicializa el contenido de la NV RAM y la configuración del micro. Para la carga del programa se pueden utilizar programas que hagan que la PC funcione como terminal, y que se comunique vía puerto serial a velocidades de 57600, 19200, 9600, 2400, 1200 y 300 bps, en vista que el programa de carga localizado en la memoria ROM del micro contiene un rutina de auto detección de estas velocidades una vez que el microcontrolador reciba el caracter de retorno (0DH). El circuito utilizado para éste propósito se lo puede analizar detenidamente en el Anexo 1.

Puesto que la aplicación a diseñarse necesita obtener la hora y fecha, se eligió el microcontrolador DS5000T, que contiene un reloj en tiempo real en chip de la serie Phantom, que es manejado por cuatro líneas de bus ampliado, tal como se muestra en la figura 2.8. Para acceder a la información del reloj se ejecuta primeramente un patrón de 64 bits, y cualquier error en éste hace que el comparador del patrón reinicie el proceso. Mayor información sobre el manejo del reloj se puede obtener en la Guía de Usuario de los Microcontroladores Secure.<sup>1</sup>

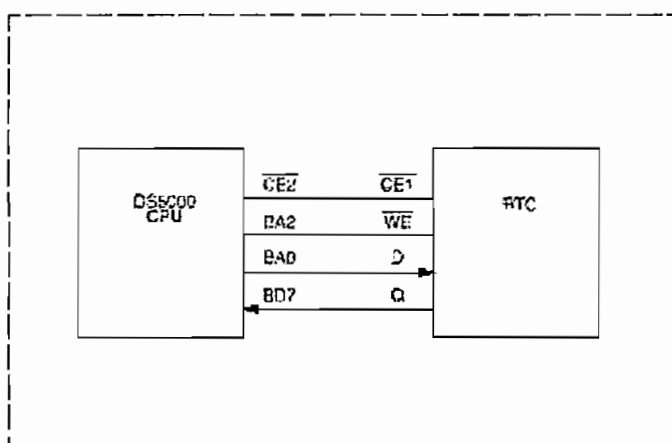


Fig. 2.8. Diagrama Funcional de la conexión entre el Reloj en Tiempo Real y el chip del microcontrolador en el microcontrolador DS5000T.

## 2.2.4. CIRCUITO DE PROGRAMACION/EJECUCION DEL DS2250T

La base del circuito que controla el funcionamiento del microcontrolador tanto en modo de programación (que al mismo tiempos sirve de reset) como de ejecución del programa se lo ha tomado del Anexo 1, en donde se muestra que para la carga del programa se debe colocar el pin de RESET a Vcc y el  $\overline{\text{PSEN}}$  a GND, y ya que para el funcionamiento en modo de ejecución del programa el pin RESET debe estar conectado a GND y el de  $\overline{\text{PSEN}}$  debe estar desconectado (o a un dispositivo de colector abierto), se ha tomado el circuito de la figura 2.9.

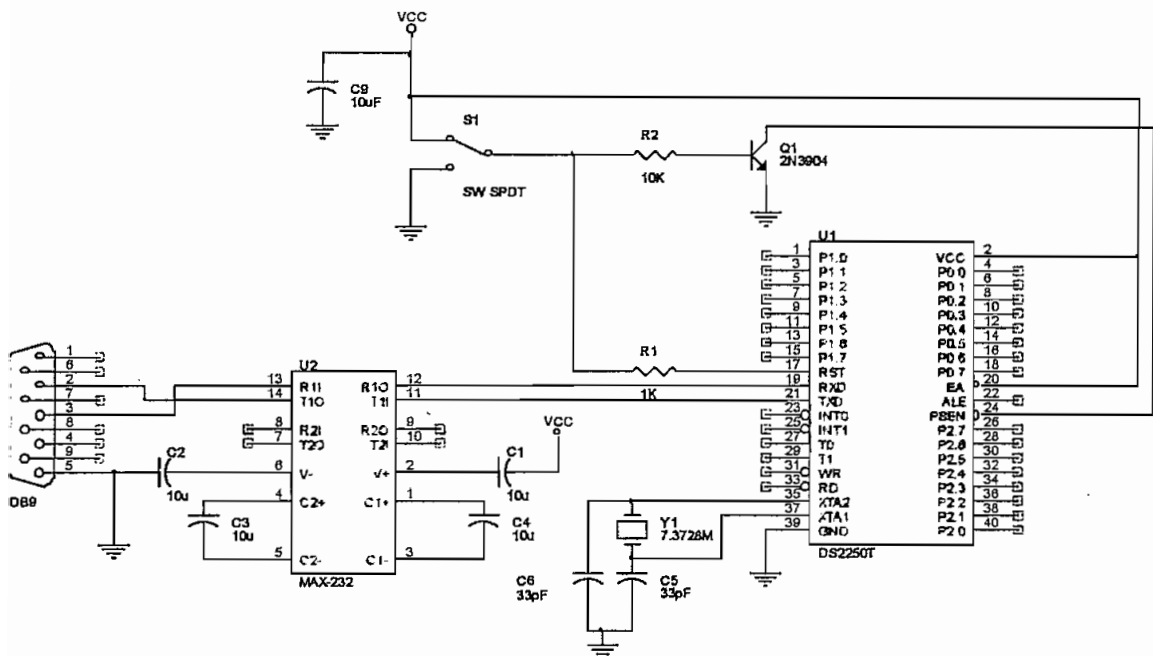


Fig. 2.9. Conexión del microcontrolador DS2250T para modo de programación/ejecución y el interfaz para transmisión serial

En el circuito anterior el interruptor S1 puede estar en dos posiciones, la primera es en Vcc la que hace que el microcontrolador se ponga en modo de Programación/Reset tal como se indicó antes, puesto que el pin de RESET está en nivel alto (Vcc) y el pin  $\overline{\text{PSEN}}$  se pone en nivel bajo (GND) por la saturación del transistor Q1. La segunda posición que puede tomar en GND, hace que el microcontrolador comience a ejecutar el programa, debido a que el pin de RESET se pone en un nivel bajo (GND) y el pin de  $\overline{\text{PSEN}}$  esté en nivel debido al corte del transistor Q1. Se debe indicar que las resistencias R1 y R2 son solamente para limitar corriente y sus valores al igual que los de los capacitores que acompañan al cristal se han escogido basándose en el diagrama circuital de la Guía de Usuario de los Microcontroladores Secure, página 133, que se encuentra en el Anexo 1.

### 2.2.5. INTERFAZ DE LA TRANSMISION SERIAL

Este bloque permite la interconexión del sistema a un computador personal para la transferencia de datos desde la memoria del microcontrolador, para que luego sean procesados y mostrados en pantalla o impresos en reportes.

En el circuito de la figura 2.9 se muestra la conexión del circuito de interfaz entre el microcontrolador y la salida serial del PC, que para este trabajo se seleccionó el circuito integrado MAX232 que posee 2 pares de transmisión y recepción, los cuales realizan conversiones de voltaje de niveles TTL a RS-232 utilizando una sola fuente de 5V. Los capacitores C1, C2, C3 y C4 sirven para ayudar a hacer las conversiones de voltaje al dispositivo (Ver Anexo 1).

Para la transmisión de los datos históricos guardados en la memoria del microcontrolador y en tiempo real, se ha previsto que se administre el programa desde el PC; es decir, el prototipo tiene que ser capaz de conectarse por medio del pórtico serial como ya se explicó anteriormente, y para esto se lo ha diseñado de tal forma que éste funcione como un DTE. Para éste cometido el cable a construirse para las comunicaciones está configurado como un “null modem”, y se muestra en la figura 2.10.

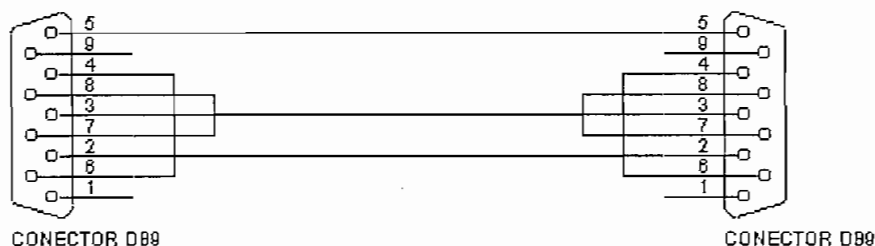


Fig. 2.10. Cable de interconexión del prototipo con el PC.

### 2.2.6. CONVERSION ANALOGA-DIGITAL

Este bloque es muy importante en la etapa de adquisición de datos, ya que permite hacer la conversión de las señales que provienen del circuito acondicionador de los sensores que son analógicas a señales digitales que pueden ser manejadas por el microcontrolador.

Para la implementación de este bloque se ha seleccionado el Conversor Análogo-Digital (CAD) modelo ADC0809 multiplexado de 8 canales en la entrada y de 8 bits de resolución a la salida. Además es compatible con el control lógico por medio de un microcontrolador, es decir dispone de salidas de tres estados para poder conectarse a un bus.



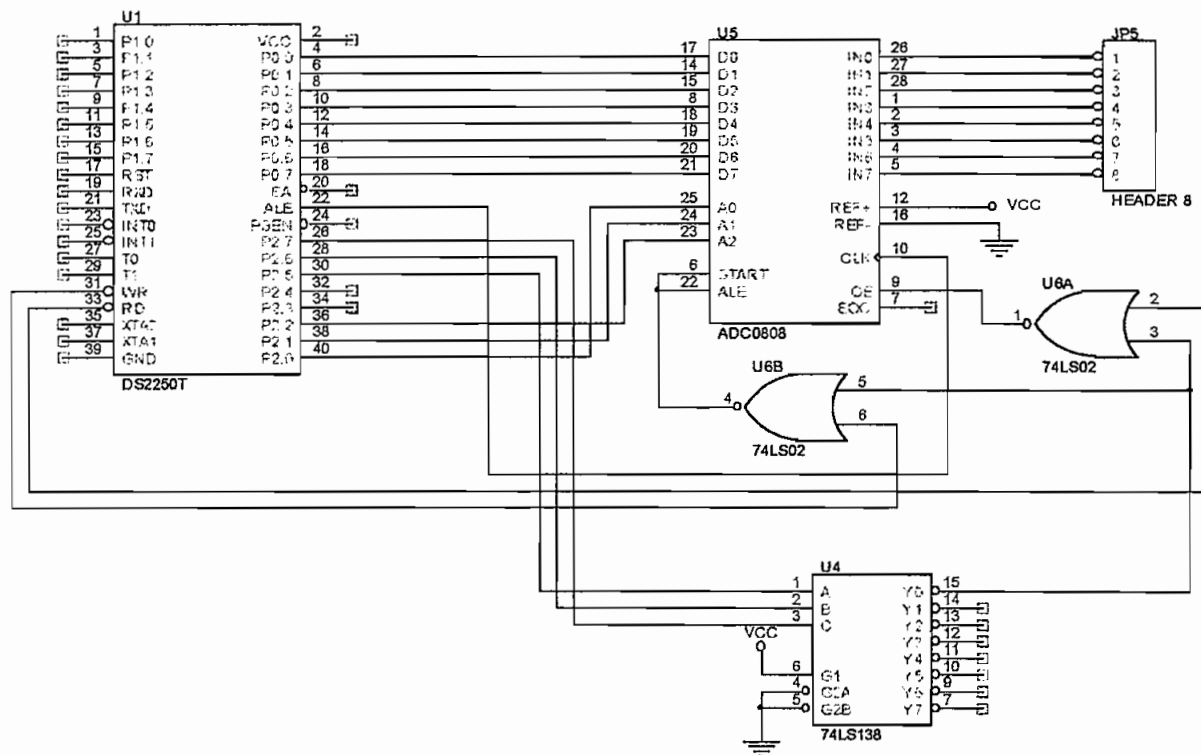


Fig. 2.11. Diagrama circuital de la conexión del Conversor Análogo-Digital al bus expandido del microcontrolador.

Para seleccionar las entradas se tienen 3 pines: A0, A1 y A2, los que para su control se les ha conectado a los tres pines menos significativos del pòrtico 2 y manejado como direcciones, ya que todos los dispositivos seràn gobernados por el bus expandido del microcontrolador y estaràn ubicados desde la direcci3n 0000H hasta la 0700H en pasos de 100H, como se explica en el siguiente subcapítulo.

Ademàs, como en el CAD debe primero seleccionarse la entrada a convertir, esperar un tiempo y luego leer la conversi3n tal como se muestra el diagrama de tiempos de la figura 2.12; se tienen que controlar las señales de START (comienzo) y ALE (habilitaci3n de la direcci3n del retenedor), y la de OE (habilitaci3n de la salida). En el presente caso para ahorrar líneas se puede ver que el tiempo del pulso para habilitar las líneas START y ALE es casi idéntico, por lo que se las maneja con la misma línea, y ademàs deben tratarse como controles de escritura del dispositivo ya que después de el pulso, el CAD toma la entrada seleccionada por el microcontrolador y la convierte. Luego por software se espera la señal de EOC (final de conversi3n) que en éste caso no es utilizada, ya que se necesitaría de otra línea del microcontrolador; en su lugar se espera un tiempo de acuerdo a lo que se indica en la hoja de datos del CAD (ver Anexo 1) hasta que la conversi3n termine, y habilitar la línea de OE, que se manejarà como línea de escritura del dispositivo, ya que a partir de la habilitaci3n de ésta ya se pueden leer los bits de salida en el bus.

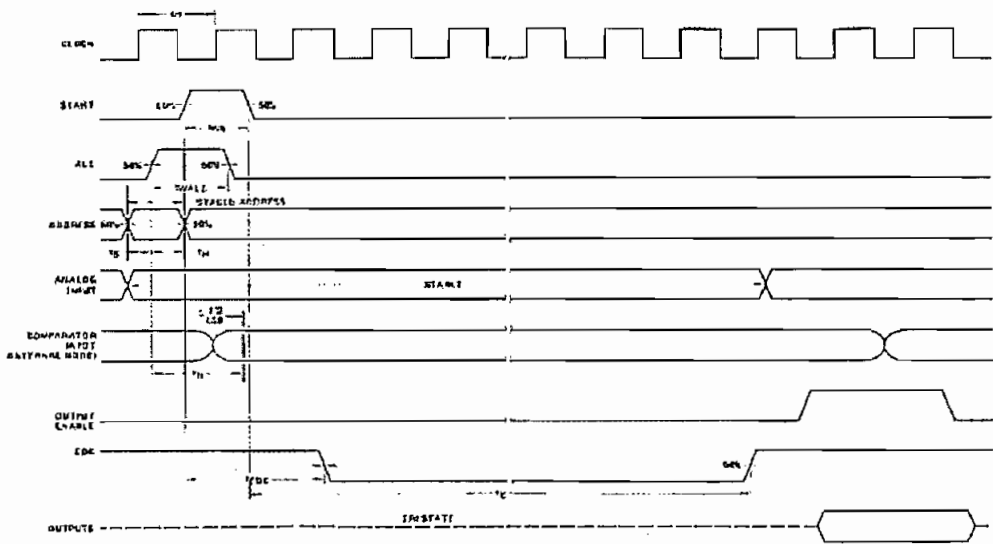


Figura 2.12. Diagrama de tiempos del conversor análogo-digital ADC0809

Las señales REF+ y REF- sirven para colocar referencias de voltaje de la escala de la parte superior e inferior respectivamente, la tolerancia de estos voltajes se muestran en la hoja de datos del dispositivo en el Anexo 1.

El uso de las compuertas NOR, se debe a que primero para la escritura, el CAD debe estar habilitado por el decodificador de direcciones que en éste caso será el circuito integrado 74138 que trabaja con habilitación en bajo, es decir al seleccionar una línea la hace con un 0 lógico. Luego, el microcontrolador debe mandar la señal WR, que es la que utiliza para escribir en un dispositivo que se encuentre en el bus expandido. Entonces hay que definir la función OR éstas señales para que al coincidir se active el dispositivo, pero puesto que al estar las dos señales a 0 lógico, la salida sería un 0 lógico, entonces hay que invertir esta señal, y el dispositivo que realiza ésta función es la compuerta lógica NOR. Para la lectura se aplica la misma lógica. Los tiempos que duran los pulsos de escritura y lectura del microcontrolador se pueden ver en la hoja de datos del DS2250T del Anexo 1.

## 2.2.7. DECODIFICACION DE DIRECCIONES

Para el presente trabajo se ha seleccionado el circuito integrado 74LS138, que es un decodificador binario de 3 entradas a 8 salidas diseñado para sistemas que requieran retrasos cortos tiempos de propagación, para que no se vean afectadas las líneas de control del microcontrolador (WR y RD) con el bus de direcciones (pórticos 0 y 2) del bus expandido, utilizado para decodificar la memoria.

En esta sección se define el Paginamiento de Memoria<sup>iii</sup>, en el cual cada posición de memoria o dispositivo de entrada/salida responde a una dirección de memoria de datos en especial del bus extendido del microcontrolador DS2250T. Como se ve en la tabla 2.4, mediante este método de paginación y el circuito integrado seleccionado se puede dividir los 64Kbytes de memoria de datos en 8 bloques, y cada uno de éstos puede ser ocupado por un dispositivo.

BLOQUE DE MEMORIA	DISPOSITIVO DEFINIDO
0000H – 1FFFH	Convertor Análogo-Digital
2000H – 3FFFH	Memoria NV RAM
4000H – 5FFFH	Memoria NV RAM
6000H – 7FFFH	Memoria NV RAM
8000H – 9FFFH	Teclado
A000H – BFFFH	LEDs de indicación y alarma
C000H – DFFFH	Reservado para posteriores ampliaciones del sistema
E000H – FFFFH	Display LCD

Tabla 2.4. Bloques del mapa de memoria de datos del microcontrolador

El método puede ser entendido de mejor manera tomando como referencia el circuito de la figura 2.11, donde se muestra la conexión de las entradas A, B y C del decodificador, al estar las mismas conectadas a los 3 bits más significativos del bus de direcciones de 16 bits del microcontrolador, se puede establecer que al combinar éstos tres bits sin importar lo que se tenga en los otros 13 bits del bus de direcciones se disponga de los bloques de memoria mostrados en la tabla anterior:

A15.....A0	
000XXXXXXXXXXXXXXXXX	B → 0000H – 1FFFH
001XXXXXXXXXXXXXXXXX	B → 2000H – 3FFFH
⋮	⋮
111XXXXXXXXXXXXXXXXX	B → E000H - FFFFH

### 2.2.8. TECLADO

El teclado elegido para la aplicación está compuesto por una matriz de contactos de 4x4, la cual permite tener 16 teclas; y en vista de que todo teclado tiene rebote de contacto se tiene que aplicar un método para eliminarlo. Existen algunos métodos de eliminación de rebote ya sea por software o por hardware.

Para el presente trabajo se definió el método de eliminación de rebote por hardware, el cual utiliza un codificador de teclado, que en este caso es el circuito MM74C922. Este dispositivo proporciona la circuitería completa para manejar teclados de matriz 4x4, y además posee una circuitería interna que permite eliminar los rebotes de contacto. A la entrada se tienen 8 líneas distribuidas en 4 para filas y las otras 4 para columnas de la matriz. La salida del circuito integrado posee 4 bits, que además trabajan en condición de tres estados para poder acoplarse a un bus, tal como se muestra en el circuito de la figura 2.13.

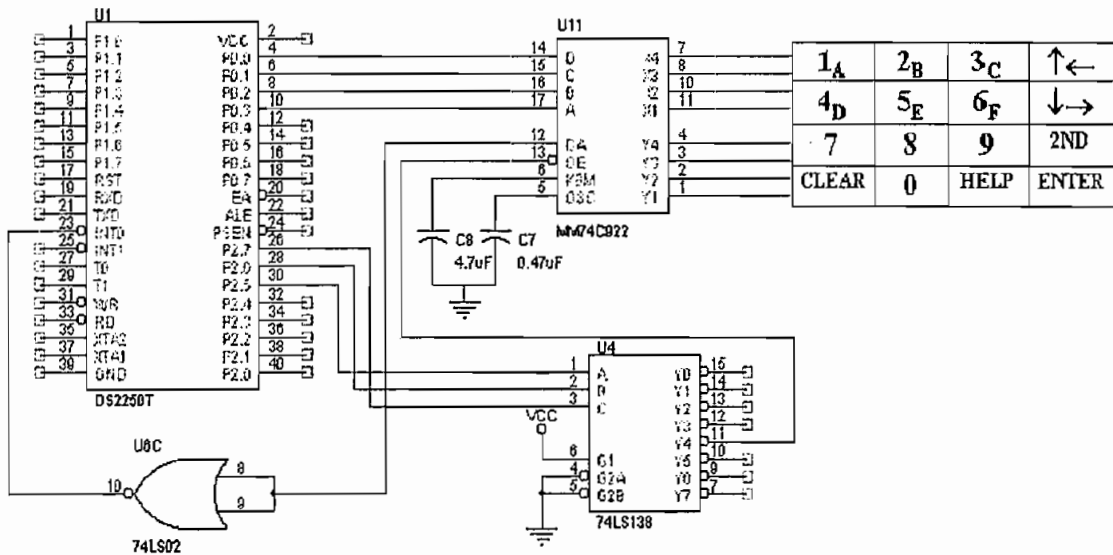


Fig. 2.13. Conexión del codificador de teclado al bus del microcontrolador.

También el codificador de teclado al igual que otros circuitos compatibles con un bus multiplexado, tiene 2 líneas de control DA (datos disponibles) y OE (habilitación de la salida) las mismas que permiten enviar un pulso que sirve para activar una interrupción y manejar las salidas de tres estados respectivamente. En el caso de la línea DA, se la invierte con la compuerta NOR ya que el pulso que se produce al existir un dato disponible es positivo, mientras que la interrupción del microcontrolador, sea ésta detectada por flanco o por nivel siempre se maneja por lógica negativa, es decir flanco descendente o nivel lógico 0 respectivamente. Una explicación más clara de los tiempos que se deben manejar para cada una de éstas líneas de control se muestra en el Anexo 1, en la hoja de datos del dispositivo.

El capacitor C8 de 4.7 uF proporciona una constante de tiempo para el circuito de rebote, el que deja un tiempo entre la pulsación de la tecla y el momento en que se activa la línea DA, que en este caso es de aproximadamente 50ms según el gráfico "Typical Debounce Period vs C<sub>KBM</sub>" (Período típico de rebote vs. Capacitor del circuito de rebote) de la hoja de datos del dispositivo que se encuentra en el Anexo 1. Por otra parte el capacitor C7 de 0.47 uF sirve para proporcionar una constante de tiempo a la frecuencia del muestreo que ejecuta el dispositivo en las líneas del

teclado. En este caso y refiriéndose al gráfico de “Typical  $F_{SCAN}$  vs.  $C_{osc}$ ” (Frecuencia de muestreo típica vs. Capacitor del circuito de oscilación) que se encuentra en el Anexo 1, ésta frecuencia de muestreo es de aproximadamente 100Hz. Los valores de los capacitores C7 y C8, se los han definido en base a las aplicaciones típicas de la hoja de datos del dispositivo, en donde  $C8=10 \times C7$ , y los rangos que se disponen según los gráficos antes mencionados.

### 2.2.9. DISPLAY

El display seleccionado sirve para la presentación de información al usuario del equipo, tanto en el momento de inicio, como después, para ver un menú que indica que se puede disponer del valor de una variable en ese instante y que viene acompañado por la hora y fecha actual. Para esta tarea se seleccionó el display OPTREX modelo DMC16204 de 16x2 caracteres, el cual puede conectarse al bus del microcontrolador con 8 ó 4 bits. Además, posee 3 líneas de control: E (habilitación de lectura o escritura de datos o instrucciones), R/W (selección de lectura o escritura) y RS (selección de registro de instrucciones o datos).

La polarización del display se la realiza con una fuente de 5V a través de los pines  $V_{ss}$  (conectado a GND) y  $V_{cc}$  (conectado a +5V). También posee un control de contraste del display en el pin Vee del dispositivo. Una explicación más detallada de la distribución de los pines del display se encuentra en el Anexo 1 en la hoja de datos del display.

La conexión del display al bus del microcontrolador se la realiza a través de un retenedor de tres estados en vista de que el dispositivo no viene provisto de la circuitería que permita conectarlo a un bus de datos. Se decidió la conexión en modo de 4 bits DB4, DB5, DB6 y DB7 tal como se muestra en el circuito de la figura 2.14, con las otras entradas conectadas a GND como recomienda el fabricante en la hoja de datos (ver anexo 1), para aprovechar las otras líneas disponibles del bus y conectar las mismas a las líneas de control del display.

Otra característica de este display es la luz posterior que posee con una emisión de color verde. El voltaje que maneja esta luz puede ser seleccionado de una amplia gama desde 60 a 1000 Hz y 150 Voltios como máximo. Para el presente caso se manejará la luz posterior con corriente continua puesto que ésta solamente será activada por cortos períodos de tiempo con un pulsador normalmente abierto S2 tal como se muestra en la figura 2.14, donde R9 sirve para limitar la corriente, y su valor se estableció de acuerdo a las recomendaciones del fabricante.

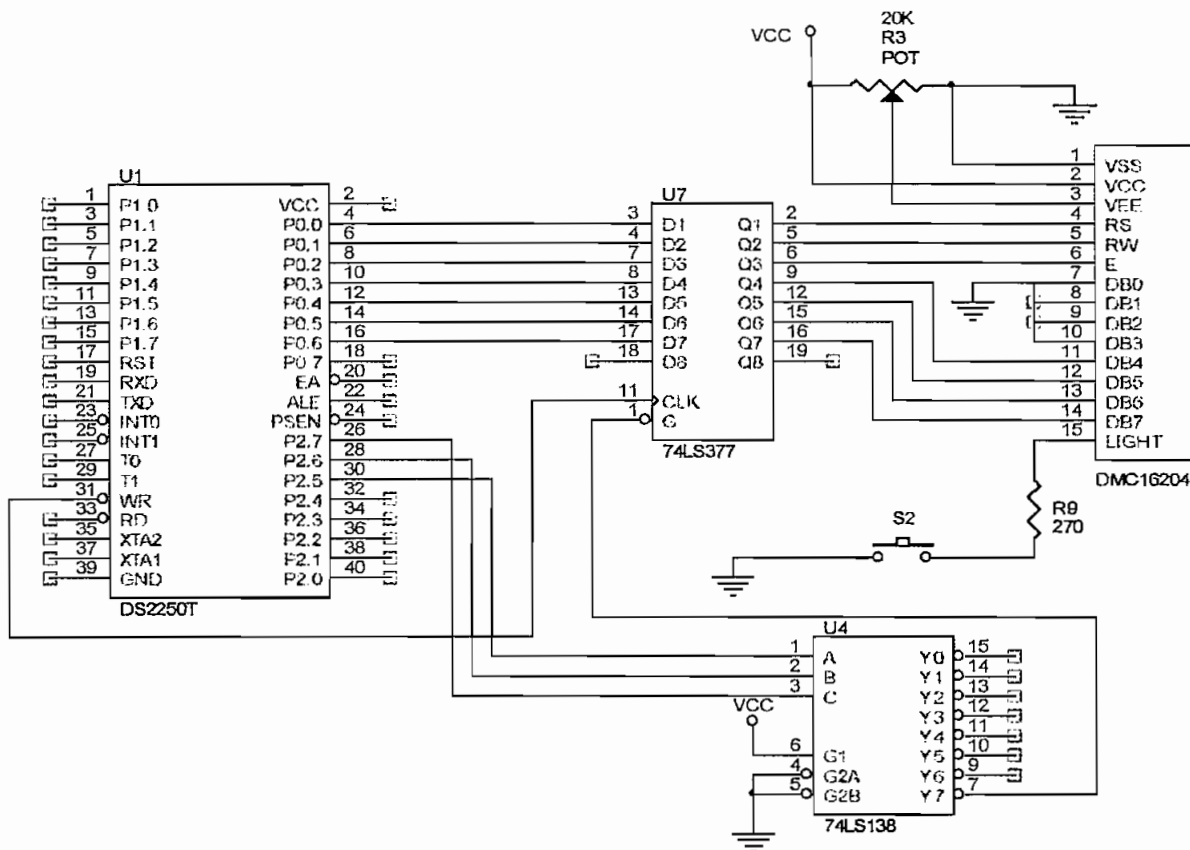


Fig. 2.14. Conexión del LCD al bus expandido del microcontrolador.

Finalmente, el display posee de un control de contraste el cual se varía con el potenciómetro R3, que según el fabricante debe tener un valor de 20 kΩ conectados entre Vcc y GND, y con el variador conectado al pin 2 del display, tal como se observa en el diagrama circuital de la figura 2.14.

### 2.2.10. LEDS DE INDICACION / ALARMA

Sirven para señalar que el sistema está encendido, al igual que para indicar condiciones de alarma, por ejemplo si alguna variable ha llegado a un valor límite; se ha incluido un bloque de 4 LEDs, que también están conectados al bus del microcontrolador. En vista de que estos dispositivos no pueden ser conectados directamente al bus de datos, se los ha acoplado por medio de un retenedor como se muestra en el circuito de la figura 2.15.

Como se puede observar los LEDs utilizan solamente las cuatro primeras líneas de salida del retenedor aunque éste esta conectado en su entrada a las ocho líneas del bus, las cuatro restantes se las deja para futuras ampliaciones del sistema como por ejemplo para controlar relés que a su vez podrían accionar una alarma sonora, una bomba o un control que sea requerido en la plantación.

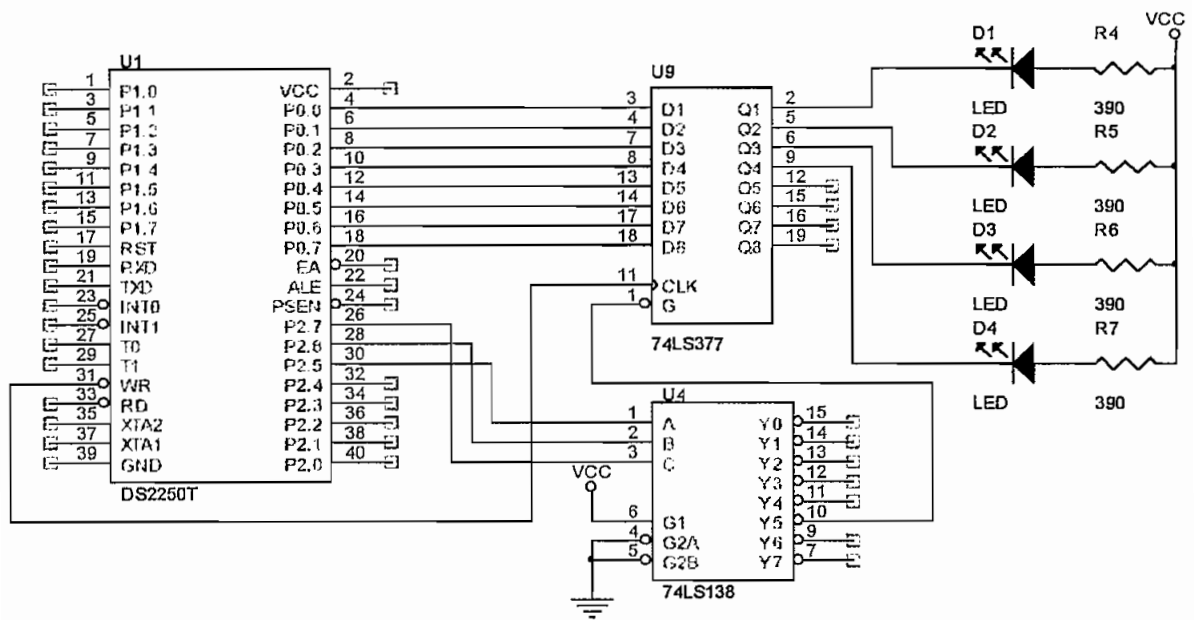


Fig. 2.15. Conexión de los LEDs indicadores/alarmas al bus del microcontrolador.

También se puede observar en el circuito indicado que los leds son encendidos al disponer de un nivel lógico bajo a las salidas del retenedor, y que además el manejo de los LEDs se lo debe hacer desde el software del microcontrolador.

Para el cálculo de la corriente que soportan las salidas del retenedor, se han hecho mediciones del voltaje que cae en el diodo ( $V_D$ ), se ha tomado como caída en la juntura un voltaje referencial de 1.7 V, y de acuerdo a éste valor se hace el siguiente cálculo para la resistencia de limitación de corriente:

$$V_D = 1.7 \text{ V}; I_{OL} = 8 \text{ mA máx (74LS377)}; V_{OL} = 0.25 \text{ typ.}$$

$$R_D = \frac{V_{CC} - V_D - V_{OL}}{I_D} \quad (2.1)$$

$$R_D = \frac{5V - 1.7V - 0.25V}{8mA} = 381\Omega$$

Con lo que la elección de R4, R5, R6 y R7 se ha puesto como iguales a 390Ω, que es el valor estándar más cercano, y escogiendo la corriente del diodo  $I_D$  igual a 8mA que se encuentra dentro del rango aceptado por la salida del circuito 74LS377 y con lo que se consigue una intensidad luminosa aceptable.

## 2.3. Diseño de la etapa de Acondicionamiento

### 2.3.1. CONSIDERACIONES DE FUNCIONAMIENTO

La función de esta etapa es la de convertir las señales analógicas de diferentes tipos que entregan los sensores, en señales adecuadas para poderlas aplicar a las entradas del conversor análogo digital, que como se había estudiado en la sección 2.2 éste trabaja enteramente con 5 V, es decir todas las señales de los sensores deberán ser transformadas a señales continuas en un rango de 0 a 5 V.

Para conocer el tipo de adaptación que se debe realizar a las señales entregadas por cada sensor, se ha elaborado la tabla 2.5 donde se muestra el tipo de sensor, la salida analógica que entrega y el rango de la variable medida.

SENSOR	SEÑAL ENTREGADA	RANGO
TEMPERATURA	Corriente continua	218.5 – 408.15 uA ( -55 – 135 °C )
HUMEDAD AIRE	Voltaje continuo	120 – 280 mV ( 10 – 90 % )
VELOCIDAD VIENTO	Frecuencia	0 – 120 Hz ( 0 – 91.64 m/s )
DIRECCION VIENTO	Resistencia	0 – 10 Kohms ( 0 – 360° )
HUMEDAD SUELO	Corriente continua	4 – 20 mA ( 0 – 3300 ppm )
INT. LUMINICA	Voltaje continuo	0 – 200 mV ( 0 – 2500 fc )

*Tabla 2.5. Características eléctricas de la salida de los sensores*

De acuerdo a la tabla anterior se debe escoger un método que permita convertir las diferentes señales, esto es: voltaje, corriente, resistencia o frecuencia, en una señal de voltaje continuo, y de ser necesario limitar las señales para que se adapten al circuito diseñado.

### 2.3.2. SENSOR DE TEMPERATURA

Previo a diseñar el circuito de acondicionamiento de la señal del sensor de temperatura, se debe definir el rango de temperatura óptimo de acuerdo a los requerimientos de los invernaderos florícolas, en principio éste rango de acuerdo a sus necesidades debe estar entre  $-5$  y  $45$  °C, que es la referencia para la definición del sensor y su circuito de acoplamiento.

Por lo que, de acuerdo con el circuito conversor de analógico a digital se debe cumplir que cuando la temperatura esté a  $-5$  °C se obtenga un voltaje de 0 V a la salida del circuito acondicionador, mientras que cuando la temperatura sea de  $45$  °C, el voltaje es 5 V.



T (°C)	T (K)	Vout (Vdc)	Desplazamiento de la escala (-2.682 Vdc)	Escalamiento de la escala (x10)	Conversión Análoga-Digital (0-255)
<i>Señal que entrega el sensor sin calibrar</i>			<i>Resta de voltaje a la salida del sensor</i>	<i>Amplificación de la señal</i>	<i>Número decimal que entrega el conversor al bus del microcontrolador</i>
-5	268.15	2.682	0.000	0.000	0
-4.9	268.25	2.683	0.001	0.010	1
-4.8	268.35	2.684	0.002	0.020	1
-4.7	268.45	2.685	0.003	0.030	2
-4.6	268.55	2.686	0.004	0.040	2
-4.5	268.65	2.687	0.005	0.050	3
-4.4	268.75	2.688	0.006	0.060	3
-4.3	268.85	2.689	0.007	0.070	4
-4.2	268.95	2.690	0.008	0.080	4
-4.1	269.05	2.691	0.009	0.090	5
-4	269.15	2.692	0.010	0.100	5
-3	270.15	2.702	0.020	0.200	10
-2	271.15	2.712	0.030	0.300	15
0	273.15	2.732	0.050	0.500	26
2	275.15	2.752	0.070	0.700	36
4	277.15	2.772	0.090	0.900	46
6	279.15	2.792	0.110	1.100	56
8	281.15	2.812	0.130	1.300	66
10	283.15	2.832	0.150	1.500	77
12	285.15	2.852	0.170	1.700	87
14	287.15	2.872	0.190	1.900	97
16	289.15	2.892	0.210	2.100	107
18	291.15	2.912	0.230	2.300	117
20	293.15	2.932	0.250	2.500	128
22	295.15	2.952	0.270	2.700	138
24	297.15	2.972	0.290	2.900	148
25	298.15	2.982	0.300	3.001	153
26	299.15	2.992	0.310	3.101	158
28	301.15	3.012	0.330	3.301	168
30	303.15	3.032	0.350	3.501	179
32	305.15	3.052	0.370	3.701	189
34	307.15	3.072	0.390	3.901	199
36	309.15	3.092	0.410	4.101	209
38	311.15	3.112	0.430	4.301	219
40	313.15	3.132	0.450	4.501	230
42	315.15	3.152	0.470	4.701	240
44	317.15	3.172	0.490	4.901	250
45	318.15	3.182	0.500	5.001	255

Tabla 2.6. Tabla de valores desde el sensor de temperatura hasta la conversión analógica-digital

En la tabla 2.6 se ha desarrollado un listado donde se muestra en las dos primeras columnas el valor de temperatura en grados centígrados y en grados kelvin respectivamente; en la tercera columna, se muestra el valor de voltaje continuo sin calibración que entrega el sensor para su correspondiente temperatura, según la hoja de datos del elemento a 25 °C ( 298.15 K) entrega un voltaje de 2.982 V, y un factor de escala de 10 mV / °C, para mayor información ver el Anexo 1 en la hoja de datos del dispositivo.

Como referencia para poder calibrar la señal que entrega el sensor de temperatura, el fabricante da la siguiente fórmula:

$$V_{out_T} = V_{out_{T_0}} \times \frac{T}{T_0} \quad (2.2)$$

donde:

T = temperatura desconocida en Kelvin

T<sub>0</sub> = temperatura de referencia, 298.15 K

También en la tabla anterior se muestra que a partir de la señal de salida se debe hacer un desplazamiento de la señal de tal forma que cuando la temperatura sea de  $-5^{\circ}\text{C}$  se tenga 0V y que cuando la temperatura sea  $45^{\circ}\text{C}$  la salida entregue un voltaje de 5 V, lo que se consigue colocando un voltaje continuo negativo junto con el voltaje que entrega el sensor.

La siguiente condición que debe cumplir el circuito, es la de escalar la señal de tal manera que si se tenía una salida de 0 a 0.5 V después del escalamiento se tenga 0 a 5V, por consiguiente lo que se deberá hacer es amplificar la señal en un factor de 10.

Otra consideración importante que se debe tener en cuenta es que cuando el sensor está lejos del circuito acondicionador, éste debe ser alimentado por un fuente de corriente, ya que si se lo alimenta con voltaje existirían pérdidas y por consiguiente no se obtendría la medida correcta de temperatura desde el sensor. El circuito recomendado para este tipo de medición se encuentra en el Anexo 1, en la hoja de datos del elemento bajo el nombre de Remote Temperature Sensing (Sensado Remoto de Temperatura). Para el presente trabajo se requieren 2 sensores de temperatura, uno que irá cerca del equipo de monitoreo (dentro del invernadero) y otro lejos (fuera del invernadero), es decir se diseñará un circuito de acondicionamiento sin y otro con fuente de corriente respectivamente.

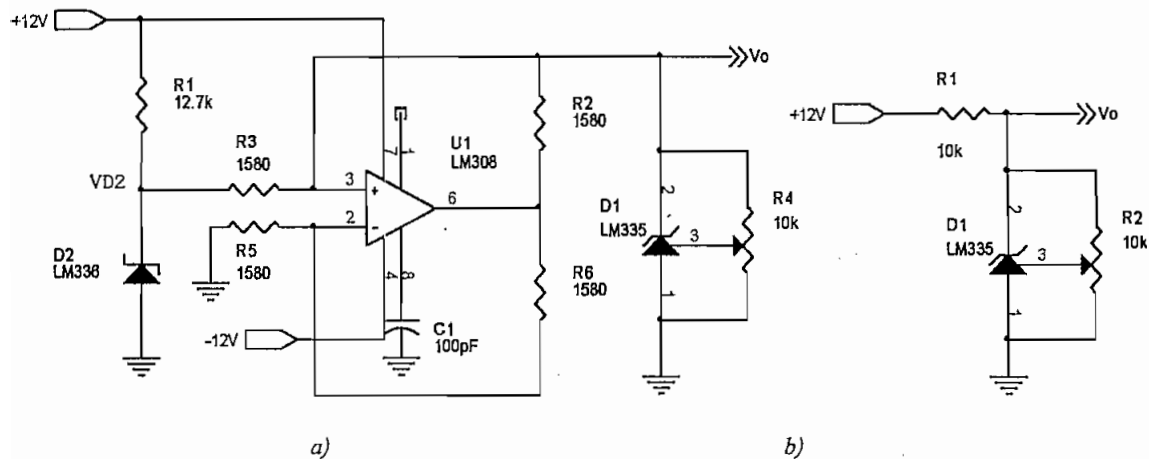


Fig. 2.16. Diagramas circuitales recomendados para el funcionamiento del sensor de temperatura LM335.  
a) Para medición lejana. b) Para medición cercana

En la figura 2.16.(a) se tiene el diagrama circuital de la fuente de corriente<sup>iv</sup>, y para conseguir una señal adecuada del sensor de temperatura, debe calcularse en un rango de 400uA a 5mA según las hojas del mismo, que se muestran en el Anexo1. Como se puede ver, la salida de corriente está ubicada en el pín 3 del amplificador operacional, donde va conectado el dispositivo en concordancia con las recomendaciones de las hojas de datos.

El voltaje  $V_0$  debe se calibra por medio del potenciómetro R4 de tal forma que a 25 °C obtengamos un voltaje de 2.982 Vdc, de modo que los valores para las otras temperaturas se puedan calcular con el dato de factor de escala del dispositivo, que es 10 mV/°C.

Para el cálculo de la fuente de corriente, se debe cumplir la siguiente condición:

$$\frac{R6}{R2} = \frac{R5}{R3} \quad (2.3)$$

De acuerdo con esta relación, la corriente que se suministrará al sensor no dependerá de la resistencia dinámica que éste presente, sino del regulador de voltaje D2 y de la resistencia R3; dicha corriente se calcula con la expresión:

$$I_{D1} = \frac{V_{D2}}{R_3} \quad (2.4)$$

Por lo que si se escogen los valores de  $R2=R3=R5=R6=1580$  ohms para que cumplan la ecuación 2.2, y sabiendo que el voltaje del regulador D2 es fijo de 2.5 V, la corriente que pasará a través del sensor de temperatura que en el diagrama circuital se lo ha designado como D1 es:

$$I_{D1} = \frac{2.5V}{1580\Omega} = 1.58mA$$

También se debe tomar en cuenta que el regulador D2 trabaja con una corriente entre 400 uA hasta 10 mA, siendo la corriente recomendada 1 mA, según las hojas de datos del dispositivo que se muestran en el Anexo 1, por lo que se debe dimensionar la resistencia R1 de la siguiente manera:

$$I_{D2} = I_{R1} + I_{R3} \quad (2.5)$$

pero:

$$I_{R3} = \frac{(V_0 - V_{D2})}{R3} \quad (2.6)$$

de acuerdo con los valores expresados en la tabla 2.6:

$$\begin{aligned} \text{a } T_1 = -5 \text{ °C, } V_0 = 2.682 \text{ V} & \rightarrow I_{R3} = (2.682 - 2.5) \text{ V} / 1580 \Omega \\ & \rightarrow I_{R3} = 0.115 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{a } T_2 = 25 \text{ °C, } V_0 = 2.982 \text{ V} & \rightarrow I_{R3} = (2.982 - 2.5) \text{ V} / 1580 \Omega \\ & \rightarrow I_{R3} = 0.305 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{a } T_2 = 45 \text{ }^\circ\text{C}, V_0 = 3.182 \text{ V} & \quad \rightarrow I_{R3} = (3.182 - 2.5) \text{ V} / 1580 \text{ } \Omega \\ & \quad \rightarrow I_{R3} = 0.432 \text{ mA} \end{aligned}$$

en base a estos valores de corriente, se toma la corriente  $I_{R3} = 0.115 \text{ mA}$  para trabajar con la corriente más baja posible, y a  $I_{D2} = 1 \text{ mA}$ , entonces según la ecuación 2.5:

$$I_{R1} = 1 \text{ mA} - 0.115 \text{ mA} = 0.885 \text{ mA}$$

aplicando divisor de voltaje:

$$\begin{aligned} V_{R1} &= V_{CC} - V_{D2} & (2.7) \\ V_{R1} &= 12 \text{ V} - 2.5 \text{ V} \\ V_{R1} &= 9.5 \text{ V} \end{aligned}$$

según la ley de Ohm:

$$\begin{aligned} R1 &= \frac{V_{R1}}{I_{R1}} & (2.8) \\ R1 &= 9.5 \text{ V} / 0.885 \text{ mA} \\ R1 &= 10736 \text{ } \Omega \end{aligned}$$

por lo tanto se puede tomar un valor igual o mayor de  $R1$  para estar dentro del rango para  $I_{D2}$  (figura 2.16 a) y a fin de garantizar los límites de corriente se ha escogido  $R1 = 12.7 \text{ k}\Omega$ .

La conexión del sensor que se encuentra cerca del equipo se presenta en la figura 2.16 (b), circuito que se ha tomado de la hoja de datos del sensor del Anexo 1 bajo el nombre de Calibrated Sensor (Sensor Calibrado), en donde el cálculo de la resistencia  $R1$  se lo realiza tomando como referencia que la corriente que atraviesa por del sensor, al igual que por la resistencia, está recomendada en  $1 \text{ mA}$ , tomando como referencia el voltaje  $V_0$  del sensor a la temperatura de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  (tabla 2.6); del divisor de voltaje se obtiene:

$$\begin{aligned} V_{R1} &= V_{CC} - V_{D1} & (2.9) \\ V_{R1} &= 12 \text{ V} - 2.982 \text{ V} \\ V_{R1} &= 9.018 \text{ V} \end{aligned}$$

y utilizando la ecuación 2.7:

$$\begin{aligned} R1 &= 9.018 \text{ V} / 1 \text{ mA} \\ R1 &= 9.018 \text{ k} \end{aligned}$$

Y se toma un valor estándar de  $R1$  (figura 2.16 b) igual a  $10 \text{ k}\Omega$ .

Después de tener el circuito del sensor calibrado, según la tabla 2.6 se debe restar un voltaje de  $2.682 \text{ V}$  a  $V_0$ , de acuerdo con lo explicado, luego amplificar la señal en un factor de 10. El circuito que cumple con los requisitos señalados se muestra en la figura 2.17, el que presenta

tres etapas: etapa A del seguidor de emisor, etapa B de desplazamiento de la señal y etapa C de la amplificación de la señal.

La etapa A del seguidor de emisor sirve para no cargar demasiado a la salida  $V_o$  el sensor, puesto que la impedancia de entrada de un amplificador operacional se la considera infinita, después de esta etapa se obtiene un voltaje de salida  $V_A$  igual al voltaje  $V_o$  de entrada.

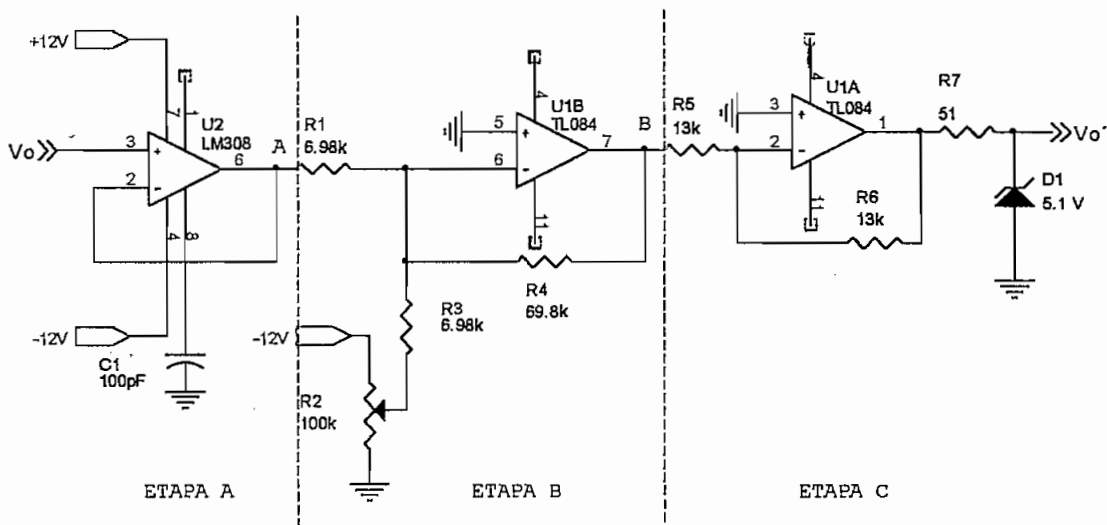


Fig. 2.17. Diagrama circuital del acondicionador del sensor de temperatura LM335.

La etapa B es un amplificador inversor multicanal, el cual sumará primero las señales de la etapa A ( $V_A = V_o$ ) y el voltaje que nos entrega el potenciómetro R2 ( $V_{R2}$ ) que como se indicó es de -2.682 V, el cálculo de esta etapa es el siguiente:

$$V_B = -\left(\frac{V_{R2}}{R_3} + \frac{V_o}{R_1}\right) \times R_4 \quad (2.10)$$

$$V_B = -\left(\frac{-2.682V}{6.98k\Omega} + \frac{V_o}{6.98k\Omega}\right) \times 69.8k\Omega$$

$$V_B = -10 \times (V_o - 2.682V)$$

Por lo que en la etapa B se tiene una señal invertida, cumple las condición de restar 2.682 V a la señal  $V_o$ , y luego el amplificarla en un factor de 10, tal como se muestra en el desarrollo con la ecuación 2.10.

La etapa C constituye un amplificador inversor, el cual acoplará la señal  $V_B$  para poderla ingresar a una de las entradas del CAD, que solo puede trabajar con voltajes positivos de 0 a 5V.

Con todo lo antes expuesto, se puede hacer un cálculo de la resolución que tendrá la medición de temperatura del sistema, tomando en cuenta que el conversor análogo-digital utilizado maneja es de 8 bits, y que el rango de medida está comprendido entre  $-5$  y  $45$  °C.

El CAD al poseer 8 bits, será el que provea la resolución de la medición de temperatura, para calcular la resolución del CAD se utiliza la siguiente fórmula:

$$\text{RESOLUCION DEL CAD} = 2^n \quad (2.11)$$

donde:  $n$  = número de bits

$$\text{RESOLUCION DEL CAD} = 2^8 = 255$$

por tanto para calcular la resolución de la medición de temperatura se tiene que:

$$\text{RESOLUCION}_T(^{\circ}\text{C}) = \frac{\text{RANGO}_T(^{\circ}\text{C})}{\text{RESOLUCION}_{\text{CAD}}} \quad (2.12)$$

$$\text{RESOLUCION}_T(^{\circ}\text{C}) = \frac{(45+5)^{\circ}\text{C}}{255} = 0.196^{\circ}\text{C}$$

Esta resolución indica la menor diferencia en el cambio de temperatura que el prototipo puede distinguir.

### 2.3.3. SENSOR DE HUMEDAD RELATIVA DEL AIRE

Como se señaló en el capítulo 1 en la sección 1.2.4, los invernaderos estarán en un rango óptimo de humedad relativa del aire entre 60 y 80%, razón por la que se decidió adquirir el sensor denominado RHT-2 que puede entregar medidas en un rango de entre 0 y 100% de humedad relativa. Para el caso particular del sensor RHT-2 de acuerdo a lo especificado por el fabricante, si se lo expone por mucho tiempo a una humedad relativa mayor al 90% éste sufrirá una descalibración reversible de aproximadamente un 3%.

Para poder hacer la medición de la humedad ambiental, se dispone en el sensor de un acondicionamiento de la señal que entrega dos tipos de salidas, la primera entrega valores en mili voltios de corriente continua y aproximadamente para el rango que se ha diseñado el sensor está entre 74 mV (para 0% HR) y 350 mV (para 100% HR). La segunda salida que entrega el sensor es en voltios de corriente continua, con un rango aproximado de entre 0.8 V (para 0% HR) y 3.8 V (para 100% HR).

Tomando en cuenta que el conversor análogo-digital utilizado, soporta entradas de 0 a 5V, se ha elegido la salida de 0.8 a 3.8V del sensor RHT-2; y para el cálculo de la resolución que se tendrá en las mediciones de humedad relativa del aire se debe tomar en cuenta que no se trabajará sobre todo el rango de voltaje de entrada del CAD, y además que el número de pasos de medición del CAD es 255 en todo el rango, por tanto:

$$\text{No. DE PASOS DE MEDICION} = (3.8 - 0.8)V \times \frac{255}{5V} \quad (2.13)$$

$$\text{No. DE PASOS DE MEDICION} = 153$$

Por consiguiente para el cálculo de la resolución se debe tomar en cuenta el rango del sensor y la resolución del CAD (No. de pasos de medición del CAD) sobre este rango:

$$\text{RESOLUCION}_{\%HR} = \frac{\text{RANGO}_{\%HR}}{\text{RESOLUCION}_{CAD}} \quad (2.14)$$

$$\text{RESOLUCION}_{\%HR} = \frac{(100 - 0)\%HR}{153} = 0.65\%$$

Que indica el grado con que el prototipo puede discriminar cambios en los valores de humedad relativa del aire.

### 2.3.4. SENSOR DE VELOCIDAD DEL VIENTO

Como se explicó en el capítulo 1, el sensor a utilizar es básicamente un generador de corriente alterna, que produce una frecuencia proporcional a la velocidad del viento que lo impulsa; por esta razón se ha decidido utilizar un circuito integrado que convierta la frecuencia en un voltaje de corriente continua proporcional a ésta, tomando en cuenta que la señal de entrada que maneja el CAD es también de corriente continua.

El rango de velocidad del sensor es muy extenso (0 a 330 km/h) ya que generalmente se diseñan para soportar vientos huracanados, pero para el caso del Ecuador se encuentran muy escasamente vientos que superan los 100 km/h, por lo que se lo ha restringido a una velocidad de 116 km/h para las mediciones del sensor.

Para el acondicionamiento de la señal se ha seleccionado el circuito integrado convertidor de frecuencia a voltaje LM2917 que posee un salida balanceada que se pone a tierra para una frecuencia de entrada cero. Además posee un amplificador/comparador de alta ganancia que puede manejar dispositivos externos como relés, lamparas. El tacómetro utiliza la técnica de bomba de

carga y ofrece doblaje de frecuencia para bajo rizado. Mayores detalles acerca del dispositivo, se pueden encontrar en la hoja de datos que se presenta en el Anexo 1

El voltaje que entrega el dispositivo se calcula a partir de la siguiente ecuación dada por el fabricante: (Ver Anexo 1)

$$V_o = V_{cc} \times f_{IN} \times R_1 \times C_1 \quad (2.15)$$

donde:  $V_o$  = voltaje acondicionado que entrega el dispositivo

$V_{cc}$  = voltaje en el pin 9 (V+) del dispositivo

$f_{IN}$  = frecuencia de entrada al dispositivo

$R_1$  = resistencia de carga del circuito de bomba de carga

$C_1$  = capacitor de temporización del circuito de bomba de carga

Para el presente trabajo se ha seleccionado una resistencia  $R_1$  de 470 k $\Omega$  y un capacitor  $C_1$  de 0.04  $\mu$ F, debido a que la resistencia  $R_1$  mientras más se acerque a 500 k $\Omega$  permitirá conseguir una mejor linealidad en la respuesta, por otra parte el capacitor  $C_2$  debe ser mayor a 500 pF para que no cause errores en la corriente de  $R_1$  según las recomendaciones del fabricante.

Como se muestra en la tabla 2.7, se ha desarrollado una lista de los valores de frecuencia que entrega el sensor, y a partir de ésta se calcula el voltaje  $V_o$  que entrega el circuito acondicionador que se muestra en la figura 2.18 y en base a la ecuación 2.15, y midiendo el voltaje  $V_{cc}$  que se tiene en el pin 9 del dispositivo y que es de 6.3 Vdc. Además con la ayuda de un generador de funciones se ha procedido a hacer mediciones que también están tabuladas en la tabla 2.7. Para la conversión de voltaje a velocidad se ha procedido a utilizar el factor de escala propio del sensor que es de 0.76369 m/s / Hz, de modo que despejando  $f_{IN}$  de la ecuación 2.15 se tiene la siguiente expresión de velocidad del viento en unidades de m/s:

$$\text{VELOCIDAD DEL VIENTO} \left[ \frac{m}{s} \right] = \frac{V_o}{V_{cc} \times R_1 \times C_1} \times 0.76369 \quad (2.16)$$

y como se tienen los valores de  $V_{cc}$ ,  $R_1$  y  $C_1$  entonces:

$$\text{VELOCIDAD DEL VIENTO} = \frac{V_o}{6.3 \text{ V} \times 470 \text{ k}\Omega \times 0.04 \mu\text{F}} \times 0.76369 \frac{m}{s} \quad (2.17)$$

por lo que:

$$\text{VELOCIDAD DEL VIENTO} = 6.448 \times V_o \left[ \frac{m}{s} \right]$$



FRECUENCIA (Hz)	Vo calculado (Vdc)	Vo medido (Vdc)	Velocidad (m/s)		Conversión Analógica- Digital	
			Calculada	Medida	Calculada	Medida
0	0.000	0.005	0.00	0.03	0	0
1	0.118	0.125	0.76	0.81	6	6
2	0.237	0.248	1.53	1.60	12	13
3	0.355	0.369	2.29	2.38	18	19
4	0.474	0.488	3.05	3.15	24	25
5	0.592	0.604	3.82	3.89	30	31
6	0.711	0.724	4.58	4.67	36	37
7	0.829	0.846	5.35	5.45	42	43
8	0.948	0.963	6.11	6.21	48	49
9	1.066	1.085	6.87	7.00	54	55
10	1.184	1.208	7.64	7.79	60	62
11	1.303	1.327	8.40	8.55	66	68
12	1.421	1.447	9.16	9.33	73	74
13	1.540	1.569	9.93	10.12	79	80
14	1.658	1.691	10.69	10.90	85	86
15	1.777	1.811	11.46	11.68	91	92
16	1.895	1.933	12.22	12.46	97	99
17	2.013	2.053	12.98	13.24	103	105
18	2.132	2.174	13.75	14.02	109	111
19	2.250	2.292	14.51	14.78	115	117
20	2.369	2.415	15.27	15.57	121	123
21	2.487	2.537	16.04	16.36	127	129
22	2.606	2.657	16.80	17.13	133	136
23	2.724	2.781	17.56	17.93	139	142
24	2.843	2.902	18.33	18.71	145	148
25	2.961	3.022	19.09	19.49	151	154
26	3.079	3.144	19.86	20.27	157	160
27	3.198	3.265	20.62	21.05	163	167
28	3.316	3.386	21.38	21.83	169	173
29	3.435	3.504	22.15	22.59	175	179
30	3.553	3.625	22.91	23.37	181	185
31	3.672	3.743	23.67	24.13	187	191
32	3.790	3.863	24.44	24.91	193	197
33	3.909	3.983	25.20	25.68	199	203
34	4.027	4.103	25.97	26.46	205	209
35	4.145	4.223	26.73	27.23	212	215
36	4.264	4.342	27.49	28.00	218	222
37	4.382	4.458	28.26	28.74	224	227
38	4.501	4.582	29.02	29.54	230	234
39	4.619	4.703	29.78	30.32	236	240
40	4.738	4.829	30.55	31.14	242	246
41	4.856	4.901	31.31	31.60	248	250
42	4.974	4.900	32.07	31.59	254	250

Tabla 2.7. Listado de valores desde la salida del sensor de velocidad del viento hasta la conversión analógica-digital

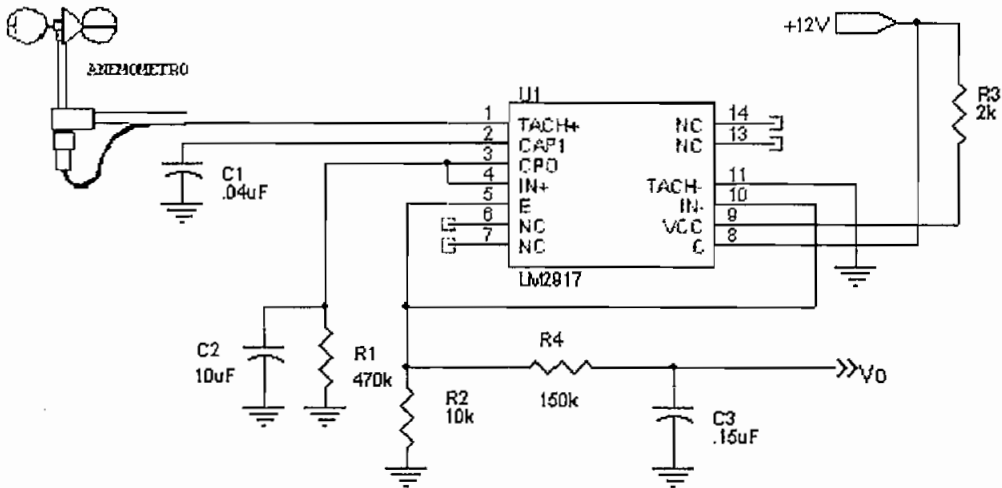


Fig. 2.18. Diagrama circuital del acondicionador del sensor de velocidad del viento.

En la figura 2.18 se muestra el diagrama circuital del acondicionador de velocidad del viento, el cual tiene los elementos R1, C1 y C2, que son los que dimensionan la señal de salida Vo. Ahora, la resistencia R3 sirve para limitar el voltaje en el pin Vcc y además para limitar la corriente en el diodo zener interno del circuito integrado, pero en este caso no se va a utilizar las bondades de éste elemento debido a que la fuente que se utilizará para alimentar el sistema es switching y esta tiene una buena estabilidad. La resistencia R2 limita la corriente del transistor que posee internamente el circuito integrado en la salida. Finalmente C3 y R4 conforman un filtro de salida para eliminar todo tipo de rizado que podría tener la señal de salida Vo.

Para calcular la resolución del sistema se debe tomar en cuenta el rango del sensor que se calcula de acuerdo a la ecuación 2.17, donde para un voltaje Vo de 5V se tiene la mayor velocidad:

$$\text{Velocidad máxima} = 6.448 \times 5 \left[ \frac{m}{s} \right] = 32.24 \left[ \frac{m}{s} \right]$$

al ser 2.17 una ecuación lineal, entonces para 0 m/s se tendrá 0 V en la salida Vo; por lo que, para el cálculo de la resolución se debe además tomar en cuenta que se utilizará todo el rango del CAD es decir los 255 posibles valores, por tanto:

$$\text{RESOLUCION} - \frac{m}{s} = \frac{\text{RANGO} - \frac{m}{s}}{\text{RESOLUCION} - \text{CAD}} \quad (2.18)$$

$$RESOLUCION - \frac{m}{s} = \frac{32.24 \frac{m}{s}}{255} = 0.126 \frac{m}{s}$$

Que indica la menor diferencia en el cambio de velocidad del viento que el prototipo puede distinguir.

### 2.3.5. SENSOR DE DIRECCION DEL VIENTO

Para la dirección del viento se tiene un arreglo de una veleta puesta sobre un potenciómetro de 10 k $\Omega$  como ya se explicó en el capítulo 1.

Puesto que no se necesita sino ver 8 puntos cardinales, se podría haber utilizado nada más el sensor conectado a 5 V; sin embargo esto elevaría mucho la corriente para la capacidad del sensor, por lo que para el acondicionamiento del sensor se utilizará un divisor de tensión con una resistencia de 10 k $\Omega$ , tal como se muestra en el diagrama circuital de la figura 2.19.

En base a lo expresado, cuando el sensor esté en su valor máximo, la salida  $V_o$  será de 2.5V y cuando esté en el mínimo  $V_o$  será de 0V; de acuerdo con esto, en la tabla 2.8 se lista la dirección del viento con el rango de voltaje que entrega el sensor y con su correspondiente conversión análoga-digital.

En el caso del sensor de dirección del viento se podría tener una resolución si interesara medir grado a grado el cambio del viento, pero en el presente trabajo al haber escogido 8 puntos referenciales no interesa la resolución que se pueda obtener del sensor, que por cierto como se vio en el capítulo 1 es de 0.271 %.

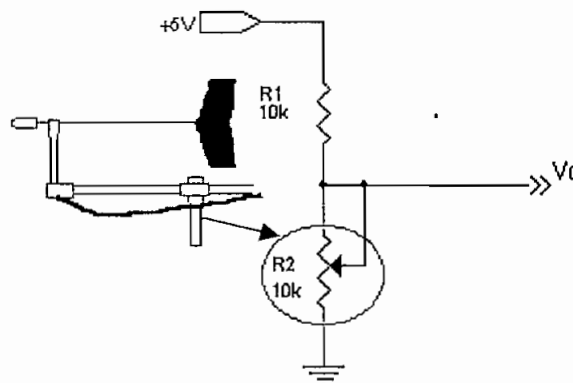


Fig. 2.19. Diagrama circuital del acondicionador del sensor de dirección de viento.

Otro detalle importante que hay que tomar en cuenta es la zona muerta del sensor, que es de 8° aproximadamente y se encuentra alrededor de la posición del norte, cuando entra a esta zona el sensor eléctricamente se abre, por lo que a la salida  $V_o$  se tiene 5V.

<b>DIRECCION</b>	<b>Voltaje que entrega el divisor <math>V_o</math> (Vdc)</b>	<b>Conversión Analógica-Digital</b>
Norte	0.00 - 0.136	00 - 06H
Nor-Este	0.137 - 0.45	07 - 16h
Este	0.451 - 0.47	17 - 26H
Sur-Este	0.471 - 1.077	27 - 36H
Sur	1.078 - 1.391	37 - 46H
Sur-Oeste	1.392 - 1.705	47 - 56H
Oeste	1.706 - 2.019	57 - 66H
Nor-Oeste	2.02 - 2.313	67 - 76H
Norte	2.314 - 2.5	77 - 7FH

*Tabla 2.8. Listado de direcciones del sensor de dirección del viento con su correspondiente valor en voltios de salida y la conversión analógica-digital.*

### 2.3.6. SENSOR DE HUMEDAD DEL SUELO

Para este sensor se debe considerar que la salida que entrega es de 4 a 20 mA, de modo que como el sensor viene calibrado de fábrica con una exactitud del 1%, solo se necesita elegir una resistencia adecuada para que convierta este rango de corriente a un rango apropiado de voltaje para poder ser procesado por el CAD.

Para la elección de la resistencia por donde circulará la corriente que entrega el sensor y obtener el voltaje que se necesita para poder trabajar con el CAD, se deben aplicar los siguientes criterios:

- Cuando el sensor está entregando 4 mA a mínima escala se debería tener un voltaje de 0 V para en la entrada respectiva del CAD.
- Al estar el sensor a máxima escala es decir cuando este entrega una corriente de 20 mA, el voltaje que se debería obtener es de 5V.

Por lo que aplicando la ley de Ohm se tiene:

$$R = \frac{V}{I} \quad (2.19)$$

$$R = \frac{5V}{20mA} = 250\Omega$$

por tanto se elegirá una resistencia de  $243 \Omega \pm 1\%$  que está muy cercana a la calculada, con lo que se pueden calcular los voltajes máximo y mínimo que se obtendrán en la resistencia:

$$V_{max} = 243\Omega \times 20mA = 4.86V$$

$$V_{min} = 243\Omega \times 4mA = 0.972V$$

Otra situación que se debe tomar en cuenta no solamente en éste caso, sino en todos los sensores, es la corriente que consume la entrada del CAD, que se puede establecer en un gráfico en función del voltaje de entrada en el Anexo 1, en la hoja de datos del circuito; donde se ve claramente que no llega a más de  $\pm 1.5 \mu A$ , que no afecta en nada a la corriente que entrega el sensor si lo conectamos directamente sin pasar por un seguidor de emisor, tal como se muestra en la figura 2.20 del diagrama circuital para el acondicionamiento del sensor.

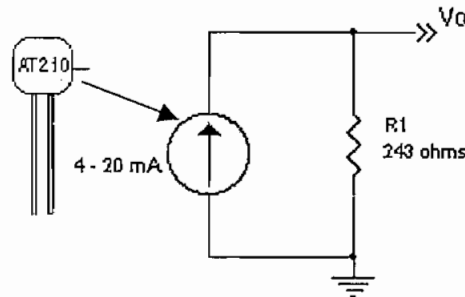


Fig. 2.19. Diagrama circuital del acondicionador del sensor de humedad de suelo.

Para el cálculo de la resolución del sistema, se deben tomar en cuenta los voltajes máximo y mínimo que ingresarán al CAD, debiéndose calcular primero el número de pasos de medición del CAD sobre este rango de voltaje:

$$\text{No. DE PASOS DE MEDICION} = (4.86 - 0.972)V \times \frac{255}{5V} \quad (2.20)$$

$$\text{No. DE PASOS DE MEDICION} = 198$$

Por consiguiente para el cálculo de la resolución se debe tomar en cuenta el rango del sensor (rango 3 en la hoja de datos del sensor, ver Anexo 1) y la resolución del CAD (No. de pasos de medición del CAD) sobre este rango:

$$RESOLUCION_{ppm} = \frac{RANGO_{ppm}}{RESOLUCION_{CAD}} \quad (2.21)$$

$$RESOLUCION_{ppm} = \frac{(3300 - 0)ppm}{198} = 16.67ppm$$

De lo expresado se puede concluir que la menor diferencia en el cambio de humedad del suelo que el prototipo puede distinguir es de 16.67 ppm (partes por millón).

### 2.3.7. SENSOR DE INTENSIDAD LUMINICA

Como se vio en el capítulo 1, el sensor a utilizar para detectar cambios en la intensidad de luz es una celda fotovoltaica, la misma que conectada a una resistencia de 10 ohms da como resultado una curva casi lineal, tal como se muestra en el gráfico de calibración en corto circuito del sensor en el Anexo 1. Como se puede observar en el gráfico antes mencionado, se tiene un rango de entre 0 y aproximadamente 2350 fc (foot candelas), rango aceptable dentro de un invernadero. Además es importante destacar que el voltaje sobre la resistencia de 10 ohms va de 0 a 200 mV, sobre el rango de intensidad de luz indicado.

Por otra parte, en ésta configuración de circuito cerrado del sensor, no se tienen cambios de más de 7% por cada 10°C, tal como se explica en la hoja de datos del sensor, ver Anexo 1.

Por lo indicado y como se muestra en la figura 2.20, se debe amplificar la señal de modo tal que cuando se tenga 2350 fc de intensidad de luz, en la salida  $V_o$  se obtenga un voltaje de 5V; es decir, se debe tener una ganancia en el amplificador U1 de 25 veces, y esta ganancia se la calcula a partir de la siguiente formula:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \times V_i \quad (2.22)$$

De la ecuación 2.22 se extrae la ganancia que está representada dentro del paréntesis, y como se ve en la figura 2.20 se conoce el valor de  $R_3$  que es de 4.99 kΩ, y  $R_2$  es variable de 0 a 200 kΩ, entonces se tiene que:

$$1 + \frac{R_2}{4.99k\Omega} = 25$$

y despejando  $R_2$  se tiene que:

$$R_2 = 119760 \Omega$$

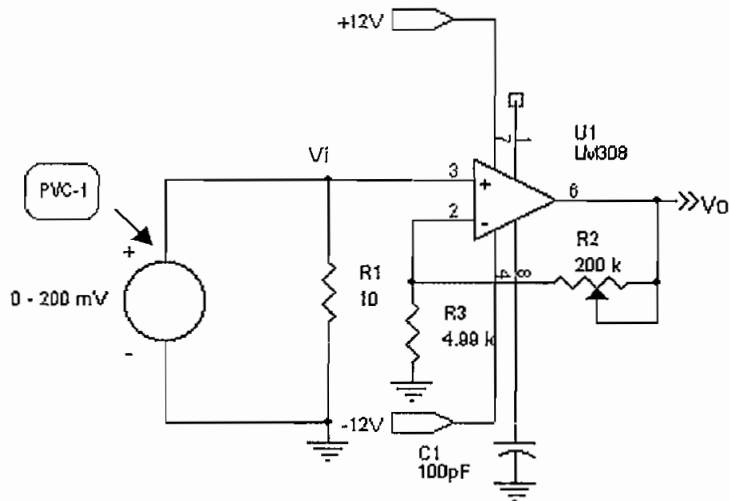


Fig. 2.20. Diagrama circuital del acondicionador del sensor intensidad de luz.

Para el cálculo de la resolución se debe además tomar en cuenta que se utilizará todo el rango del CAD es decir los 255 posibles valores, por tanto:

$$RESOLUCION_{_fc} = \frac{RANGO_{_fc}}{RESOLUCION_{_CAD}} \quad (2.23)$$

$$RESOLUCION_{_fc} = \frac{(2350 - 0)_{fc}}{255} = 9.216_{fc}$$

Por lo que se puede concluir que la menor diferencia en el cambio de intensidad lumínica dentro del invernadero que el prototipo puede distinguir es de 9.216 fc.

## 2.4. Diagramas circuitales completos

Tanto para la etapa de adquisición de datos como para la de acondicionamiento de las señales que provienen de los sensores, se han realizado diagramas circuitales hechos mediante la herramienta computacional ORCAD v.7.00 para Windows, y se encuentran en el Anexo 2.

Además se ha realizado el ruteo del circuito impreso para cada una de las etapas igualmente, mediante el programa computacional TANGO versión DOS, y también se han incluido éstos esquemáticos en el Anexo 2.

## REFERENCIAS:

---

<sup>i</sup> Toledo Rivadeneira Francisco Javier, TEMPORIZADOR PROGRAMABLE CONTROLADO POR MICROCONTROLADOR, Tesis previa a la obtención del Título de Ingeniero en la Especialización de Electrónica y Telecomunicaciones, Escuela Politécnica Nacional, Agosto de 1995, Quito-Ecuador.

<sup>ii</sup> <http://www.dalsemi.com>, Guía de Usuario de los Microcontroladores Secure, Dallas Semiconductors, 1998.

<sup>iii</sup> Toledo Rivadeneira Francisco Javier, TEMPORIZADOR PROGRAMABLE CONTROLADO POR MICROCONTROLADOR, Tesis previa a la obtención del Título de Ingeniero en la Especialización de Electrónica y Telecomunicaciones, Escuela Politécnica Nacional, Agosto de 1995, Quito-Ecuador.

<sup>iv</sup> Coughlin Robert, Driscoll Frederick, AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, Cuarta Edición.



## 3: ELABORACION DE LOS PROGRAMAS

Puesto que para el presente trabajo se debe desarrollar un programa para el microcontrolador que se encuentra en el circuito de adquisición de datos y otro para el Computador Personal, se los llamará programa del microcontrolador al uno y programa del PC al otro respectivamente.

En modo general, el programa del microcontrolador debe ser capaz de controlar los diferentes periféricos tales como display LCD, teclado, etc. Además, debe manejar satisfactoriamente los datos que provienen de los sensores para que luego éstos puedan ser descargados al PC; que por cierto para ésta descarga el programa debe ser capaz de manejar correctamente los pines RX y TX del puerto serial del microcontrolador.

El programa del PC debe posibilitar que los datos que provienen del microcontrolador, mediante el pórtilo serial del PC, se los pueda observar tanto en forma gráfica como en tablas. Además, debe tener la capacidad de imprimir en cualquier impresora que use el sistema operativo escogido y almacenar en disco.

### 3.1. Definiciones para el diseño del programa del microcontrolador

Como se había señalado en el capítulo 2, el microcontrolador debe ser capaz de manejar tanto los periféricos como las comunicaciones con el PC; para esto el programa del microcontrolador debe cumplir las siguientes tareas:

- Configurar correctamente la partición de memoria del microcontrolador.
- Configurar el puerto serial a 9600 baudios, por ser esta la velocidad más usada.
- Habilitar las interrupciones del pórtilo serial y la Externa 0 que será usada por el teclado del prototipo.
- Verificar si el equipo va a ser utilizado para iniciar el monitoreo, y si lo es inicializar la memoria de datos, el RTR y comenzar a tomar mediciones.
- Registrar las variables cuando se retorne de un RESET o cuando recién se encienda el prototipo.
- Verificar que cada 15 minutos se hagan las mediciones de los sensores y que estas se guarden en una memoria que no se pierda cuando existan cortes de energía eléctrica.
- Manejar la memoria de programa como registros de 16 bytes, tomando en cuenta que cada dato ocupa 1 byte.

- Manejar y mostrar correctamente en el LCD el Reloj en Tiempo Real (RTR).
- Mostrar en el LCD un menú cíclico que indique al usuario la tecla que se debe oprimir para ver la medición de una variable requerida en ese instante.
- Permitir que el usuario pueda controlar el RTR desde el teclado del prototipo.
- Un manejo correcto del teclado del prototipo a través de su codificador.
- Cumplir con una comunicación automática con el PC a través del p rtico serial; es decir, el momento en que el PC mande un dato el microcontrolador debe ser capaz de reconocerlo y de realizar la tarea que el usuario requiera.
- Realizar operaciones aritméticas varias.

De acuerdo a lo antes propuesto se ha desarrollado un programa basado en un programa principal y varias subrutinas, incluyendo en estas las dos rutinas de interrupción; un listado con una explicación general de las subrutinas se presenta en la tabla 3.1.

SUBROUTINA	DESCRIPCION
1. NUEVO	COMPROBACION SI EL EQUIPO HA SIDO O NO USADO ANTES
2. REGNUEVO	MANEJO DE REGMIN CUANDO EL EQUIPO ES NUEVO
3. BIENV	ESCRIBE EL MENSAJE DE BIENVENIDA
4. RSTLCD	INICIALIZACION DEL LCD
5. MENUP	MENU PRINCIPAL
6. WRDAT	ESCRIBE UN DATO EN EL DISPLAY
7. WRTCMD	ESCRIBE UN COMANDO EN EL DISPLAY
8. WRTMSJ	ESCRIBE UN MENSAJE EN LOS DOS RENGLONES SUBROUTINA PARA
9. WRTCLEAR	BLANQUEA EL DISPLAY
10. WRTPOS	CAMBIA LA POSICION DEL CURSOR
11. LCDTIME	ESCRITURA DE HORA Y FECHA EN EL DISPLAY
12. L_BCD_ASC	ESCRIBE EN DISPLAY UN BYTE BCD DE 2 DIGITOS
13. WRT_LCD	ESCRIBE EL VALOR ACTUAL DE LA VARIABLE ELEGIDA EN EL LCD
14. DIR_VIENT	MUESTRA LA DIRECCION DEL VIENTO EN EL LCD
15. WRTRGN	ESCRIBE UN MENSAJE EN UNO DE LOS DOS RENGLONES
16. VERIF	VERIFICACION DE TIEMPO Y REGISTRO DE VARIABLES
17. REGISTRAR	REGISTRA LAS VARIABLES EN LOS REGISTROS DE MEMORIA DE DATOS
18. DELAY_500	RETARDO DE 500 MILISEGUNDOS
19. DELAY_116	RETARDO DE 116 MICROSEGUNDOS
20. DELAYMAX	RETARDO DE 2.46 SEGUNDOS
21. DELAY4_5	RETARDO DE 4.5 MILISEGUNDOS
22. DELAY1_0	RETARDO DE 1 MILISEGUNDO
23. DELAY0_1	RETARDO DE 0.1 MILISEGUNDOS
24. DELAY	AUXILIAR DE LAS SUBROUTINAS DE RETARDO
25. POINTER	MANEJO DEL PUNTERO DE MEMORIA DE DATOS
26. REGISTRO	MANEJO DE LOS REGISTROS DE MEMORIA DE DATOS
27. LCDTMP_EXT	VISUALIZACION EN LCD DE LA LECTURA DE TEMPERATURA EXTERNA
28. LCDHR_EXT	VISUALIZACION EN LCD DE LA LECTURA DE TEMPERATURA INTERNA
29. LCDTMP_INT	VISUALIZACION EN LCD DE LA LECTURA DE HUMEDAD EXTERNA
30. LCDHR_INT	VISUALIZACION EN LCD DE LA LECTURA DE HUMEDAD INTERNA
31. LCDVEL_V	VISUALIZACION EN LCD DE LA LECTURA DE VELOCIDAD DEL VIENTO
32. LCDDIR_V	VISUALIZACION EN LCD DE LA LECTURA DE DIRECCIÓN DEL VIENTO
33. LCDHS	VISUALIZACION EN LCD DE LA LECTURA DE HUMEDAD DE SUELO
34. LCDILUM	VISUALIZACION EN LCD DE LA LECTURA DE ILUMINACION
35. RDAC	ACCESO Y LECTURA AL DAC, Y ESCRITURA EN MEMORIA DEL DATO
36. TEMPE	ARCHIVACION DE LA LECTURA DE TEMPERATURA EXTERNA
37. HREL	ARCHIVACION DE LA LECTURA DE TEMPERATURA INTERNA
38. TEMPE1	ARCHIVACION DE LA LECTURA DE HUMEDAD EXTERNA
39. HREL1	ARCHIVACION DE LA LECTURA DE HUMEDAD INTERNA
40. VEL_V	ARCHIVACION DE LA LECTURA DE VELOCIDAD DEL VIENTO

41. DIR_V	ARCHIVACION DE LA LECTURA DE DIRECCIÓN DEL VIENTO
42. HS	ARCHIVACION DE LA LECTURA DE HUMEDAD DE SUELO
43. ILUM	ARCHIVACION DE LA LECTURA DE ILUMINACION
44. FECHA	GUARDA LA FECHA EN MEMORIA
45. HORA	GUARDA LA HORA EN MEMORIA
46. MINUTO	RECUPERA EL MINUTO ACTUAL EN EL ACUMULADOR
47. CLOSE	CIERRA EL RELOJ EN TIEMPO REAL
48. OPEN	ABRE EL RELOJ EN TIEMPO REAL
49. RBYTE	LECTURA DE UN BYTE DEL RELOJ EN TIEMPO REAL
50. WBYTE	ESCRIBE UN BYTE EN EL RELOJ EN TIEMPO REAL
51. SINRUT	SUBROUTINA DE LA INTERRUPCION DEL PORTICO SERIAL
52. BYTE_ASC	TRANSFORMA 1 BYTE HEX A ASCII Y LO MANDA POR EL PORTICO SERIAL
53. HEXASC	ENVIA POR EL PORTICO SERIAL UN DIGITO HEXADECIMAL CONVERTIDO EN ASCII
54. LEER_RTR	GUARDA LOS REGISTROS DEL RELOJ EN TIEMPO REAL EN IMÁGENES DE MEMORIA
55. IGUALAR	IGUALA EL RELOJ EN TIEMPO REAL DESDE EL TECLADO DEL PROTOTIPO
56. IGUALARI	GUARDA LAS IMAGENES DEL RELOJ EN TIEMPO REAL QUE LLEGAN DESDE EL TECLADO
57. INGRESAR	MUEVE LAS IMAGENES A LOS REGISTROS DEL RELOJ EN TIEMPO REAL
58. HEX_BCD	CAMBIA DE HEX A BCD EN EL ACUMULADOR
59. BCD_MUL	MULTIPLICA 2 NUMEROS BCD DE 4 DIGITOS CADA UNO
60. BCD_HEX	CAMBIA DE BCD A HEX
61. KBRUT	SUBROUTINA DE LA INTERRUPCION DEL TECLADO
62. OFFSET	RESTAR 5°C A LA CONVERSION DE TEMPERATURA
63. CODIFICACION	TOMA EL DATO DE LA SALIDA DEL CODIFICADOR DE TECLADO, Y LO VUELVE A CODIFICAR SEGÚN LA DISTRIBUCION FISICA DE ESTE.

Tabla 3.1. Lista de subrutinas del programa del microcontrolador y breve descripción de sus tareas.

El programa principal es el encargado de realizar funciones tales como:

- Particionar la memoria NVRAM de 32 Kbytes que posee el microcontrolador, los primero 8 Kbytes pertenecen a la Memoria de Programa y los 24 Kbytes siguientes son de la Memoria de Datos, que como se explicó en el numeral 2.2.3, la partición de la memoria se la realiza modificando el registro MCON, de tal modo que éste debe configurarse de la siguiente manera:

MCON.7	MCON.6	MCON.5	MCON.4	MCON.3	MCON.2	MCON.1	MCON.0
0	1	0	0	1	0	0	1

Los bits desde MCON.4 hasta MCON.7 son los que configuran la partición de memoria que como se dijo debe estar en 8 Kbytes (2000H), que es en donde empezará la dirección de la Memoria de Datos en el Bus de Byte Ampliado.

El bit MCON.3 en cambio es el encargado de configurar el rango de direcciones del microcontrolador que en este caso es de 32 KBytes. El bit MCON.1 es usado para proteger los bytes de partición de memoria. Por último el bit MCON.0 se encarga de proteger toda la memoria del microcontrolador en el caso de que quiera ser leído en modo de programación, igualmente éste bit solamente puede ser modificado en modo de programación.

- Inicializar el p rtico serial de tal modo que los datos se transfieran a través del p rtico serial del microcontrolador a 9600 baudios, 8 bits de datos, 1 de inicio y 1 de parada, sin paridad. La configuración del p rtico serial se la realiza modificando los registros PCON, SCON y TCON y configurando el TIMER1 en modo de 8 bits y con autorecarga, de la siguiente forma:

PCON.7	PCON.6	PCON.5	PCON.4	PCON.3	PCON.2	PCON.1	PCON.0
1	0	0	0	0	0	0	0

El bit PCON.7 llamado SMOD sirve para doblar la velocidad de transmisión, y se la utiliza en la fórmula 3.1 detallada más abajo en ésta sección.

SCON.7	SCON.6	SCON.5	SCON.4	SCON.3	SCON.2	SCON.1	SCON.0
0	1	0	1	0	0	0	0

Los bits SCON.6 y SCON.7 configuran el p rtico serial en modo 1, que significa que funcionará de modo asincrónico, con 10 bits de tamaño de palabra y generando un período de reloj para una relación de baudios igual al desbordamiento del TIMER1. El bit SCON.4 sirve para habilitar la recepción, es decir el pin RX del microcontrolador.

TCON.7	TCON.6	TCON.5	TCON.4	TCON.3	TCON.2	TCON.1	TCON.0
0	1	0	0	0	0	0	1

El bit TCON.6 sirve para habilitar el funcionamiento del TIMER1.

TMOD.7	TMOD.6	TMOD.5	TMOD.4	TMOD.3	TMOD.2	TMOD.1	TMOD.0
0	0	1	0	0	0	0	0

Los bits TMOD.5 y TMOD.4 configuran el TIMER1 en modo de 8 bits y con autorecarga.

La velocidad en baudios se la calcula utilizando la siguiente fórmula tomada del manual del microcontrolador y que se puede revisar en el Anexo 1:

$$Velocidad = \frac{2^{SMOD}}{32} \times \frac{f_{CLK}}{12(256 - (TH1))} \text{ baudios} \quad (3.1)$$

Donde:  $f_{CLK}$  = frecuencia del cristal que genera el reloj al microcontrolador.

TH1 = valor de autorecarga del TIMER 1.

Como se estableció la velocidad que se requiere es de 9600 baudios, y conociendo que la frecuencia de oscilación del cristal es de 7.3728 Mhz, se calcula el valor de autorecarga del TIMER 1 (TH1) despejándolo de la ecuación 3.1:

$$TH1 = 256 - \frac{2^{SMOD}}{32} \times \frac{f_{CLK}}{12 \times Velocidad} \quad (3.2)$$

$$TH1 = 256 - \frac{2^1}{32} \times \frac{7.728 \times 10^6}{12 \times 9600} = 252$$

- Habilitar las interrupciones tanto de la comunicación serial (SINT) como del teclado (EXTIO), modificando el registro IE. Además se debe configurar la interrupción del teclado de tal modo que de detecte por flanco negativo, y se lo hace poniendo el bit TCON.0 (IT0) en 1L.

IE.7	IE.6	IE.5	IE.4	IE.3	IE.2	IE.1	IE.0
1	0	0	1	0	0	0	1

El bit IE.7 es el encargado de habilitar las interrupciones. El bit IE.4 habilita la interrupción del pórtilo serial (SINT), mientras que el bit IE.0 habilita la interrupción externa 0 (EXTIO).

- Inicializar banderas tales como TECLA que indica que se ha oprimido una tecla, SERIAL que indica que se quiere borrar la memoria de datos y SERIAL1 que indica que se ha salido de descargar datos al PC.
- Inicialización del LCD y mostrar el mensaje de bienvenida.
- Mostrar un menú rotativo que indique la tecla que se debe presionar para ver en tiempo real la lectura de determinada variable en el display del LCD.
- Decidir si se debe o no almacenar mediciones de los sensores en la memoria.
- Verificar si se ha salido de la subrutina que descarga datos históricos al PC.
- Tomar decisiones si se debe o no borrar la memoria de datos.
- Verificar si se va a encender por primera vez el equipo.

### 3.2. Desarrollo del programa del microcontrolador

De acuerdo a lo expuesto en el numeral anterior, en la figura 3.1 se muestra el diagrama de flujo que ilustra el modo en que trabaja el programa principal del microcontrolador.

El programa principal del microcontrolador, configura todos los parámetros del puerto serial y de la memoria del microcontrolador. Además, habilita la interrupción del pórtilo paralelo y la interrupción externa 0 para el teclado. Luego, inicializa registro y banderas que van a ser utilizadas en adelante por el programa, y muestra los mensajes de bienvenida y verifica si el equipo se enciende por primera vez. Por último, realiza llamadas a subrutinas y chequea las banderas de manera permanente en forma cíclica.

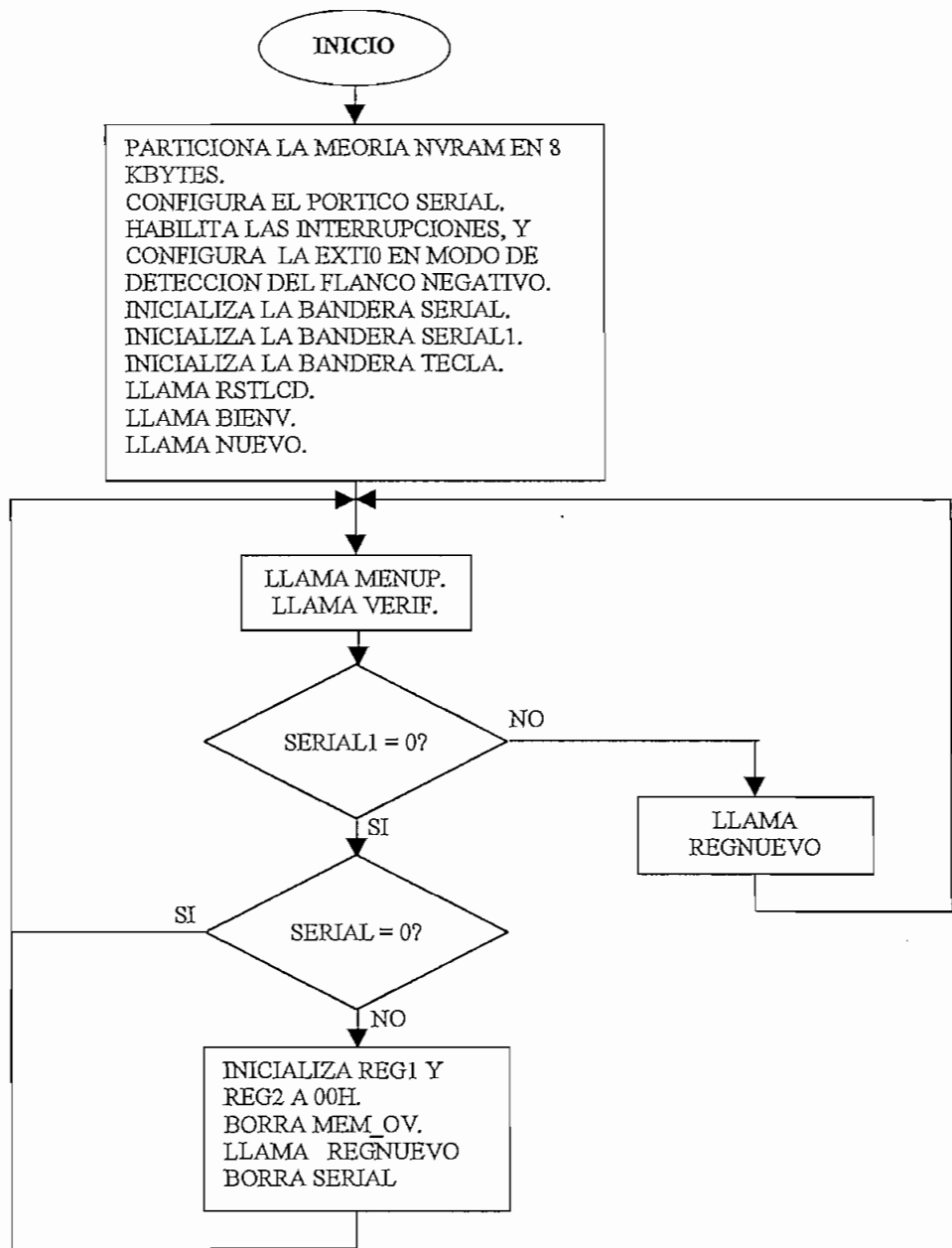


Fig. 3.1. Diagrama de flujo del Programa Principal del microcontrolador.

A continuación se presentan las subrutinas que componen el programa del microcontrolador a través de su respectivo diagrama de flujo.

### 3.2.1 SUBROUTINA DE COMPROBACION SI EL EQUIPO HA SIDO O NO USADO ANTES (NUEVO)

Esta subrutina que se presenta en la figura 3.2, permite verificar si el equipo ya se ha utilizado, verifica los registros de memoria no volátil llamados NEW y NEW1, y que son utilizados por el microcontrolador como referencia inicial de si el equipo ha sido o no utilizado

antes, si éstos coinciden con el valor B5H (10110101B) y con el valor 5AH (01011010B) respectivamente, entonces el equipo ya ha sido utilizado antes y el programa continúa corriendo normalmente, de lo contrario se reinicializa el puntero del registro de datos (REG1 y REG2) con el valor 0000H.

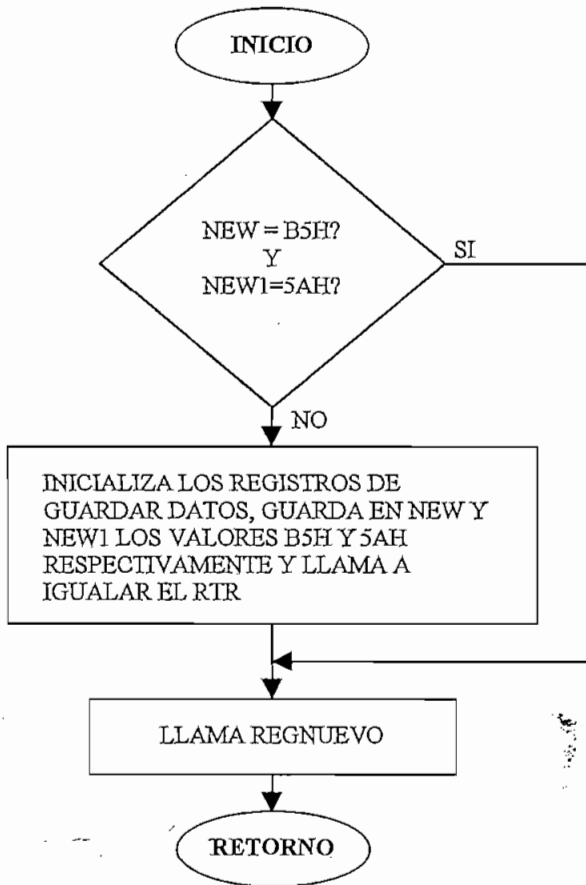


Fig. 3.2. Diagrama de flujo de la subrutina NUEVO.

### 3.2.2 SUBROUTINA DE INICIALIZACION DEL EQUIPO CUANDO ES NUEVO (REGNUEVO)

Esta subrutina primero, verifica en que minuto está el RTR, luego se hacen comparaciones para colocar un valor en el registro REGMIN el cual contiene el valor del minuto próximo en que se debe tomar las mediciones, para luego llamar a medir y registrar las variables, como se ilustra en la figura 3.3.

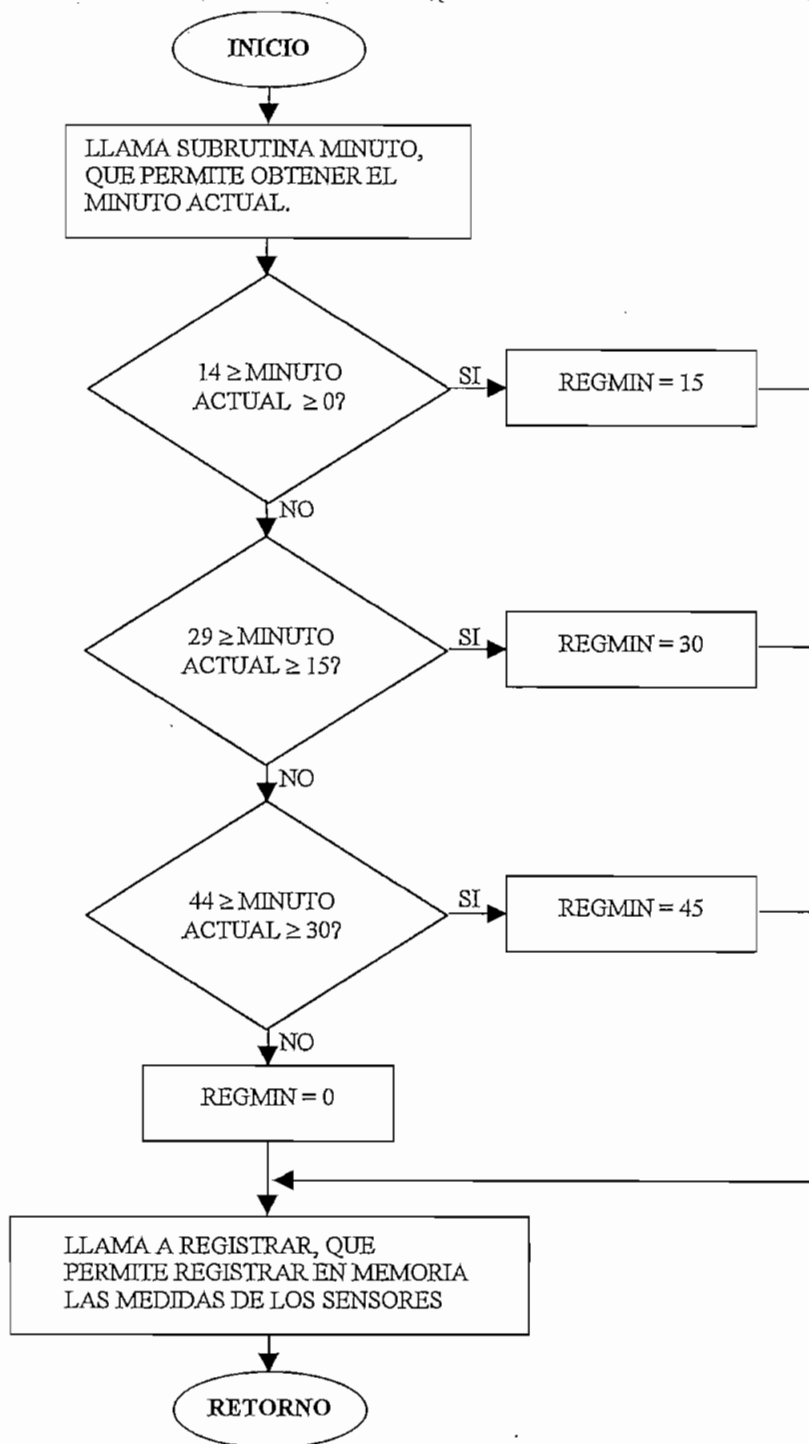


Fig. 3.3. Diagrama de flujo de la subrutina REGNUEVO

### 3.2.3 SUBROUTINA QUE ESCRIBE EL MENSAJE DE BIENVENIDA (BIENV)

Esta subrutina cuyo diagrama de flujo se muestra en la figura 3.4, escribe los mensajes de bienvenida cuando recién se prende el sistema. Toma de una tabla escrita en memoria de programa



y la escribe en el display del LCD mediante la subrutina WRTMSJ, que permite escribir mensajes completos de dos líneas, direccionando antes el DPTR a la tabla que se quiere escribir.

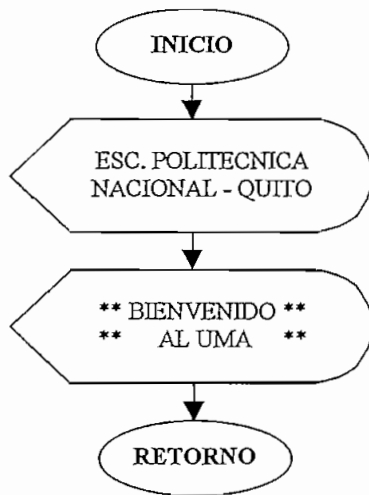


Fig. 3.4. Diagrama de flujo de la subrutina BIENV.

#### 3.2.4 INICIALIZACION DEL LCD (RSTLCD)

Esta subrutina escribe comandos para inicializar y configurar el LCD, y su diagrama de flujo se muestra en la figura 3.5. La tabla de datos situada en el área de memoria de programa, contiene los comandos para configurar el LCD en 2 líneas de 16 bytes, con entrada de datos de 4 líneas. Este procedimiento se lleva a cabo mediante la subrutina WRTCMD. Para ver éste procedimiento con más detalle, referirse al Anexo 1 a la hoja de datos del elemento.

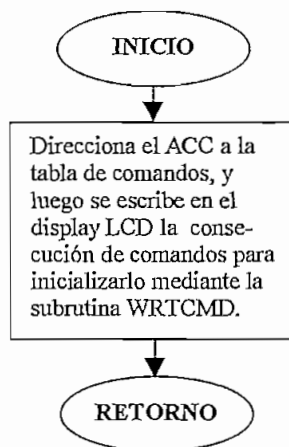


Fig. 3.5. Diagrama de flujo de la subrutina RSTLCD.

### 3.2.5 SUBROUTINA DEL MENU PRINCIPAL (MENUP)

Esta subrutina muestra un menú en forma rotativa con la ayuda de la subrutina WRTMSJ que informa al usuario que tecla debe oprimir para realizar una visualización de una variable o para modificar el RTR, en este caso también se debe direccionar el DPTR a la tabla incluida en la memoria de programa.

Además, verifica si se ha oprimido alguna tecla comprobando el estado de una bandera TECLA que se modifica cada vez que el programa ingresa en la subrutina de interrupción EXTIO del teclado, y según la tecla oprimida recupera el valor codificado, según la disposición física del teclado en el registro KB, realiza la adquisición de cualquiera de las variables solicitadas y la muestra en el display. En el caso de que se requiera igualar el RTR, se procede a llamar a la subrutina IGUALAR, y luego a registrar las variables llamando a la subrutina REGNUEVO.

El diagrama de flujo de la subrutina MENUP se muestra en las figuras 3.6.a y 3.6.b.

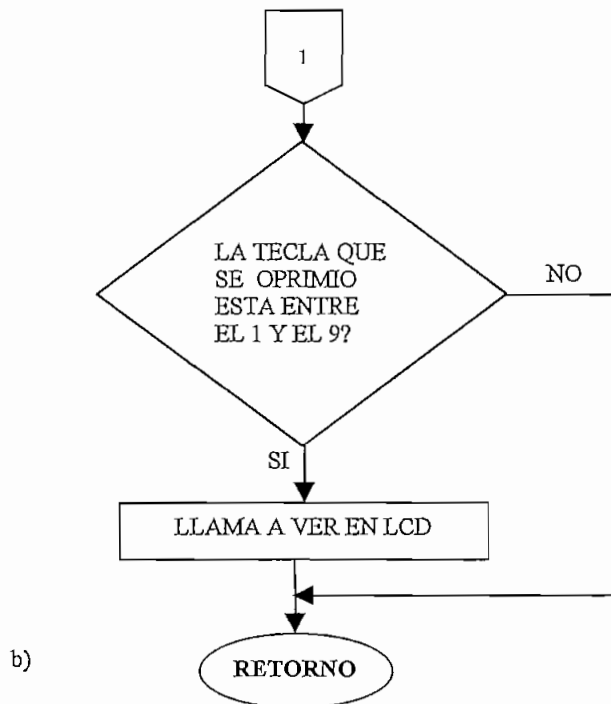


Fig. 3.6. Diagrama de flujo de la subrutina MENUP.

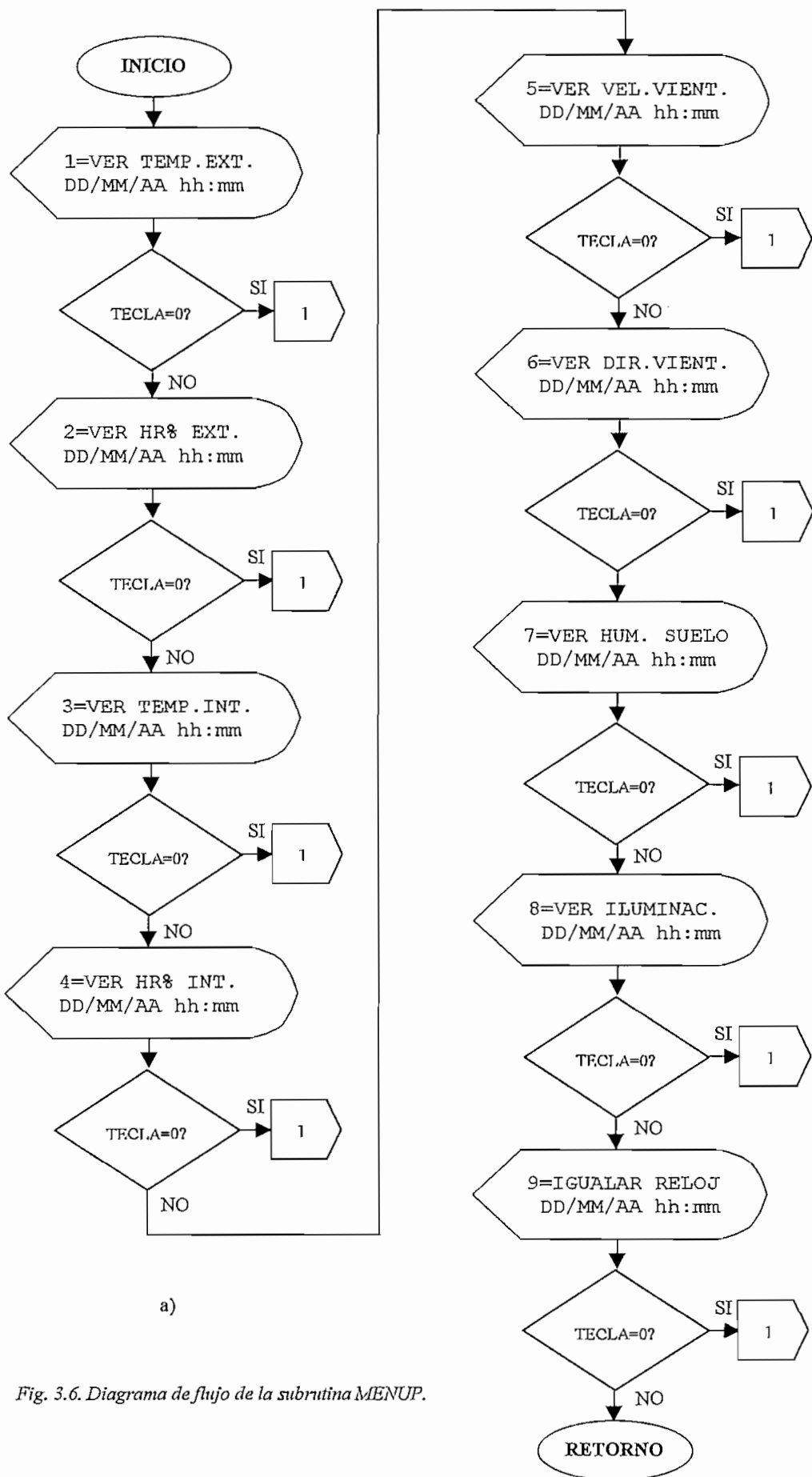


Fig. 3.6. Diagrama de flujo de la subrutina MENUP.

### 3.2.6 SUBROUTINAS PARA ESCRIBIR UN DATO Y COMANDO EN EL DISPLAY (WRDAT Y WRTCMD)

Mediante la bandera C (Carry), éstas subrutinas que se muestran en el diagrama de la figura 3.7, escriben un dato en el LCD, si  $C=1$ , y si  $C=0$  el dato que se manda al LCD es un comando, la bandera C es la que se usará además como bit de la línea RS requerida por el LCD, y también cambia los tiempos de espera entre uno y otro nibble del byte, el cual es diferente para datos y comandos, puesto que se trabaja únicamente con las 4 líneas de datos del LCD. Estas subrutinas devuelven el Acc. y la bandera F0 alterados. Para comprender mejor los retardos y el manejo de las líneas, ver la hoja de datos del elemento en el Anexo 1.

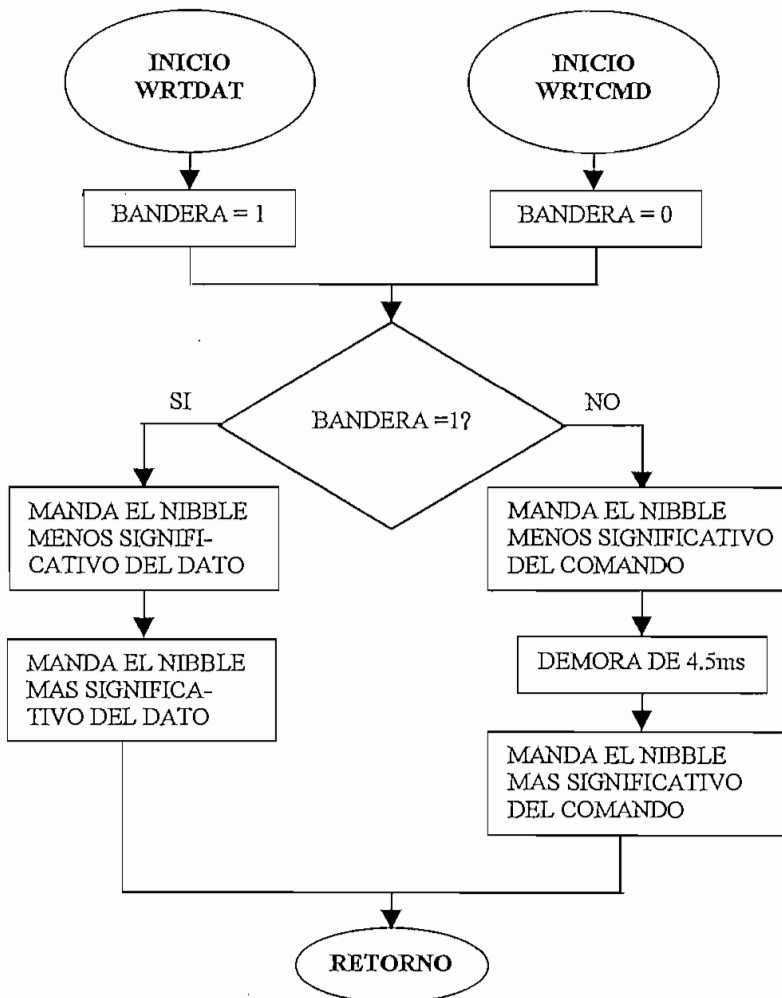


Fig. 3.7. Diagrama de flujo de las subrutinas WRDAT y WRTCMD.

### 3.2.7 SUBROUTINA PARA ESCRIBIR UN MENSAJE EN LOS DOS RENGLONES (WRTMSJ)

Esta subrutina escribe un mensaje de 16\*2 caracteres en el display , los datos se toman desde una tabla de la memoria de programa, y debe estar apuntada por el DPTR. Utiliza la subrutina WRDAT que permite escribir los datos de uno en uno, y la subrutina WRTPOS que permite posicionar el cursor a lo largo de los 32 caracteres que posee el LCD. Además de comienzo borra el display utilizando la subrutina WRTCLEAR. Para realizar esta tarea se recurre a un contador, que comenzará en 32 y se irá decrementando hasta llegar a valer cero. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.8.

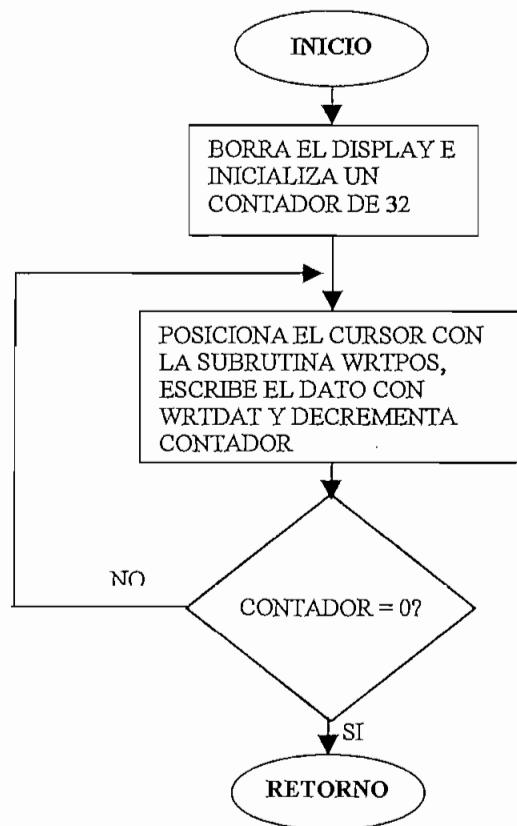


Fig. 3.8. Diagrama de flujo de la subrutina WRTMSJ.

### 3.2.8 SUBROUTINA PARA BLANQUEAR EL DISPLAY (WRTCLEAR)

Esta subrutina permite borrar todo lo que haya estado escrito en el display del LCD, y su diagrama de flujo se presenta en la figura 3.9. Para esta tarea se envía el comando 01H por las 4 líneas de datos (ver Anexo 1, hoja de datos del dispositivo) del LCD mediante la subrutina WRTCMD, y después se espera 4.5 ms para permitir que el display procese el comando y por

último se retorna de la subrutina. La consecución de esta tarea básicamente termina cuando el cursor se coloca en el primer caracter del LCD, en la parte superior izquierda del display.

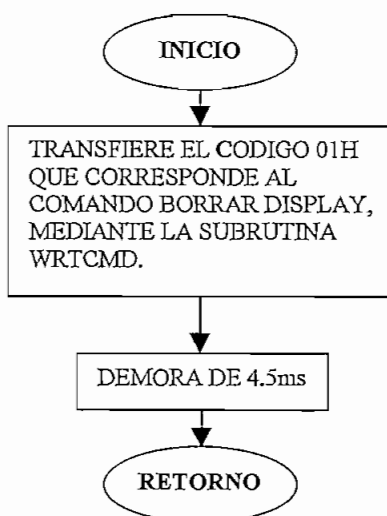


Fig. 3.9. Diagrama de flujo de la subrutina WRTCLEAR.

### 3.2.9 SUBRUTINA PARA CAMBIAR LA POSICION DEL CURSOR (WRTPOS)

La función de esta subrutina es la de posicionar el cursor en la localidad apuntada por el valor que contenga el Acc., que puede estar entre 0 y 31. Para este propósito se vale de la subrutina WRTCMD. Para poder realizar con más facilidad esta tarea, cada caracter en el display se lo direcciona como localidad de memoria de la siguiente manera:

	Columna					
	1	2	3	...	15	16
Línea 1	00H	01H	02H		0EH	0FH
Línea 2	40H	41H	42H		4EH	4FH

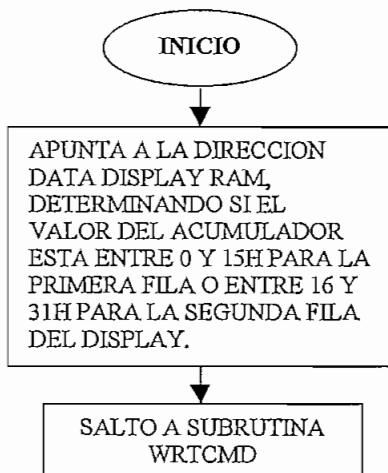


Fig. 3.10 Diagrama de flujo de la subrutina WRTPOS.

### 3.2.10 SUBROUTINA DE ESCRITURA DE HORA Y FECHA EN EL DISPLAY (LCDTIME)

La tarea de la subrutina es la de escribir en el display los datos leídos desde los registros del RTR de la fecha y hora actuales, desde las imágenes de memoria guardadas por la subrutina LEER\_RTR que es la que lee los registros del RTR. Además, utiliza otras subrutinas: WRTPOS Y L\_BCD\_ASC. El orden en que se muestran los datos en el display del LCD es: DIA/MES/AÑO y horas:minutos (DD/MM/AA hh:mm), tal como se presenta en el diagrama de flujo de la figura 3.11.

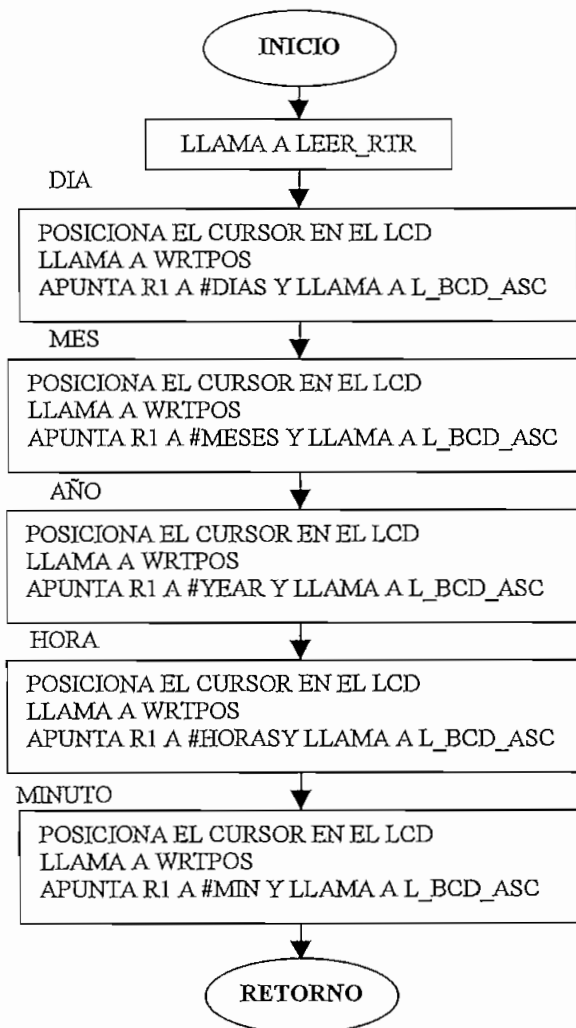


Fig. 3.11. Diagrama de flujo de la subrutina LCDTIME.

### 3.2.11 SUBROUTINA PARA MOSTRAR EN DISPLAY UN BYTE BDC DE 2 DIGITOS (L\_BCD\_ASC)

Convierte un byte de dos dígitos BCD que se encuentran apuntados por el registro R1, en dos caracteres ASCII, y además los escribe en el display, según la posición que haya estado el cursor. Para poder cumplir esta tarea, primero toma el nibble más significativo, luego le suma 30H para convertirlo en ASCII y lo escribe en el display, el mismo procedimiento lo realiza con el nibble menos significativo.

Esta subrutina utiliza a su vez la subrutina WRDAT, y su diagrama de flujo se expone en la figura 3.12.

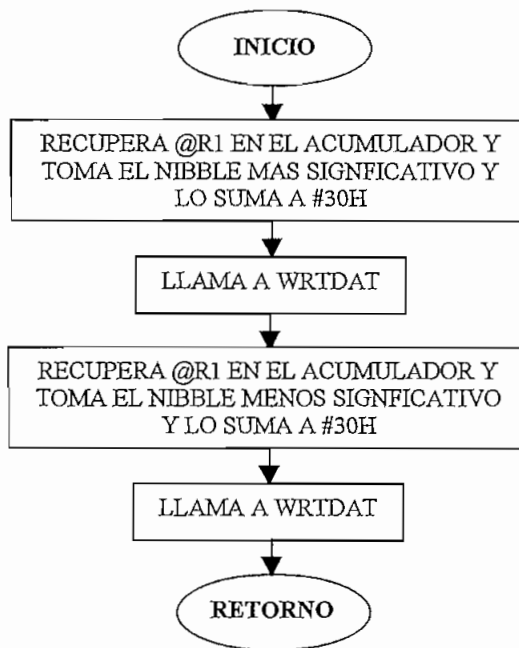


Fig. 3.12. Diagrama de flujo de la subrutina L\_BCD\_ASC.

### 3.2.12 SUBROUTINA QUE MUESTRA EL VALOR ACTUAL DE LA VARIABLE ELEGIDA EN EL DISPLAY (WRT\_LCD)

Esta subrutina se encarga de tomar los valores BCD de las localidades RESULT hasta RESULT+3, y las muestra en el display, junto con la especificación del tipo de variable medida según el registro TDV. Hay que anotar que esta subrutina no escribe en el display la dirección del viento, ya que de ésta tarea se encarga la subrutina DIR\_VIENT. Utiliza las subrutinas WRTMSJ, WRTPOS, WRDAT y L\_BCD\_ASC. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.13.



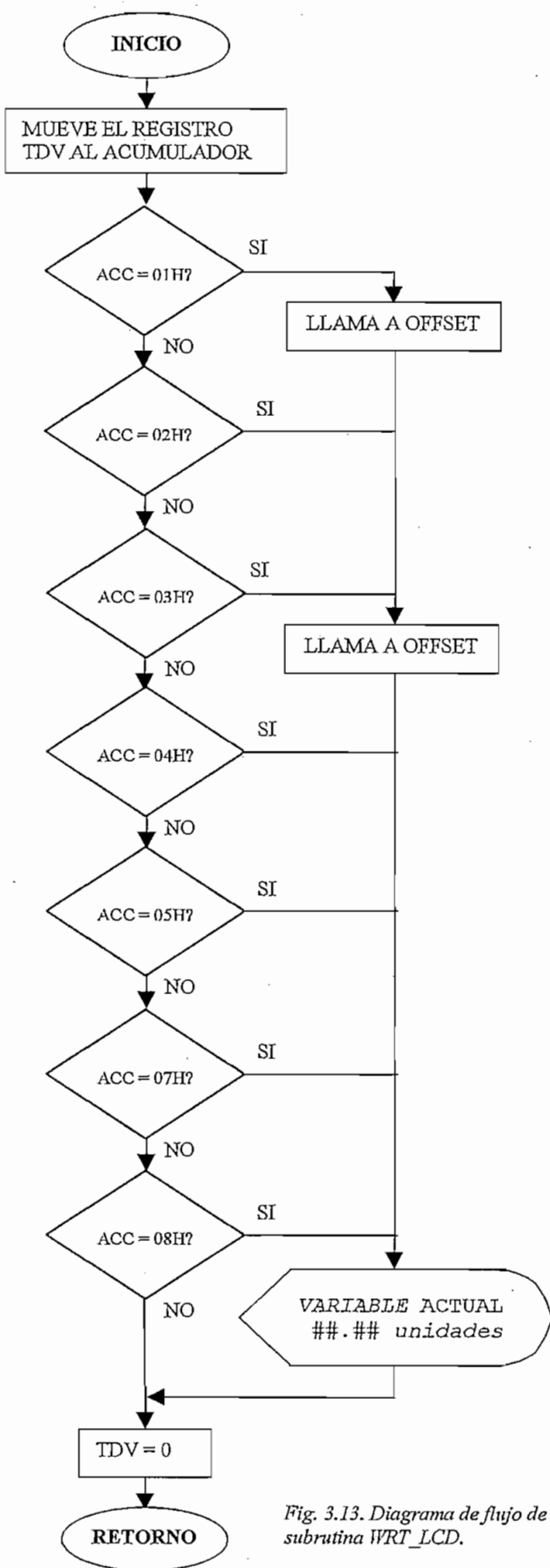
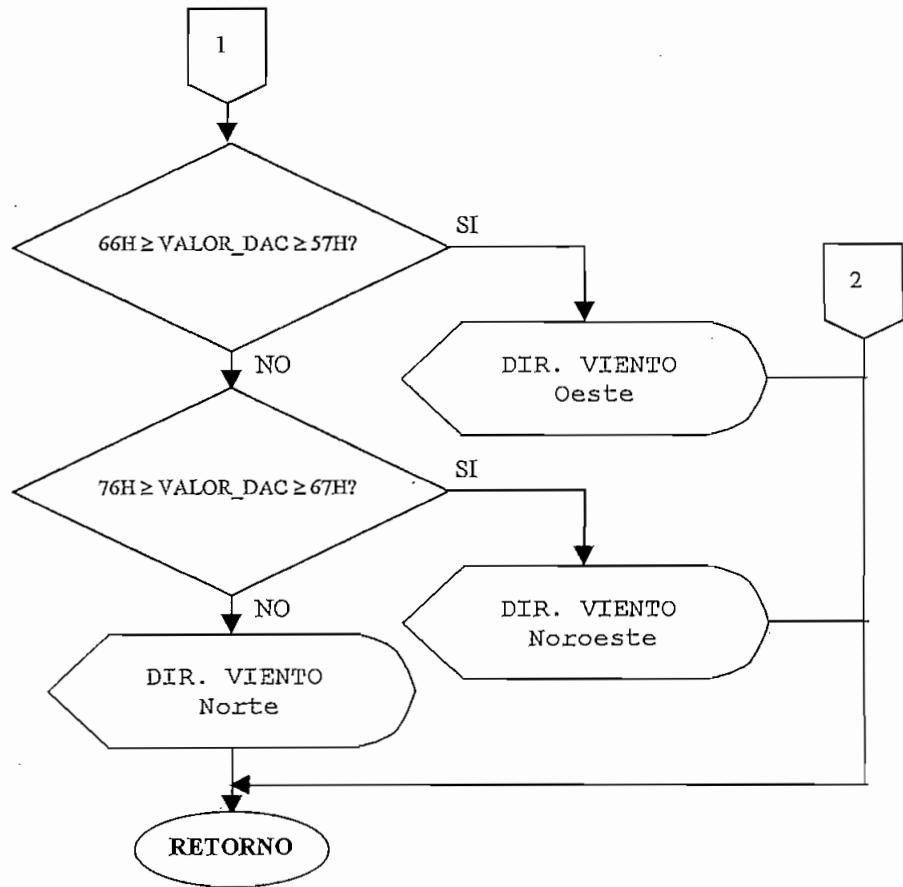


Fig. 3.13. Diagrama de flujo de la subrutina WRT\_LCD.

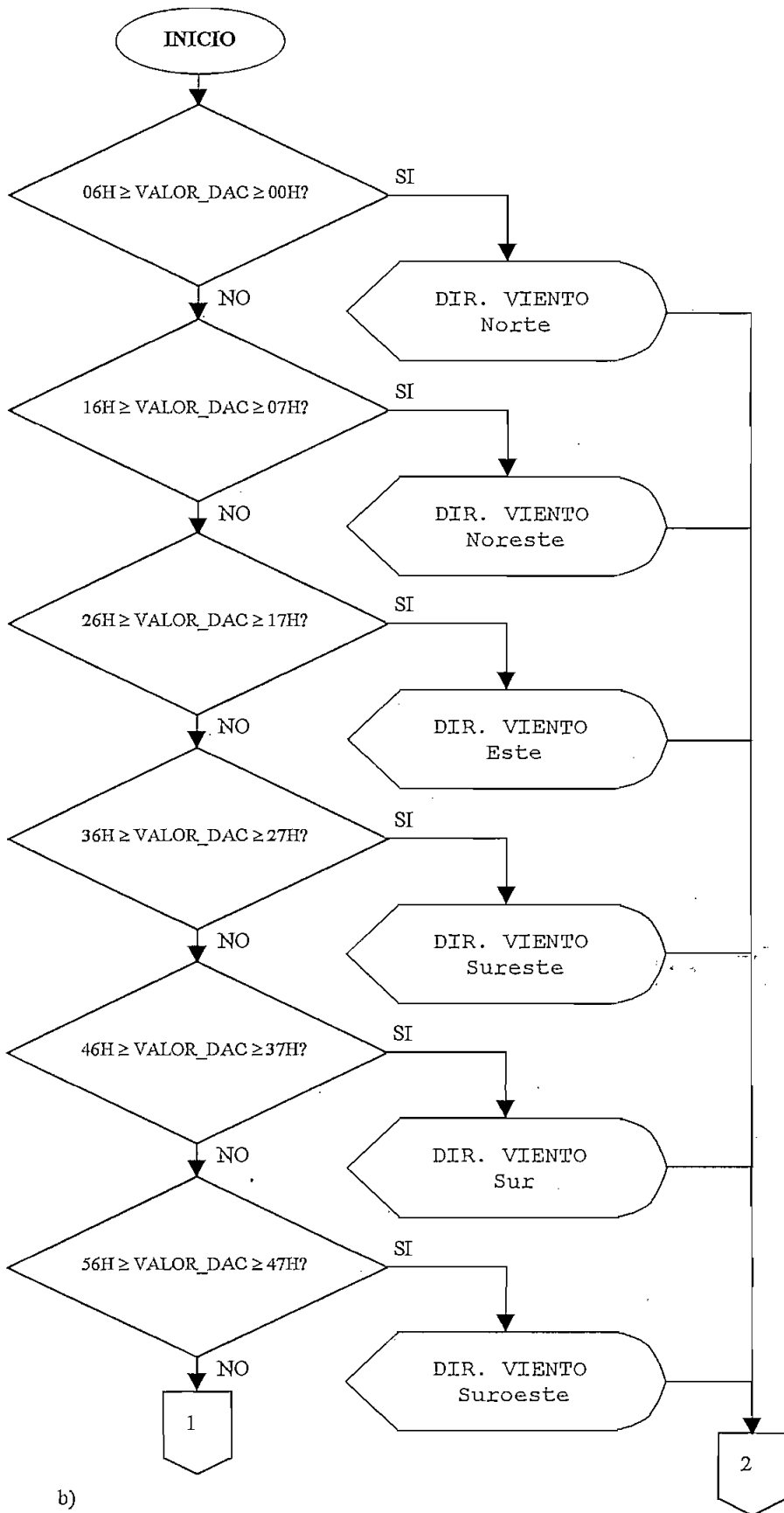
3.2.13 SUBROUTINA QUE MUESTRA LA DIRECCION DEL VIENTO EN EL DISPLAY (DIR\_VIENT)

Esta subrutina toma el valor de la localidad de memoria VALOR\_DAC, que es la lectura hexadecimal que se hizo desde la entrada de dirección del viento del CAD y lo coloca en el Acc. Luego lo compara con los rangos de valores de la tabla 2.8, que son los parámetros para poder determinar la dirección. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en las figuras 3.14.a y 3.14.b.



a)

Fig. 3.14. Diagrama de flujo de la subrutina DIR\_VIENT.



b)

Fig. 3.14. Diagrama de flujo de la subrutina DIR\_VIENT.

### 3.2.14 SUBROUTINA PARA ESCRIBIR UN MENSAJE EN UNO DE LOS DOS RENGLONES (WRTRGN)

Esta subrutina toma en cuenta el valor de la bandera RENGL, si esta vale 1L entonces escribe el mensaje en el segundo renglón, y si es 0L lo escribe en el primer renglón. Utiliza las subrutinas WRTPOS y WRDAT. Además, un contador para el número de caracteres que en el caso del LCD que se utiliza es de 16 por cada línea. El diagrama de flujo de esta subrutina se lo muestra en la figura 3.15.

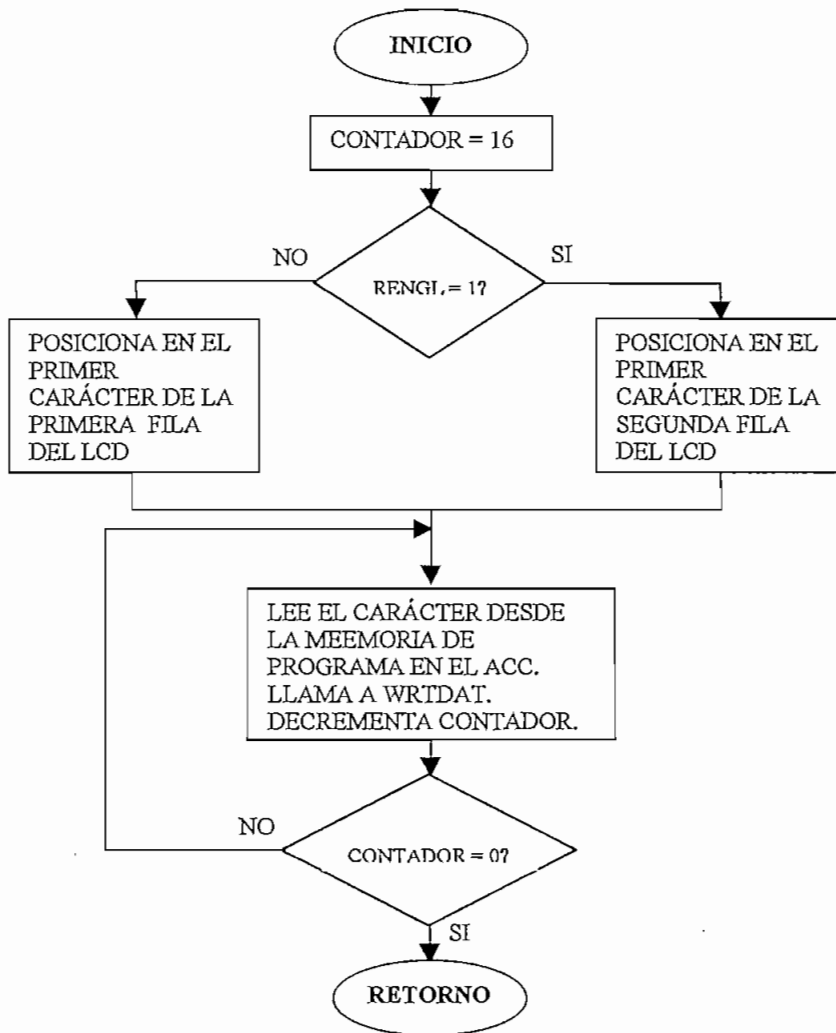


Fig. 3.15. Diagrama de flujo de la subrutina WRTRGN.

### 3.2.15 SUBROUTINA DE VERIFICACION DE TIEMPO Y REGISTRO DE VARIABLES (VERIF)

Esta subrutina verifica si se ha cumplido el tiempo para registrar en memoria las variables, y el diagrama de flujo se lo muestra en la figura 3.16. Lee el registro de minutos del RTR, luego lo compara con 00, 15, 30 y 45, si es igual a alguno de ellos saltara a la subrutina para registrar las variables, y de lo contrario salta a salir de la subrutina.

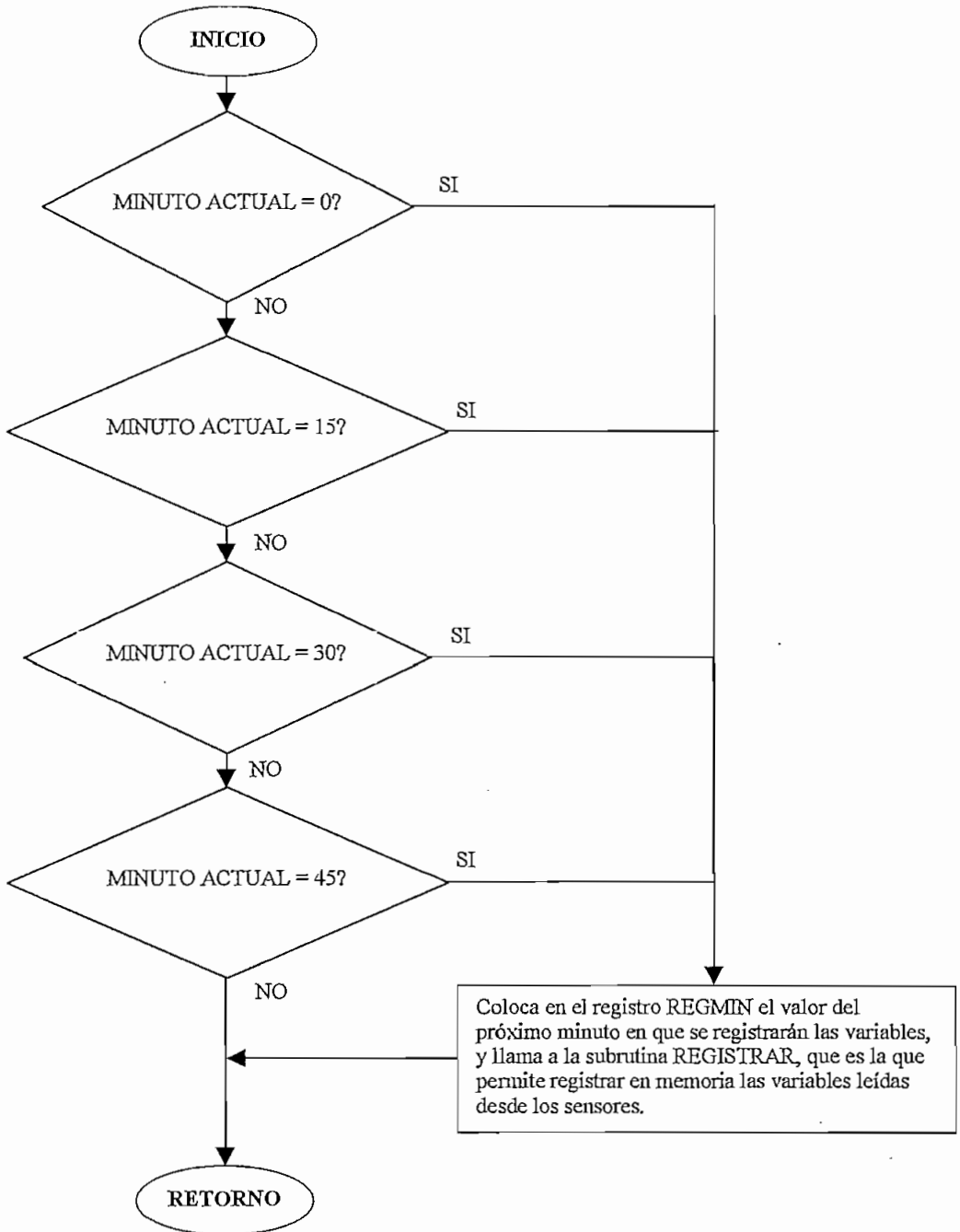


Fig. 3.16. Diagrama de flujo de la subrutina VERIF.

### 3.2.16. SUBROUTINA QUE REGISTRA LAS VARIABLES EN LAS LOCALIDADES DE MEMORIA DE DATOS (REGISTRAR)

Esta subrutina llama primeramente a la subrutina POINTER, que es la que maneja las localidades de memoria de datos, es decir apunta con el DPTR a la primera localidad donde se guardarán los datos leídos desde los sensores. Luego se llama a las subrutinas que guardan los datos de fecha, hora y lecturas de los sensores. Por último llama a la subrutina REGISTRO que es la que maneja las localidades de la memoria de datos en forma de registros de 16 bytes. El diagrama de flujo de esta subrutina se la presenta en la figura 3.17.

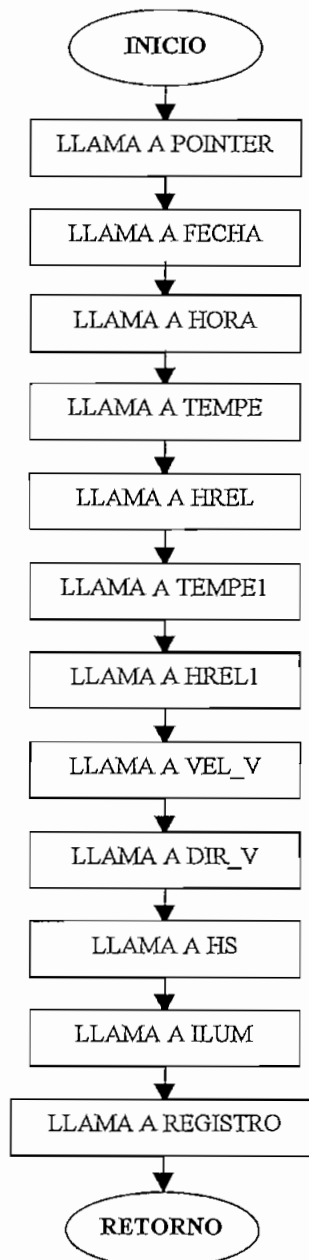


Fig. 3.17. Diagrama de flujo de la subrutina REGISTRAR.

### 3.2.17. SUBROUTINAS DE DEMORA

Se basa en el cálculo de la demora que tiene la ejecución de la instrucción DJNZ, tal como sigue y basándose en que el reloj del microcontrolador es 7.3728 Mhz:

el período de reloj es:

$$t_{CK} = \frac{1}{f_{CK}} \quad (3.3)$$

$$t_{CK} = \frac{1}{7.3728 \times 10^6 \text{ Hz}} = 1.356 \times 10^{-7} \text{ s}$$

ahora, se conoce que cada ciclo de máquina (CM) utiliza 12 períodos de reloj, es decir:

$$1CM = 12t_{CK} \quad (3.4)$$

$$1CM = 12 \times 1.356 \times 10^{-7} \text{ s} = 1.628 \mu\text{s}$$

y si se revisa en la hoja de datos del microcontrolador, se puede observar que la instrucción DJNZ se ejecuta en 2 CM, es decir la duración de ésta instrucción es de:

$$t_{DJNZ} = 2CM = 2 \times 1.628 \mu\text{s} = 3.255 \mu\text{s} \quad (3.5)$$

Las subrutinas de demora se ayudan de la subrutina DELAY, que maneja un contador CONT2, al cual se le asigna un valor que se lo multiplica por 0.1 ms para saber el tiempo que se ha demorado después que se retorna de la subrutina.

### 3.2.18. SUBROUTINA AUXILIAR DE LAS SUBROUTINAS DE RETARDO (DELAY)

Se basa en la instrucción DJNZ como se dijo antes, en esta subrutina se manejan dos contadores, el contador CONT1 que es fijo en 30 y el contador CONT2 al que se debe haber sido asignado un valor en alguna de las subrutinas de demora; si por ejemplo CONT2=1, de acuerdo al diagrama de flujo de la figura 3.18, se tiene una demora de:

$$DEMORA = t_{DJNZ} \times CONT1 \times CONT2 \quad (3.6)$$

$$DEMORA = 3.255 \mu\text{s} \times 30 \times 1 \approx 100 \mu\text{s}$$

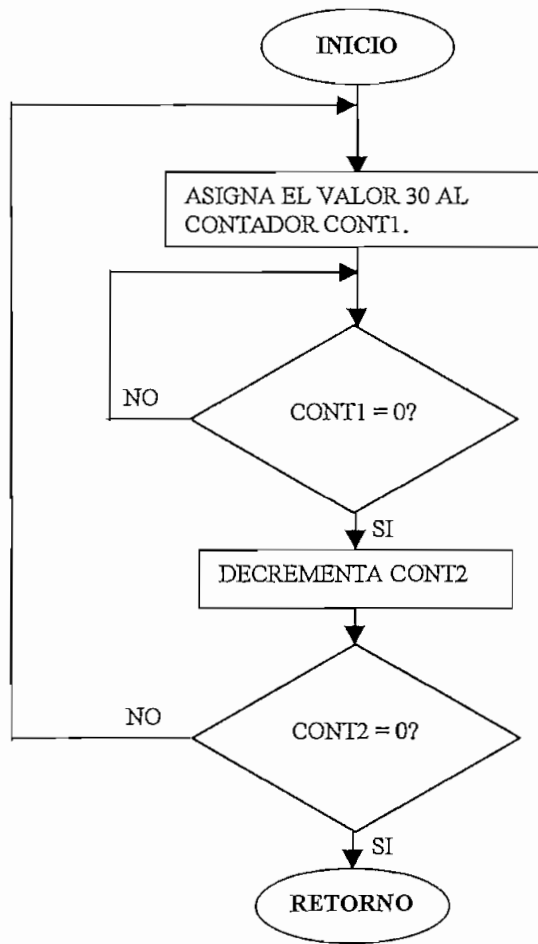


Fig. 3.18. Diagrama de flujo de la subrutina DELAY.

3.2.19. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 500 MILISEGUNDOS (DELAY\_500)

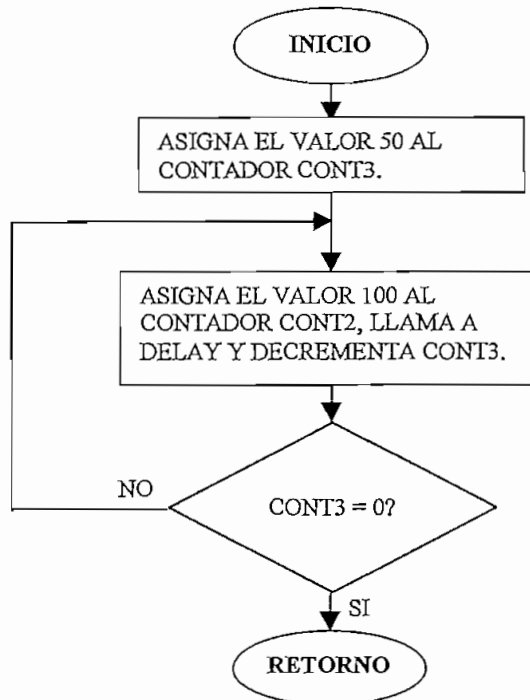
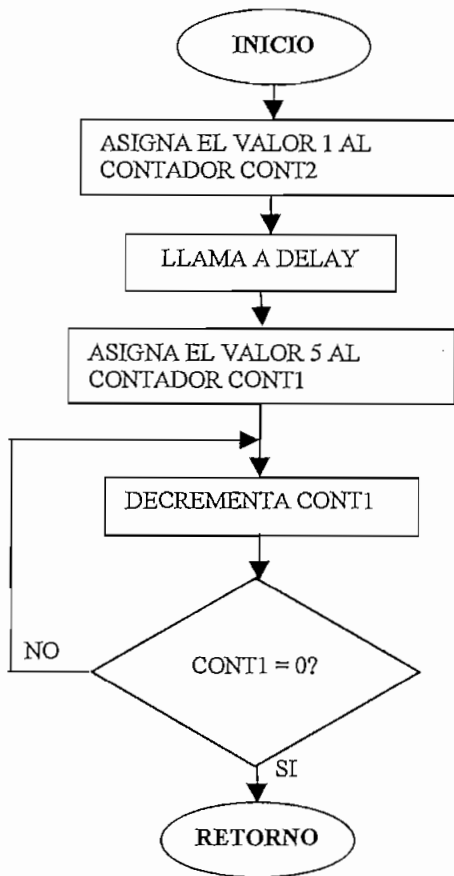


Fig. 3.19. Diagrama de flujo de la subrutina DELAY\_500.



**3.2.20. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 116 us (DELAY\_116)**

Esta subrutina llama a la subrutina DELAY con el contador CONT2 asignado un valor 1, es decir 100 us, y luego utiliza el contador CONT1 con un valor de 5 para hacer un bucle DJNZ con lo que se consigue una demora de 16 us, completándose así los 116 us que se necesitan.



*Fig. 3.20. Diagrama de flujo de la subrutina DELAY\_116.*

**3.2.21. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 2.46s (DELAYMAX)**

En esta subrutina, la subrutina DELAY trabaja con el contador CONT2 en 0, pero la instrucción DJNZ al hacer el primer decremento pone el contador en 255, y por tanto si se cuenta el número de decrementos es de 256; es decir, al retornar de la subrutina DELAY han pasado 25.6 ms. El diagrama de flujo se muestra en la figura 3.21.

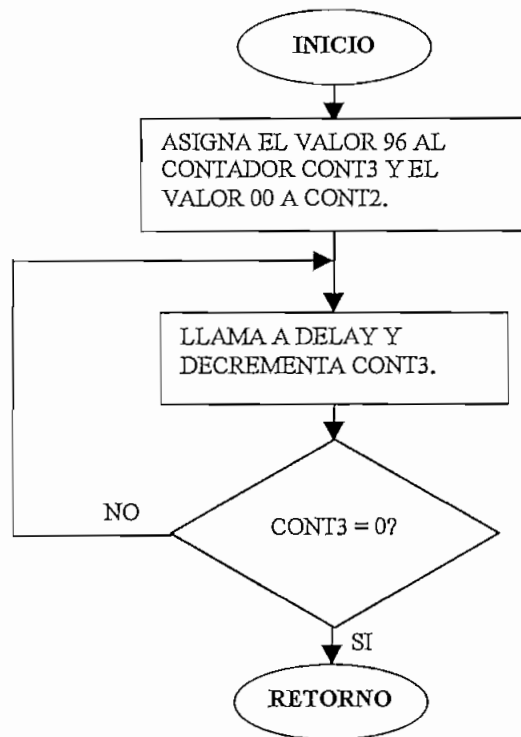


Fig. 3.21. Diagrama de flujo de la subrutina DELAYMAX.

### 3.2.22. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 4.5 MILISEGUNDOS (DELAY4\_5)

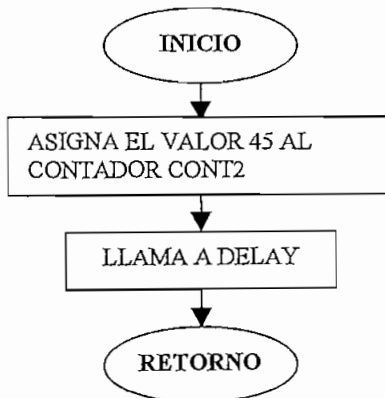


Fig. 3.22. Diagrama de flujo de la subrutina DELAY4\_5.

### 3.2.23. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 1 MILISEGUNDO (DELAY1\_0)

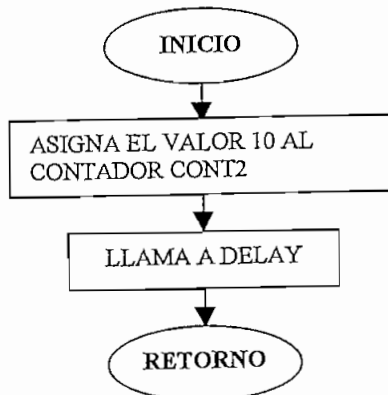


Fig. 3.23. Diagrama de flujo de la subrutina DELAY1\_0.

### 3.2.24. SUBROUTINA PARA DEMORAS DE 0.1 MILISEGUNDOS (DELAY0\_1)

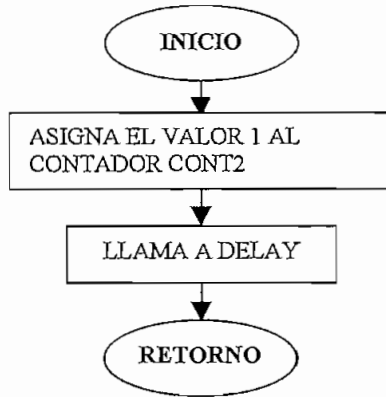


Fig. 3.24. Diagrama de flujo de la subrutina DELAY0\_1.

### 3.2.25. SUBROUTINA PARA MANEJO DEL PUNTERO DE MEMORIA DE DATOS (POINTER)

Se encarga de tomar los registros de memoria REG1 y REG2 como un sólo número de 16 bits ( $REG_{16}$ ), luego éste número se lo multiplica por 10H, es decir se aumenta un cero corriendo el número hacia la izquierda, y luego se le suma a éste número obtenido la cantidad de 2000H, para luego direccionar en el DPTR la posición exacta de la localidad de inicio para guardar los datos. El diagrama de flujo de esta subrutina se lo presenta en la figura 3.25

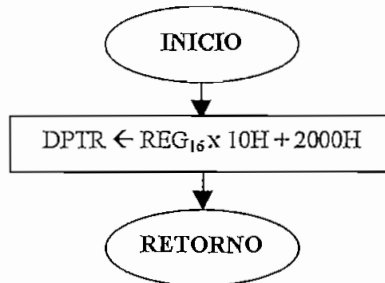


Fig. 3.25. Diagrama de flujo de la subrutina POINTER.

### 3.2.26. SUBROUTINA DE MANEJO DE LOS REGISTROS DE MEMORIA DE DATOS (REGISTRO)

Esta subrutina maneja los 1536 registros de 16 bytes que se disponen en la memoria de datos (600H registros). El almacenamiento de los registros es cíclico; es decir, que cuando se llega al límite de 600H (ya que los registros se cuentan desde 0 a 5FFH) el puntero de registros de almacenamiento (REG1 y REG2) de 16 bits, debe regresar a 0000H. Además, para la transmisión

serial hacia el PC se utiliza una bandera MEM\_OV que sirve para indicar que ha habido desbordamiento. El diagrama de flujo se muestra en la figura 3.26.

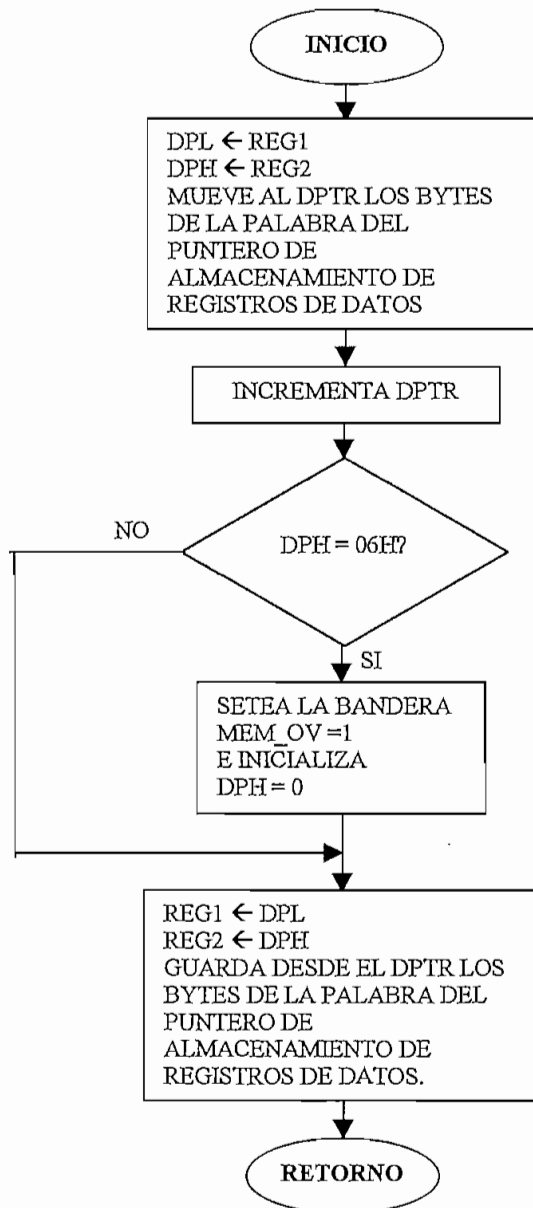


Fig. 3.26. Diagrama de flujo de la subrutina REGISTRO.

### 3.2.27 VISUALIZACION EN EL DISPLAY Y ALMACENAMIENTO DE LAS LECTURAS DE LAS ENTRADAS DEL CAD

Estas dos subrutinas se repiten para las lecturas que se realizan desde las entradas del CAD de los 8 diferentes sensores. Para comprender mejor se explica el proceso de lectura de la entrada de temperatura exterior: las subrutina leen la entrada de temperatura externa del CAD, y la

archivan en la memoria de datos o la muestra en el display, dependiendo si la bandera LCD es 1 o 0 respectivamente.

Además, si por ejemplo la acción a tomar es la de archivar la lectura de temperatura en la memoria, se incrementará en 1 el DPTR, esto para la subrutina de almacenamiento de la lectura en memoria. Mientras que, si se va a mostrar la lectura en el display, el DPTR permanecerá inalterado. Igualmente, las dos subrutinas antes de llamar a la subrutina RDAC, apuntan el DPTR a la localidad de memoria que representa la entrada de temperatura externa del CAD; que es la 0000H, como se explicó en los numerales 2.2.6 y 2.2.7 del Paginamiento de Memoria. Según esta explicación, en el caso de la selección de las entradas del CAD se utilizan los pines A8, A9 y A10 del bus de direcciones, ocupándose una página de memoria desde 0000H hasta 1FFFH, entonces para las ocho entradas se tiene que:

DIRECCION	ENTRADA DEL CAD
A15.....A0	
000XX000XXXXXXXXX B → 0000H	Temperatura Exterior
000XX001XXXXXXXXX B → 0100H	Humedad Relativa Exterior
000XX010XXXXXXXXX B → 0200H	Temperatura Interior
000XX011XXXXXXXXX B → 0300H	Humedad Relativa Interior
000XX100XXXXXXXXX B → 0400H	Velocidad del Viento
000XX101XXXXXXXXX B → 0500H	Dirección del Viento
000XX110XXXXXXXXX B → 0600H	Humedad del Suelo
000XX111XXXXXXXXX B → 0700H	Intensidad de Luz

*Tabla 3.2. Tabla de la dirección y su respectiva entrada en el CAD*

El diagrama de flujo de estas subrutinas se muestra en la figura 3.27, y representa a las siguientes subrutinas: LCTMP\_EXT, LCDHR\_EXT, LCDTMP\_INT, LCDHR\_INT, LCDVEL\_V, LCDDIR\_V, LCDHS, LCDILUM para mostrar las variables en el display; y, TEMPE, HREL, TEMPE1, HREL1, VEL\_V, DIR\_V, HS, ILUM para archivar las lecturas en memoria.

### 3.2.28 SUBROUTINA DE ACCESO Y LECTURA AL DAC, Y ESCRITURA EN MEMORIA DEL DATO (RDAC)

La subrutina RDAC, permite primero acceder a cualquiera de las entradas del DAC según si se quiere visualizar en el display o almacenar en memoria, cualquiera de las lecturas de las entradas del CAD. Lee la bandera LCD, si LCD=0 se muestra el dato de la variable seleccionada en el display desde el Acc., si LCD=1 se lee el dato al Acc. y se lo archiva en la localidad de memoria en el registro que corresponda, además se devuelve el DPTR con incremento de 1. Para mostrar la lectura en el LCD se utilizan las subrutinas BCD\_MUL de multiplicación BCD de dos números de dos dígitos cada uno y WRT\_LCD que escribe en el display del LCD la medición

incluyendo las unidades de la variable. El diagrama de flujo de esta subrutina se lo muestra en la figura 3.28.

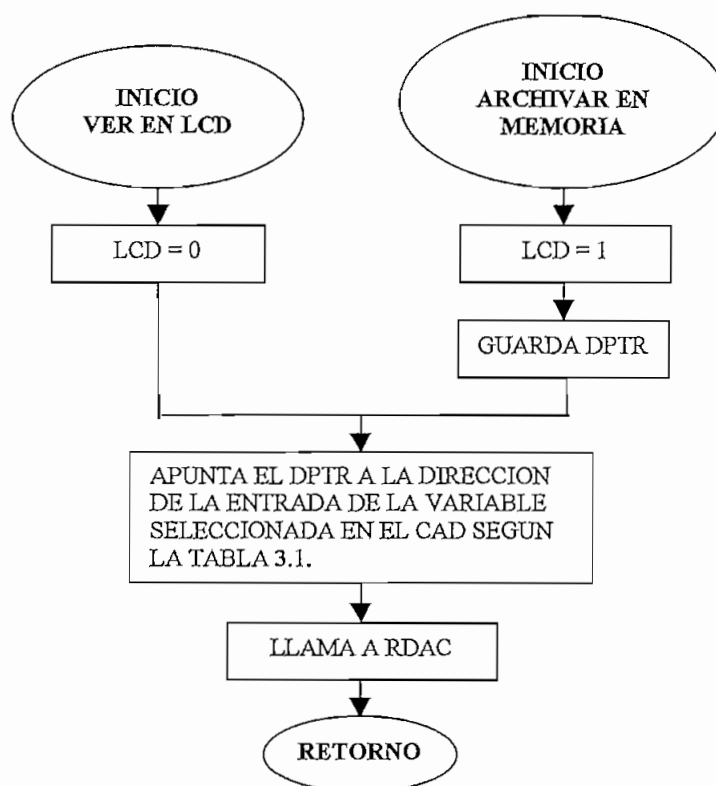


Fig. 3.27. Diagrama de flujo de la subrutina *ARC\_VARIABLE* y *LCD\_VARIABLE*

### 3.2.29 SUBROUTINA PARA GUARDAR LA FECHA EN MEMORIA (FECHA)

Esta subrutina permite guardar los datos de día y mes en 2 bytes de memoria, primero el byte de día y luego el de mes, y su diagrama de flujo se presenta en la figura 3.29. El DPTR es el registro que apunta las localidades de memoria y ya contiene la dirección respectiva. Además, se ayuda de las subrutinas OPEN y RBYTE que manejan el RTR. Se utiliza también un contador en de valor 6, que es el número de veces que se tiene que leer el RTR antes de comenzar a leer los bytes de día y mes, mayores detalles se encuentra en el Anexo 1, en la hoja de datos del microcontrolador.

### 3.2.30 SUBROUTINAS PARA GUARDAR LA HORA EN MEMORIA Y PARA RECUPERAR EL MINUTO ACTUAL EN EL ACUMULADOR (HORA Y MINUTO)

Mediante la llamada a la subrutina HORA, se lleva a cabo la secuencia de lectura y escritura en memoria, de la hora y minuto, que son datos requeridos en las lecturas de todos los

sensores. La subrutina guarda primero el byte de minutos y luego el de horas. El DPTR es el registro que apunta las localidades de memoria. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.30.

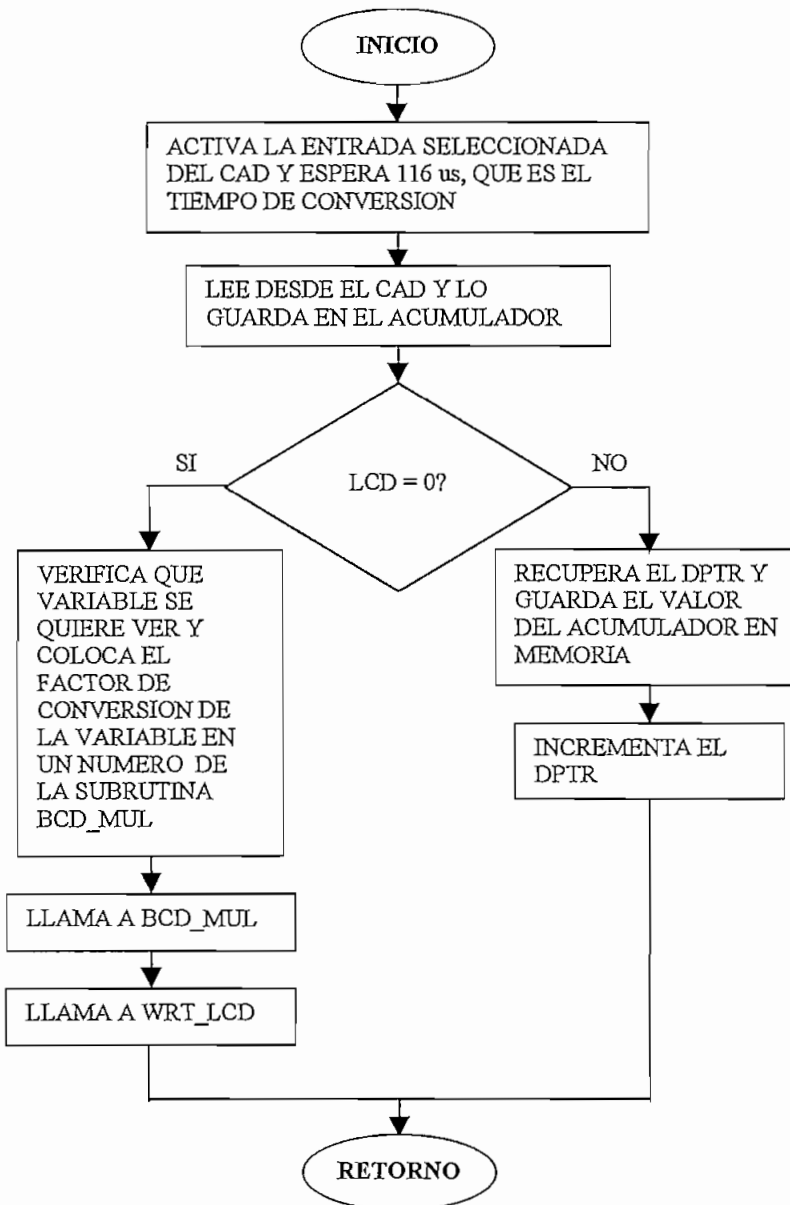


Fig. 3.28. Diagrama de flujo de la subrutina RDAC.

Además se dispone de la bandera SMIN que sirve para conocer si tiene que recuperar el valor actual de minuto en el Acumulador, con otra llamada a la subrutina llamada MINUTO. Esta subrutina utiliza a su vez las subrutinas OPEN y RBYTE para abrir y leer el RTR. Se establece también un contador con valor 3, que es el número de veces que se tiene que leer el RTR antes de comenzar a leer los bytes de minuto y hora, mayores detalles se muestran en el Anexo 1.

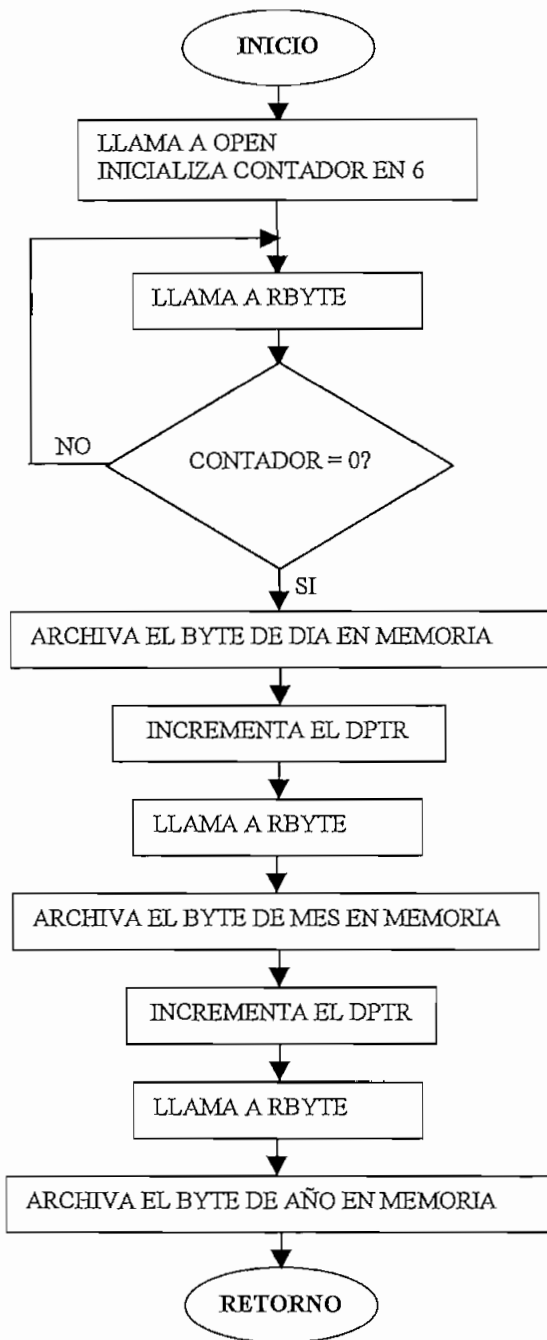


Fig. 3.29. Diagrama de flujo de la subrutina FECHA.

### 3.2.31 SUBROUTINA PARA CERRAR EL RTR (CLOSE)

Esta subrutina asegura que los registros del reloj estén cerrados por medio de la ejecución de 9 sucesivas lecturas a estos registros. La subrutina retorna tanto con el Acc. como con el registro B modificados. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.31. Para ver más detalles de éste procedimiento, ver el Anexo 1.



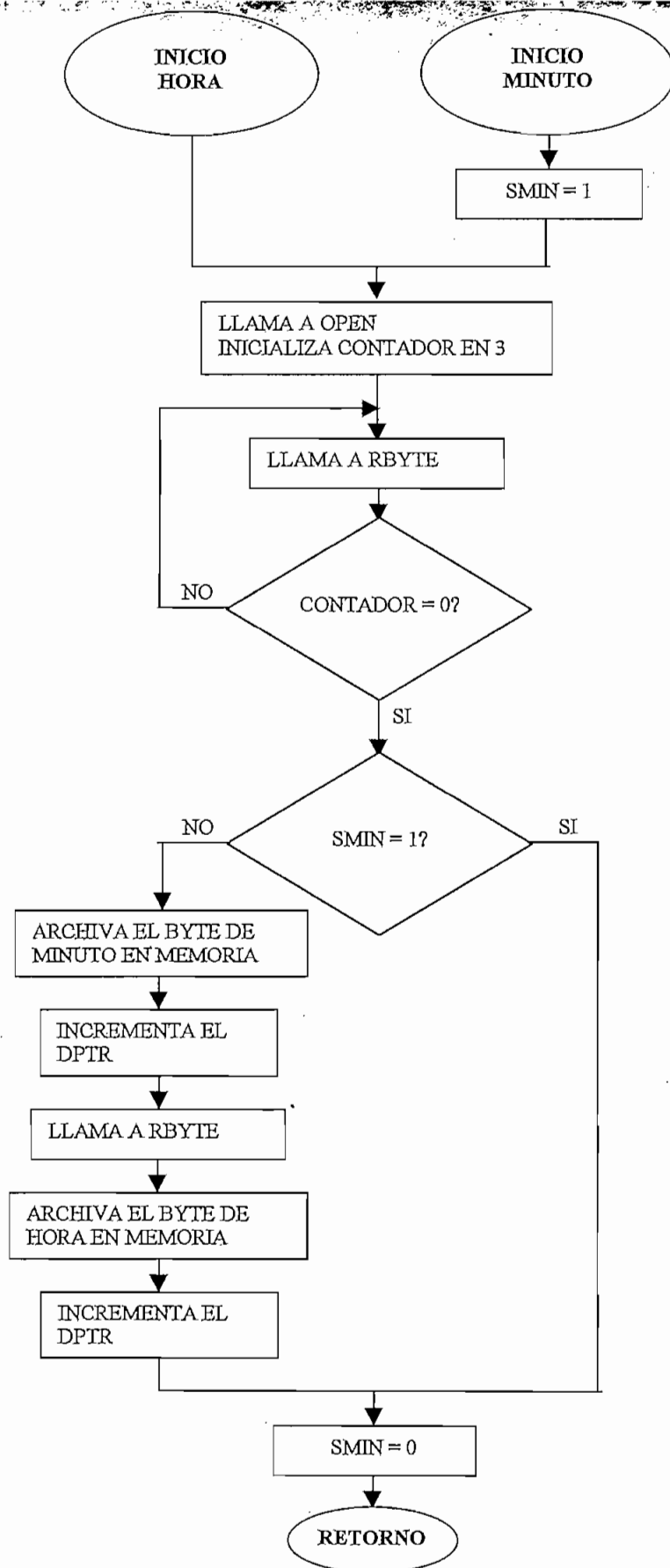


Fig. 3.30. Diagrama de flujo de las subrutinas HORA y MINUTO

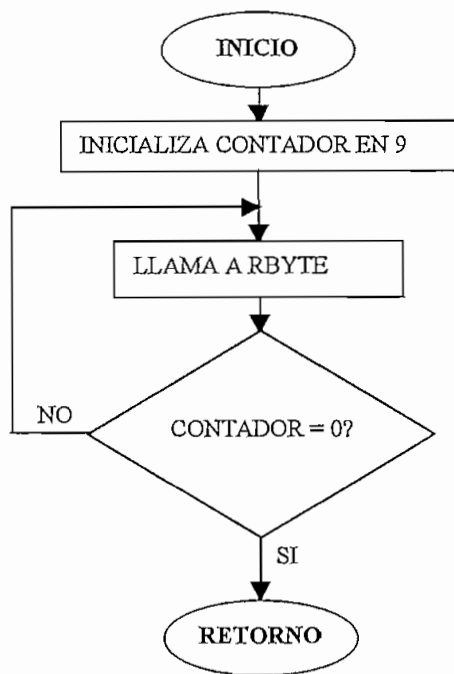


Fig. 3.31. Diagrama de flujo de la subrutina CLOSE.

### 3.2.32 SUBROUTINA PARA ABRIR EL RELOJ/CALENDARIO (OPEN)

Esta subrutina permite ejecutar la secuencia de lecturas y escrituras requeridas para abrir la comunicación con el RTR, y su diagrama de flujo se presenta en la figura 3.32. Se debe mandar 8 bytes en secuencia para poder iniciar la comunicación con el RTR, esto como medida de seguridad, por si el RTR haya estado abierto antes. La subrutina retorna con el RTR abierto para leer o escribir datos en los registros de hora y fecha. Esta subrutina modifica tanto el Acc. como el registro B. Utiliza además la subrutina WBYTE que permite escribir en el RTR. Para un mayor detalle de este procedimiento, ver el Anexo 1.

### 3.2.33 SUBROUTINA DE LECTURA DE UN BYTE DEL RTR (RBYTE)

Esta subrutina lleva a cabo primero el direccionamiento al espacio de memoria llamado CE2; luego lee un byte del RTR; direcciona la región de memoria CE1 y devuelve el byte leído en el Acc., con todos los demás registros sin cambiarlos. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.33.

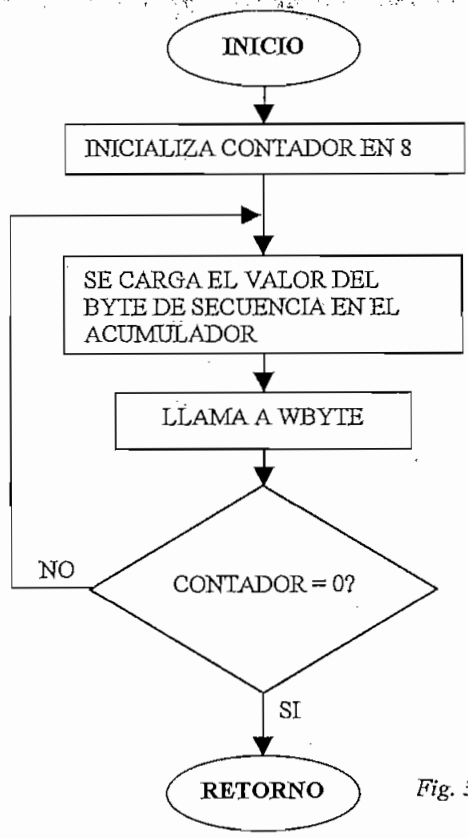


Fig. 3.32. Diagrama de flujo de la subrutina OPEN.

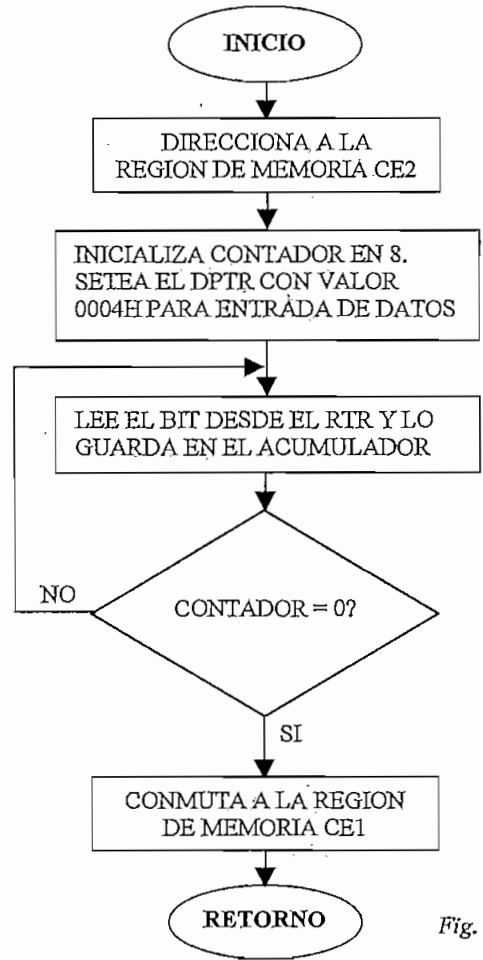


Fig. 3.33. Diagrama de flujo de la subrutina RBYTE.

## 3.2.34 SUBROUTINA PARA ESCRIBIR UN BYTE EN EL RTR (WBYTE)

Esta subrutina lleva a cabo primero el direccionamiento del espacio de datos CE2 y luego escribe un byte desde el Acc. hacia el RTR. Luego, direcciona la región de memoria CE1 y retorna con todos los registros sin cambiarlos. Hay que señalar que el byte a escribirse debe encontrarse previamente en el Acumulador. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.34

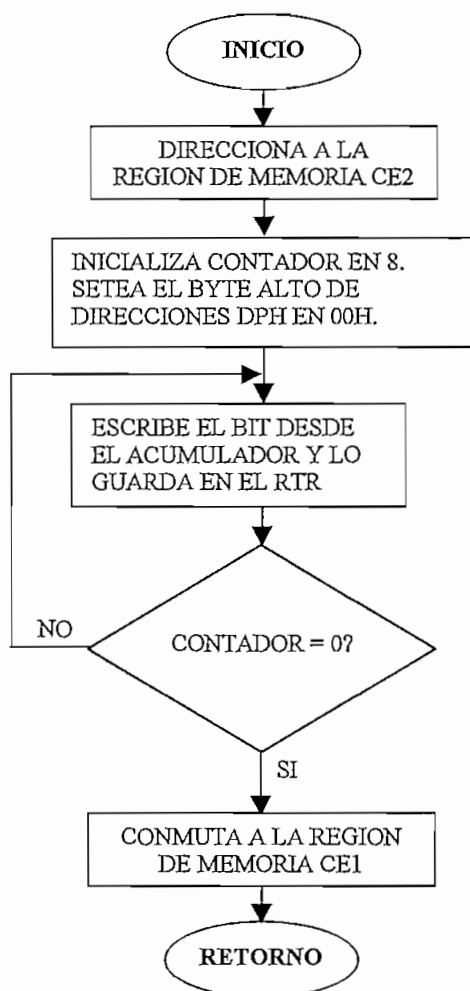


Fig. 3.34. Diagrama de flujo de la subrutina WBYTE.

## 3.2.35 RUTINA DE LA INTERRUPCION DEL PORTICO SERIAL (SINRUT)

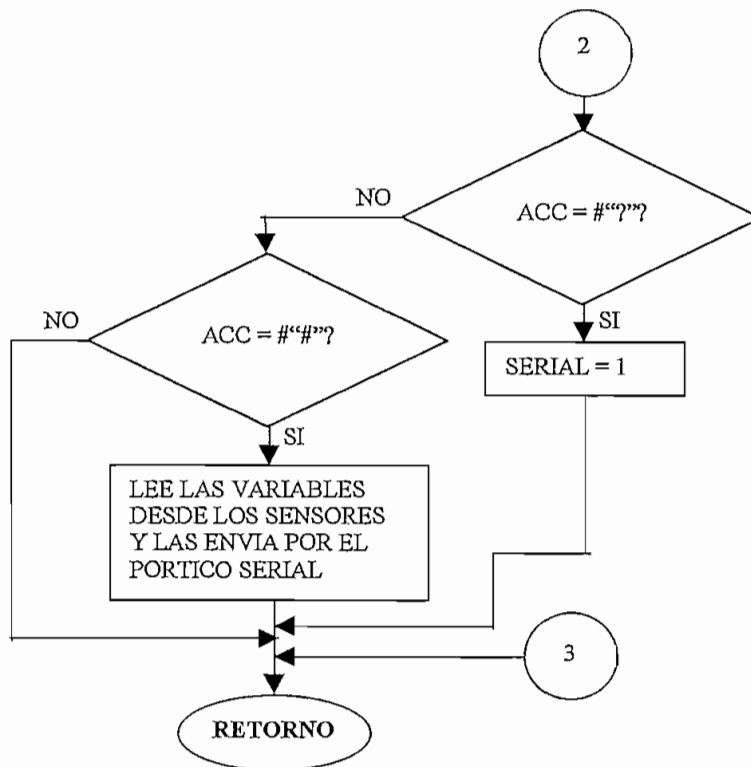
Corresponde a la rutina de la interrupción del pórtilo serial. Esta rutina espera por la interrupción serial para comenzar el proceso de transferencia de los datos hacia el PC.

Para la descarga al PC de los datos almacenados en la memoria del microcontrolador, este debe haber enviado el valor del caracter ASCII "&", y habiendo comprobado este envío, se verifica la bandera MEM\_OV la que indica si ha existido desbordamiento de memoria y que es manejada por la subrutina REGISTRO; para el envío primeramente se llama a la subrutina

POINTER que indica el comienzo de la dirección del registro, donde se deberían grabar las siguientes lecturas de los sensores, después se verifica si  $MEM\_OV = 1$ , entonces se mandan los datos desde la dirección que entregó la subrutina POINTER hasta el final (7FFFH), y continúa desde 2000H hasta la dirección de valor anterior al que entregó POINTER. En cambio, si  $MEM\_OV = 0$ , quiere decir que no ha existido desbordamiento de memoria y que los datos se enviarán desde la dirección 2000H hasta la dirección de valor anterior al que entregó POINTER. Las comparaciones de las direcciones de memoria se las hace mediante localidades auxiliares AUX y AUX1 con el DPL y DPH respectivamente. Al final de este procedimiento se manda por el p $\acute{o}$ rtico serial el valor del caracter ASCII “!”, para indicar al PC la finalizaci $\acute{o}$ n del proceso, y pone en 1 la bandera SERIAL1 para que en el programa principal se registren en memoria las lecturas de los sensores.

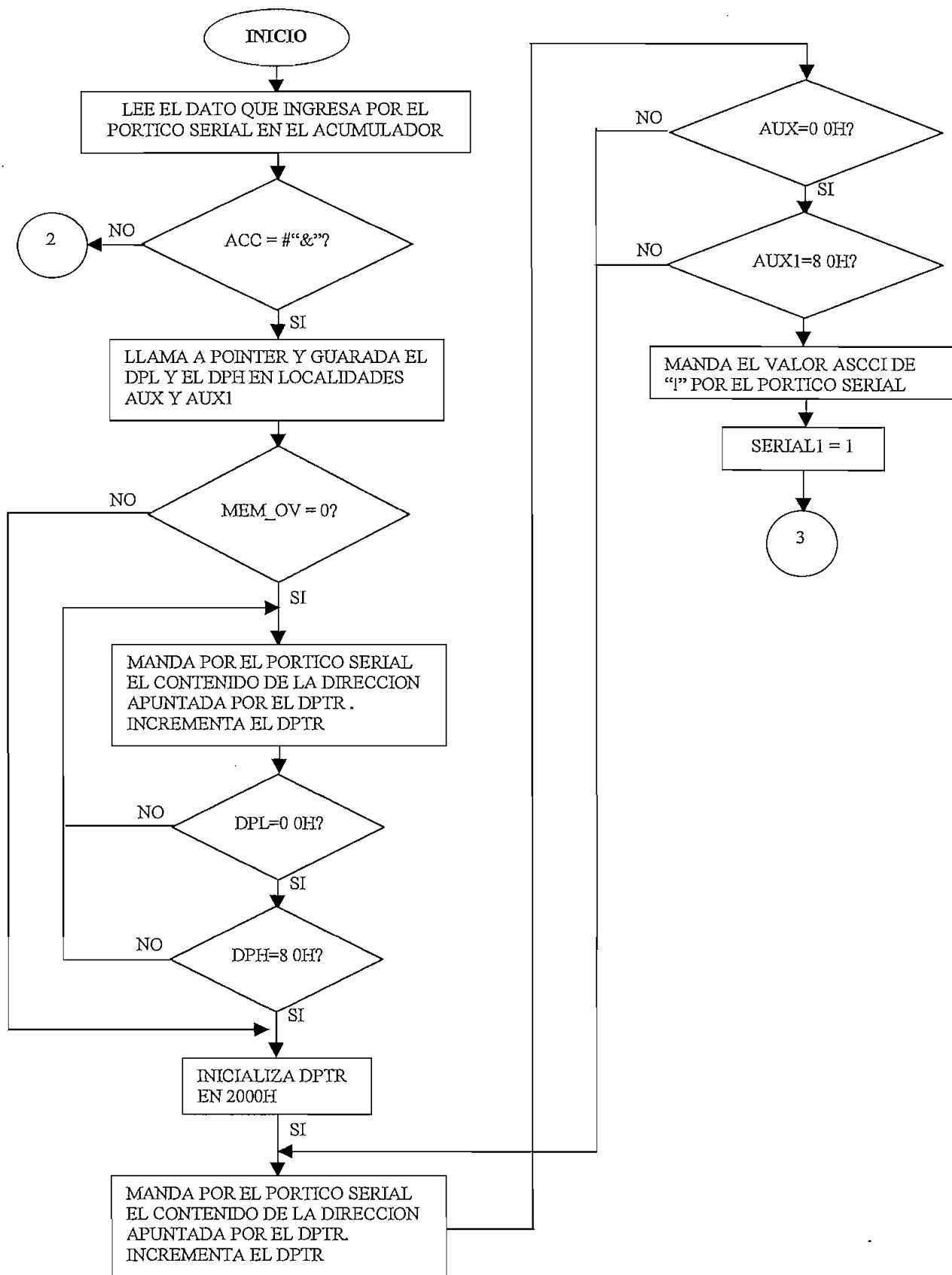
Ahora, para cuando el PC solicita en tiempo real las lecturas de los sensores, la rutina detecta si se ha recibido el valor del caracter ASCII “#” por el p $\acute{o}$ rtico serial, después de lo cual manda los datos de las ocho variables por el p $\acute{o}$ rtico serial.

Por  $\acute{u}$ ltimo, para lograr que el microcontrolador borre toda la memoria de datos, se detecta si se ha recibido el valor del caracter ASCII “?” por el p $\acute{o}$ rtico serial, con lo cual se pone en 1 la bandera SERIAL, para que el programa principal ejecute  $\acute{e}$ ste procedimiento.



b)

Fig. 3.35. Diagrama de flujo de la rutina SINRUT.



a)

Fig. 3.35. Diagrama de flujo de la rutina SINRUT.

### 3.3.36 SUBROUTINA QUE TRANSFORMA 1 BYTE HEX A ASCII (BYTE\_ASC)

Esta subrutina transforma los dos dígitos de un byte hexadecimal que se encuentra en el Acumulador en sus respectivos códigos ASCII y luego los envía por el pòrtico serial, primero el dígito más significativo y luego el menos significativo, ayudándose de la subrutina HEXASC. El diagrama de flujo de esta subrutina se presenta en la figura 3.36.



Fig. 3.36. Diagrama de flujo de la subrutina `BYTE_ASC`.

### 3.2.37 SUBROUTINA QUE ENVIA POR EL PORTICO SERIAL UN DIGITO HEXADECIMAL CONVERTIDO EN ASCII (HEXASC)

Transforma un dígito hexadecimal contenido en el Acumulador que puede estar entre 0 y 9 ó entre A y F, en su respectivo código ASCII y lo envía por el pòrtico serial. Cuando es número se suma 30H, y para cuando es letra se le suma 37H para transformarlos en sus códigos ASCII respectivos. Además en esta subrutina se utiliza la propiedad de la instrucción "CJNE A,#num,REL" que cuando num es mayor o igual al Acumulador, el carry se pone en 0. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.37.

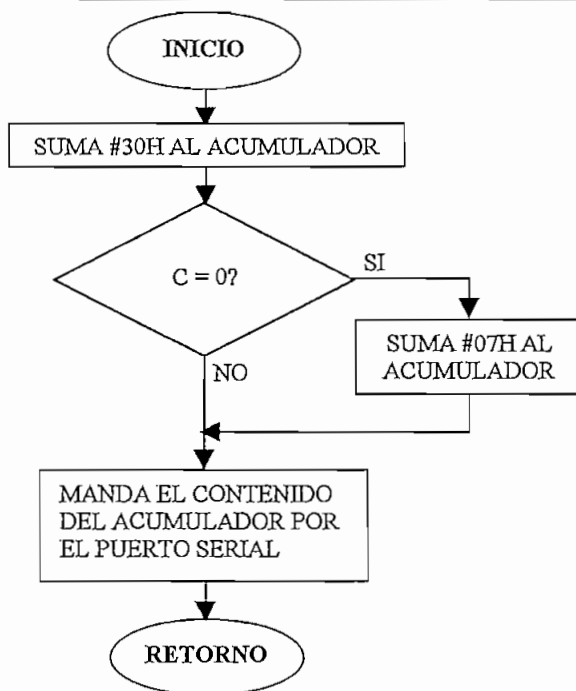


Fig. 3.37. Diagrama de flujo de la subrutina HEXASC.

### 3.2.38 SUBROUTINA DE GUARDAR LOS REGISTROS DEL RTR EN IMAGENES DE MEMORIA (LEER\_RTR)

Esta subrutina lee los registros del RTR y los almacena respectivamente en localidades auxiliares de RAM interna etiquetadas como: CENT\_S, SEGUN, MIN, HORAS, DIAS, FECHAS, MESES y YEAR, para todos los registros que posee el RTR, para mayores detalles ver el Anexo 1.

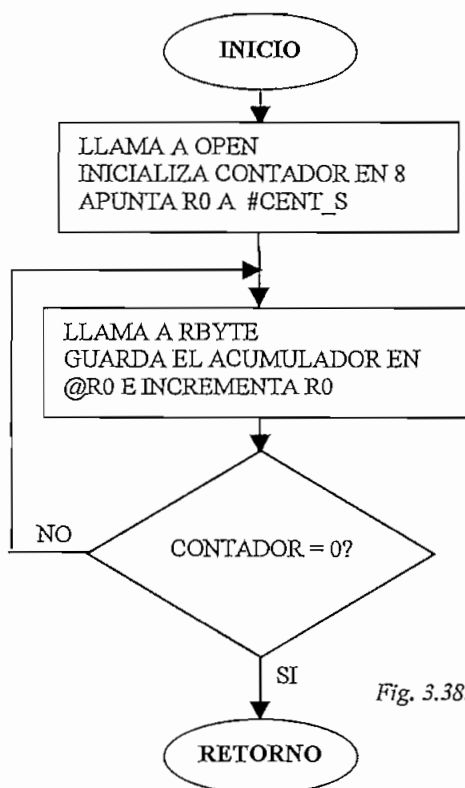


Fig. 3.38. Diagrama de flujo de la subrutina LEER\_RTR.



Esta subrutina se vale de dos subrutinas: OPEN y RBYTE, y utiliza direccionamiento indirecto @Rn. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.38.

### **3.2.39 SUBROUTINA PARA IGUALAR EL RTR DESDE EL TECLADO DEL PROTOTIPO (IGUALAR)**

Esta subrutina permite igualar el Reloj en Tiempo Real (RTR) del microcontrolador por medio del teclado, primero se debe ingresar la fecha con el siguiente formato: año (dos dígitos), mes (dos dígitos) y día (dos dígitos), es decir AA/MM/DD, y luego se tendrá que ingresar la hora con el siguiente formato: hora (dos dígitos), minuto (dos dígitos) y segundo (dos dígitos), es decir HH:MM:SS. Antes de ingresar los datos del teclado guarda en localidades de RAM auxiliares con la ayuda de la subrutina IGUALAR1, y desde ahí escribe en el RTR.

La subrutina se ayuda de las subrutinas WRTMSJ, IGUALAR1, INGRESAR, DELAYMAX y OPEN. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.39.

### **3.2.40. SUBROUTINA PARA GUARDAR LAS IMAGENES DEL RTR QUE LLEGAN DESDE EL TECLADO (IGUALAR1)**

Guarda el valor que llega desde el teclado en las localidades auxiliares de memoria, para después pasar a escribir en los registros del RTR. Espera por la interrupción externa 0 (EXTI0) para leer tecla por tecla y pasar a escribir primero en memoria y luego en el LCD.

Se ayuda de las subrutinas: WRTCLEAR, WRTPOS, CODIFICACION, WRTDAT. Además, trabaja con los registros R0 como puntero de las y R1 como contador de localidades auxiliares de memoria, y R2 como localidad auxiliar para la conversión de los datos que ingresan por teclado en el formato BCD que es el que hay que escribir en el RTR. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 3.40.

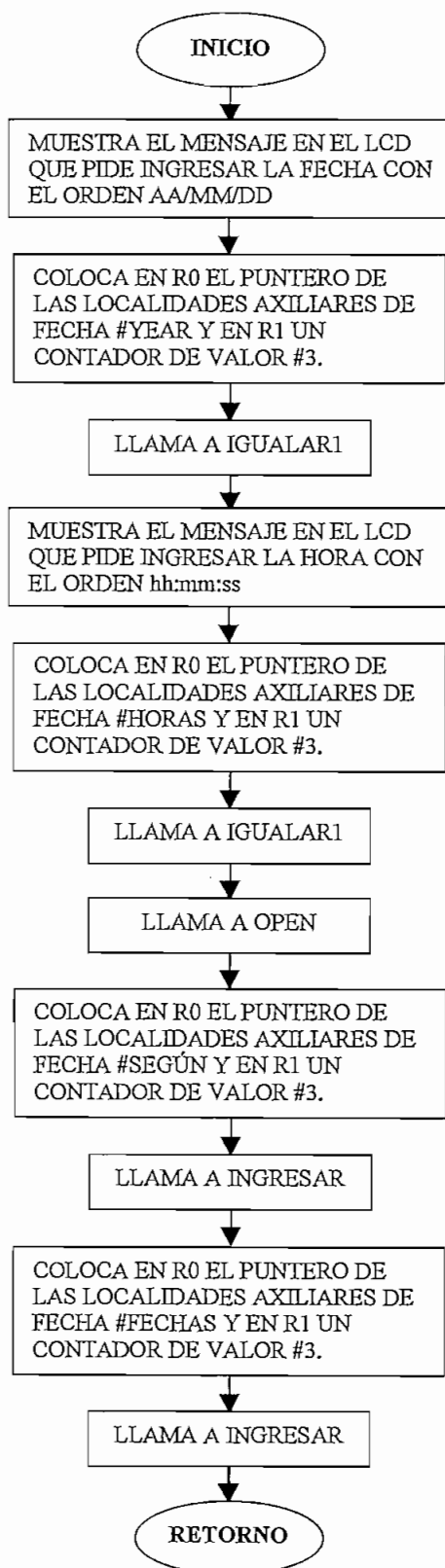


Fig. 3.39. Diagrama de flujo de la subrutina IGUALAR.

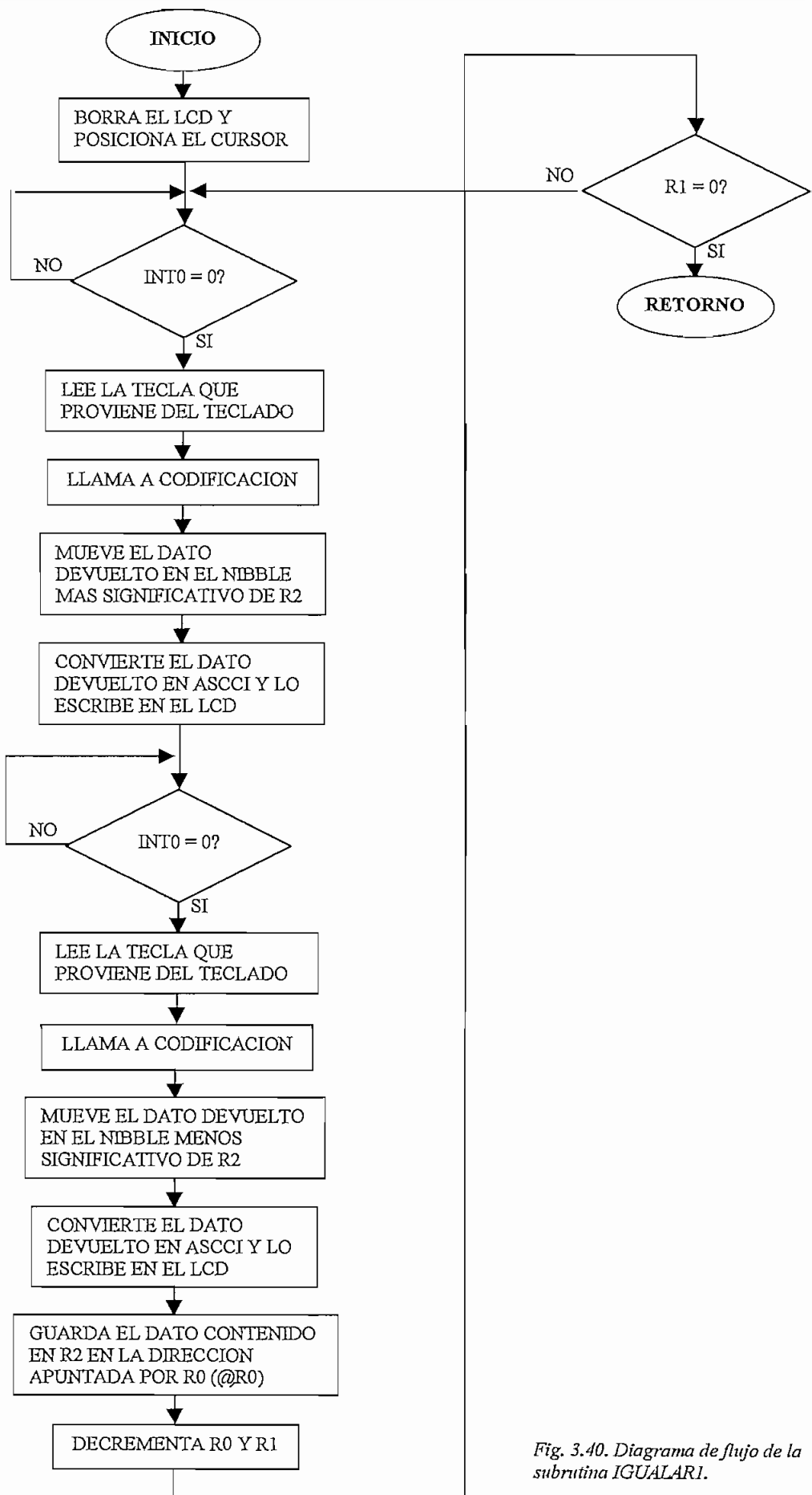


Fig. 3.40. Diagrama de flujo de la subrutina IQUALARI.

### 3.2.41. SUBROUTINA PARA MOVER LAS IMAGENES A LOS REGISTROS DEL RTR (INGRESAR)

Copia las imágenes del RTR ingresadas anteriormente por el teclado, en los registros del RTR. Utiliza la subrutina WBYTE, y los registros R0 como puntero y R1 como contador de localidades auxiliares de memoria. El diagrama de flujo de esta subrutina se presenta en la figura 3.41.

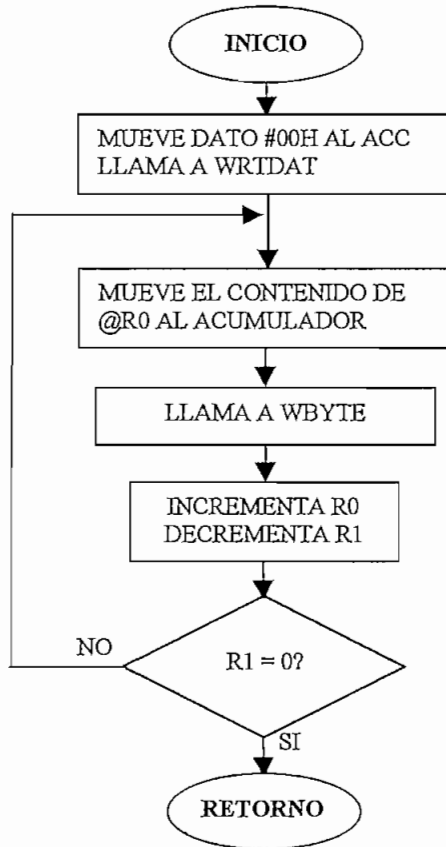


Fig. 3.41. Diagrama de flujo de la subrutina INGRESAR.

### 3.2.42. SUBROUTINA QUE CAMBIA DE HEX A BCD (HEX\_BCD)

El número a convertir se encuentra en el Acc., y se guarda en las localidades DATO1 (centenas) y DATO1+1 (decenas y unidades). Utiliza el algoritmo de divisiones sucesivas, en donde se toma el número HEX y se lo divide sucesivamente por 0AH, quedando de éste modo el número BCD equivalente de los cocientes de las divisiones en orden de final a principio, que en este caso son tres dígitos. Utiliza AUX y R0 como localidades auxiliares, R1 como puntero de direcciones de los datos en donde se guarda la conversión y R2 como contador de divisiones.

Además utiliza una bandera BBCD que indica que va a realizarse la primera división. El diagrama de flujo se muestra en la figura 3.42.

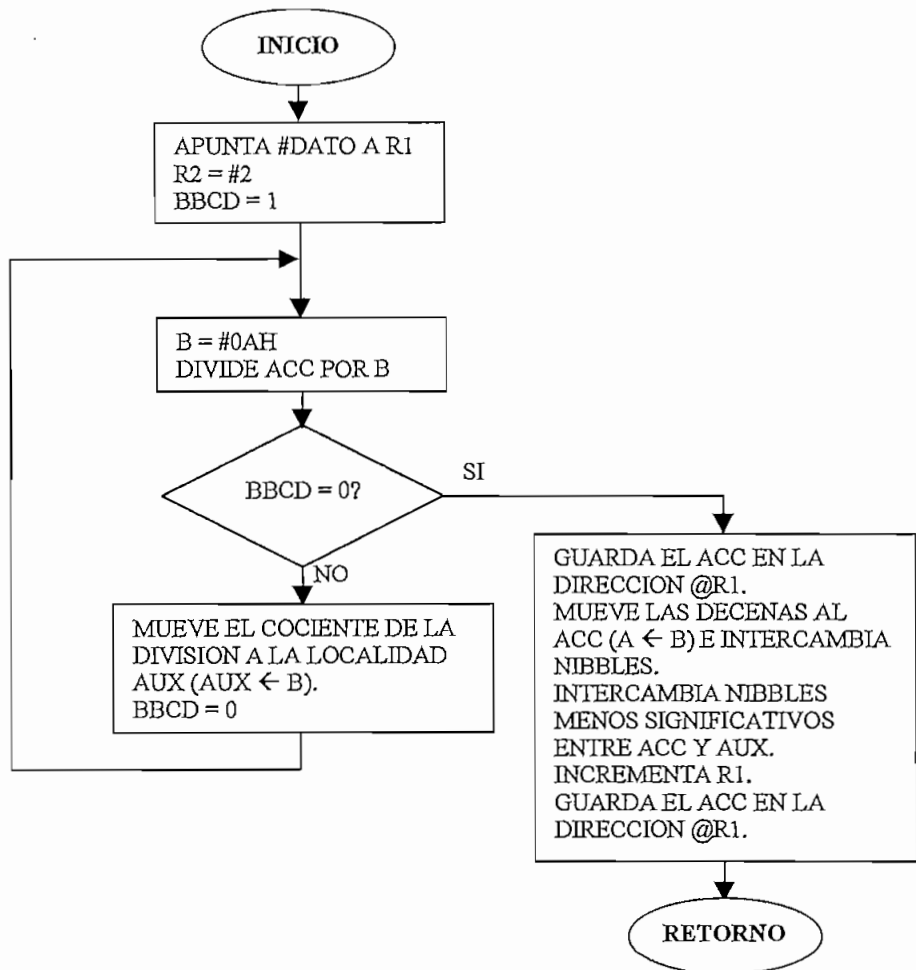


Fig. 3.42. Diagrama de flujo de la subrutina HEX\_BCD.

### 3.2.43. SUBROUTINA QUE MULTIPLICA 2 NUMEROS BCD DE 4 DIGITOS CADA UNO (BCD\_MUL)

Esta subrutina hace la multiplicación de dos números BCD de 4 dígitos cada uno, que se encuentran en las localidades DATO1, DATO1+1, DATO2 y DATO2+2 coloca los resultados de la siguiente manera: RESULT - decenas y unidades de millones, RESULT+1 - Centenas y decenas de miles, RESULT+2 - miles y centenas y RESULT+3 - decenas y unidades, igualmente el resultado se encuentra en formato BCD<sup>1</sup>. Utiliza R0 como puntero de localidades de memoria. Para ver con más detalle el algoritmo revisar la referencia, página 8 del capítulo “Ejemplo de Instrucciones Aritméticas” de la referencia. El diagrama de flujo se muestra en la figura 3.43.

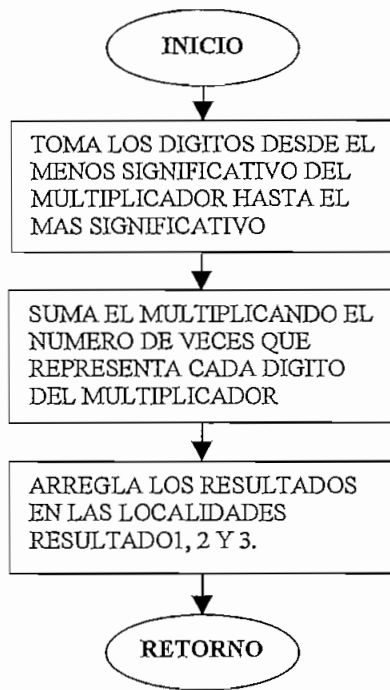


Fig. 3.43. Diagrama de flujo de la subrutina BCD\_MUL.

#### 3.2.44. SUBROUTINA QUE CAMBIA DE BCD A HEX (BCD\_HEX)

Esta subrutina permite cambiar un número BCD a número HEX de 2 dígitos, y su diagrama de flujo se presenta en la figura 3.44. El número BCD debe ingresar en el Acc., y al mismo tiempo será devuelto como HEX en el Acc. Se utiliza el método de multiplicación del dígito por la base del número (decimal en este caso, que en HEX es la 0AH) elevado a un exponente según la posición, que va desde 0 hasta 1 en este caso. También utilizamos una localidad auxiliar BCDBUFF para la realización de las operaciones aritméticas.

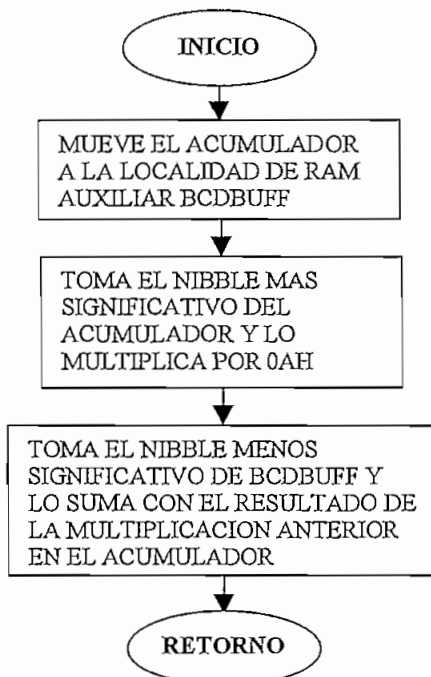


Fig. 3.44. Diagrama de flujo de la subrutina BCD\_HEX.

## 3.2.45. RUTINA DE LA INTERRUPCION DEL TECLADO (KBRUT)

Describe el funcionamiento de la rutina de la interrupción externa 0. Esta es accionada por el teclado, y llama a la subrutina CODIFICACION que devuelve la tecla correctamente codificada según la distribución física del teclado y además pone a 0 la bandera TECLA que es la que indica que ha habido interrupción en la subrutina del MENU PRINCIPAL (MENUP). Su diagrama de flujo se expone en la figura 3.45.

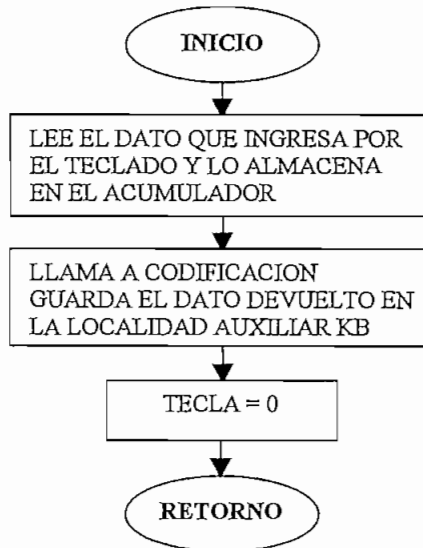


Fig. 3.45. Diagrama de flujo de la rutina de interrupción del teclado KBRUT.

## 3.2.46. SUBROUTINA AJUSTE DE TEMPERATURA (OFFSET)

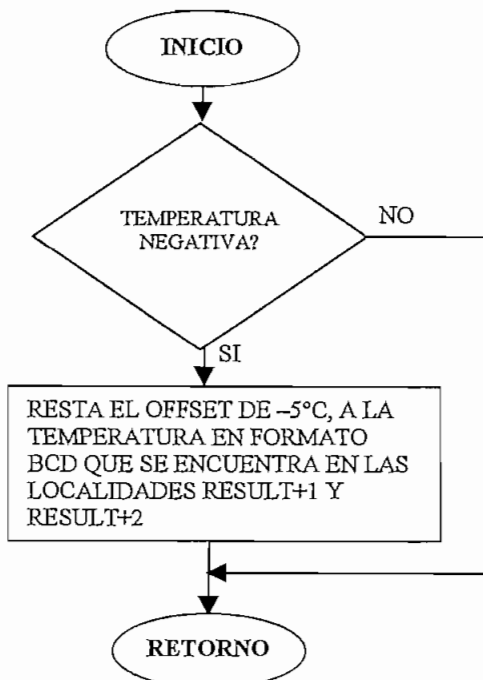


Fig. 3.46. Diagrama de flujo de la subrutina OFFSET.

Esta subrutina permite restar 5 unidades a la multiplicación BCD, que se hace para convertir la medida del CAD en el valor real de temperatura, ya que la multiplicación BCD está en el rango de 0 a 50, y la medida real está entre  $-5$  y  $45$  °C. Su diagrama de flujo se muestra en la figura 3.46.

### 3.2.47. SUBROUTINA QUE TOMA EL DATO DE LA SALIDA DEL CODIFICADOR DE TECLADO, Y LO VUELVE A CODIFICAR SEGÚN LA DISTRIBUCION FISICA DE ESTE (CODIFICACION).

Esta subrutina toma el dato del codificador de teclado, contenido en el Acc. y lo vuelve a codificar tal como se muestra en la tabla 3.3, y según la distribución física del teclado de la figura 3.48. La subrutina devuelve la codificación en el Acc, y su diagrama de flujo se presenta en la figura 3.47.

TECLA	CODIFICADOR DE TECLADO		SUBROUTINA CODIFICACION	
	HEX	BIN	HEX	BIN
1	0H	0000B	1H	0001B
2	1H	0001B	2H	0010B
3	2H	0010B	3H	0011B
↑	3H	0011B	AH	1010B
4	4H	0100B	4H	0100B
5	5H	0101B	5H	0101B
6	6H	0110B	6H	0110B
↓	7H	0111B	BH	1011B
7	8H	1000B	7H	0111B
8	9H	1001B	8H	1000B
9	AH	1010B	9H	1001B
2 <sup>ND</sup>	BH	1011B	CH	1100B
CLEAR	CH	1100B	DH	1101B
0	DH	1101B	0H	0000B
HELP	EH	1110B	EH	1110B
ENTER	FH	1111B	FH	1111B

Tabla 3.3. Tabla de las salidas que entrega el codificador de teclado y de lo que entrega la subrutina CODIFICAR del programa del microcontrolador.

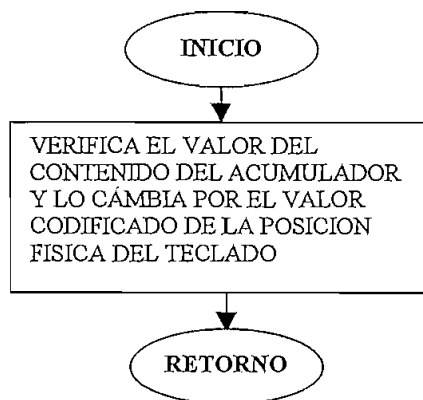


Fig. 3.47. Diagrama de flujo de la subrutina CODIFICACION.



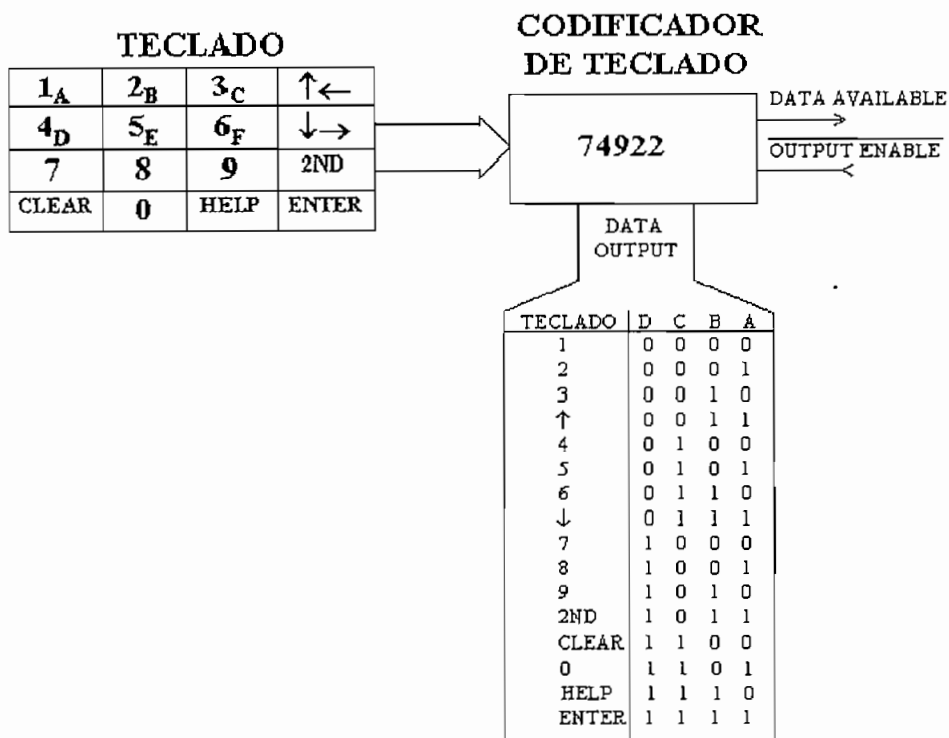


Fig. 3.48. Visualización gráfica de la respuesta del codificador de teclado 74922.

### 3.3. Definiciones para el diseño del programa del Computador Personal

El programa a desarrollarse para el PC debe cumplir entre otras la función de comunicación con el microcontrolador del prototipo, el cual proveerá de la información histórica o en tiempo real de las lecturas de los sensores de las variables ambientales.

Además, tiene que ser capaz de mostrar tablas de los registros históricos, que de acuerdo a la explicación de las subrutinas de manejo de datos del microcontrolador REGISTRAR Y REGISTRO vienen definidos en grupos de 16 bytes de la siguiente manera:

BYTE	DESCRIPCION
1. DIA	DATO BCD DEL DIA (1 - 31)
2. MES	DATO BCD DEL MES (1 - 12)
3. AÑO	DATO BCD DEL AÑO (0 - 99)
4. MINUTO	DATO BCD DEL MINUTO (0 - 60)
5. HORA	DATO BCD DE LA HORA (0 - 23)
6. TEMPERATURA EXTERNA	DATO HEX DE LA ENTRADA DEL CAD DE TEMP. EXT.
7. HUMEDAD EXTERNA	DATO HEX DE LA ENTRADA DEL CAD DE HUMEDAD EXT.
8. TEMPERATURA INTERNA	DATO HEX DE LA ENTRADA DEL CAD DE TEMP. INT.
9. HUMEDAD INTERNA	DATO HEX DE LA ENTRADA DEL CAD DE HUMEDAD INT.

10. VELOCIDAD DEL VIENTO	DATO HEX DE LA ENTRADA DEL CAD DE VEL. DEL VIENTO
11. DIRECCION DEL VIENTO	DATO HEX DE LA ENTRADA DEL CAD DE DIR. DEL VIENTO
12. HUMEDAD DEL SUELO	DATO HEX DE LA ENTRADA DEL CAD DE HUM. DEL SUELO
13. LUMINOSIDAD	DATO HEX DE LA ENTRADA DEL CAD DE LUMINOSIDAD
14. VACIO	LIBRE PARA AMPLIACIONES FUTURAS
15. VACIO	LIBRE PARA AMPLIACIONES FUTURAS
16. VACIO	LIBRE PARA AMPLIACIONES FUTURAS

Tabla 3.4. Formato de los registros de datos históricos

De acuerdo a lo explicado en la tabla 3.4, se puede calcular el número de días que puede el prototipo almacenar los datos en la memoria. Basándose en que la memoria de datos que dispone el prototipo es de 24 Kbytes, y a partir del dato de 16 bytes por cada registro de datos; y, que el intervalo de adquisición es de 15 minutos, se puede hacer un cálculo del número de días que puede durar la memoria antes de desbordarse:

$$24 \text{ Kbytes} = 24 \times 1024 \text{ bytes} = 24576 \text{ bytes}$$

$$\# \text{ días} = 24576 \text{ bytes} \times \frac{\text{registro}}{16 \text{ bytes}} \times \frac{\text{hora}}{4 \text{ registros}} \times \frac{\text{día}}{24 \text{ horas}}$$

$$\# \text{ días} = 16 \text{ días de almacenamiento continuo}$$

Lo que quiere decir que el operario del equipo debe descargar los datos del microcontrolador en el PC antes de que se llegue a los 16 días, para que no se pierdan los datos desde el principio.

### 3.4. Desarrollo del programa del Computador Personal

Se ha decidido realizar el programa utilizando en conjunto Microsoft Visual Basic sobre Excel 97, por la facilidad que presta el último para elaborar tablas y gráficos de dispersión de puntos. De este modo el programa del PC en general tendrá 4 subprogramas, que serán los encargados de mandar las órdenes necesarias al prototipo a través del pórtico serial de tal forma que el microcontrolador entienda, y de forma inversa, cuando el microcontrolador envíe una orden el programa del PC lo procese, y puesto que los datos que el microcontrolador envía al PC son caracteres ASCII imprimibles (números y letras que forman el sistema hexadecimal), se ha decidido que las órdenes que se manden al microcontrolador deberán ser caracteres ASCII diferentes a cualquiera de los de datos, es así que se han definido 5 acciones que se detallan en la tabla 3.5.

CARÁCTER ASCII	ACCION	DIRECCION
&	DESCARGAR DATOS DE LA MEMORIA DEL MICROCONTROLADOR	PC → MICROCONTROLADOR

!	TERMINAR DESCARGA DE DATOS	MICROCONTROLADOR → PC
?	BORRAR LOS DATOS DE LA MEMORIA	PC → MICROCONTROLADOR
#	MANDAR LAS LECTURAS DE LOS SENSORES EN FORMATO HEXADECIMAL	PC → MICROCONTROLADOR
¿	ACEPTACION DE BORRAR LOS DATOS DE LA MEMORIA	MICROCONTROLADOR → PC

Tabla 3.5. Tabla de comandos y sus respectivos caracteres ASCII

Además, se debe mostrar en una pantalla las lecturas de las variables de los sensores en tiempo real, en intervalos de tiempo programables por el usuario

Por último el programa deberá realizar tablas en donde se muestren los datos de los registros históricos almacenados por el prototipo, y los gráficos de *fecha versus variable(s) elegida(s)*, además de poder guardarlos en nuevas hojas de cálculo.

#### 3.4.1. PROGRAMA DE DESCARGA DE DATOS

Permite primero configurar correctamente el p rtico serial a 9600 bps, 8 caracteres de datos, 1 caracter de inicio y 1 caracter de parada, que es la configuración predeterminada que se ha programado en el microcontrolador. Luego, se debe mandar el código ASCII del caracter “&”, que es el que entiende el microcontrolador para tomar la acción de descargar los registros históricos hacia el PC. Entonces, el programa espera que el microcontrolador transfiera el código ASCII del caracter “!”, el que indica al programa que se ha terminado de descargar los datos, en este momento el programa pregunta al usuario si quiere borrar los datos de la memoria del microcontrolador, y cierra el p rtico serial. Luego, el programa pregunta por el nuevo nombre de la hoja de cálculo, para posteriormente llenarla con los datos recibidos del microcontrolador.

Cuando el microcontrolador no responde a los comandos del programa del PC, aparece una pantalla que permite al usuario reintentar las comunicaciones o salir del programa. El diagrama de flujo de este programa se presenta en la figura 3.49.

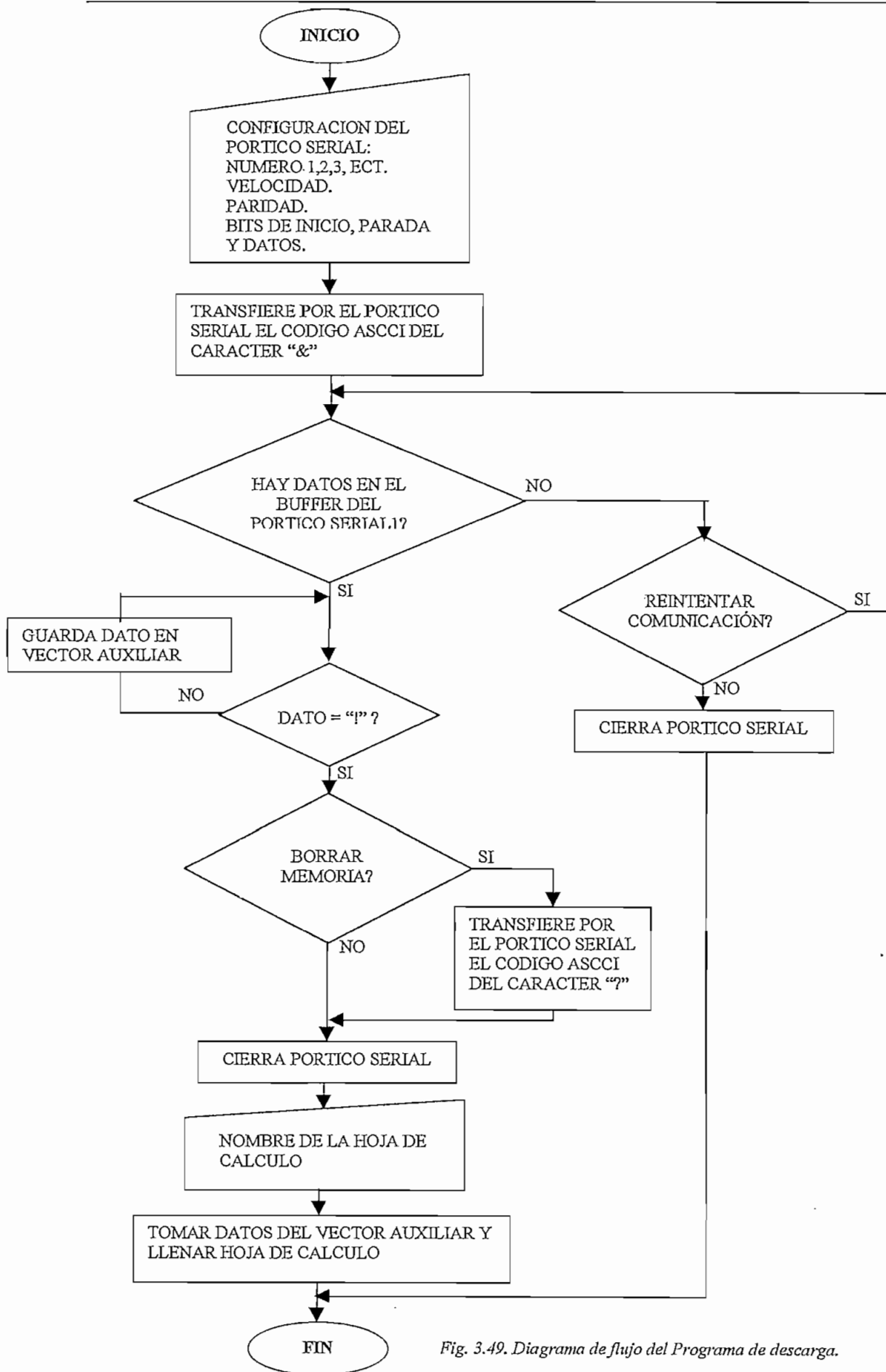
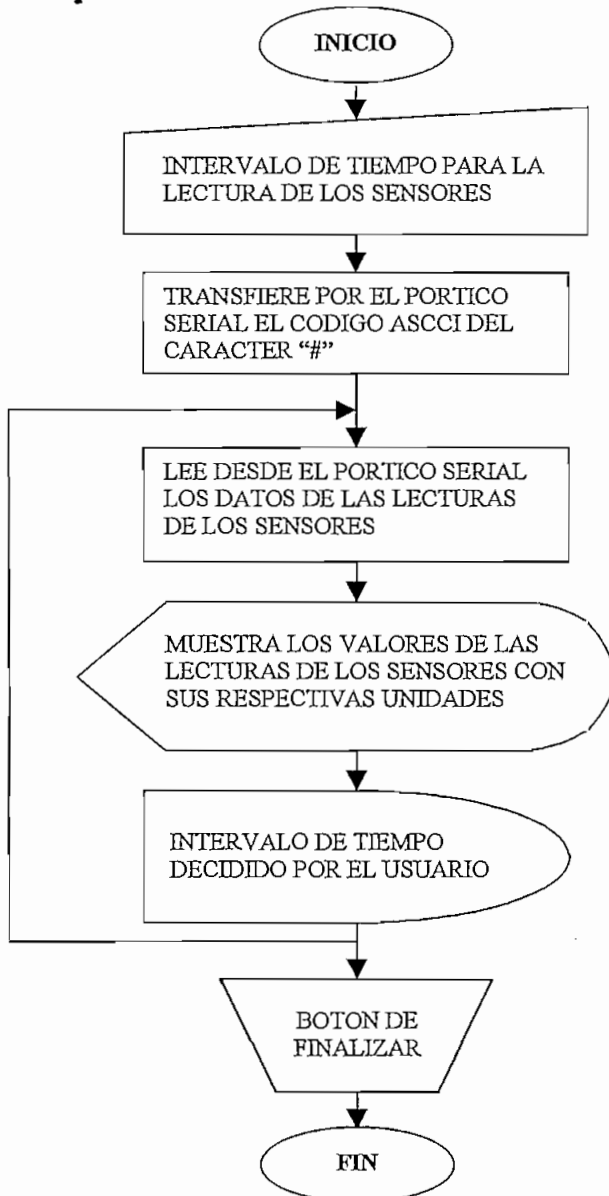


Fig. 3.49. Diagrama de flujo del Programa de descarga.

**3.4.2. PROGRAMA QUE MUESTRA LAS VARIABLES EN TIEMPO REAL**

Es un módulo del programa del computador, con el que primero pregunta al usuario el intervalo de tiempo en que desea se actualicen las lecturas de los sensores, luego manda el código ASCII del carácter “#” que es la orden para que el microcontrolador transfiera los datos de las lecturas de los sensores, que se muestran en una pantalla donde existen casillas para cada una de las variables y una referencia gráfica de la dirección del viento. El diagrama de flujo de este programa se muestra en la figura 3.50.



*Fig. 3.50. Diagrama de flujo del Programa que muestra variables en tiempo real.*

### 3.4.3. PROGRAMA QUE GRAFICA LAS VARIABLES

Forma parte del programa de procesamiento, con el mismo el usuario elige el número de variables que se mostrarán en un gráfico de *tiempo* versus *variables elegidas* dentro de la hoja de cálculo seleccionada. El tipo de gráfico que se mostrará es de dispersión de puntos con sus respectivas leyendas y distinción de colores.

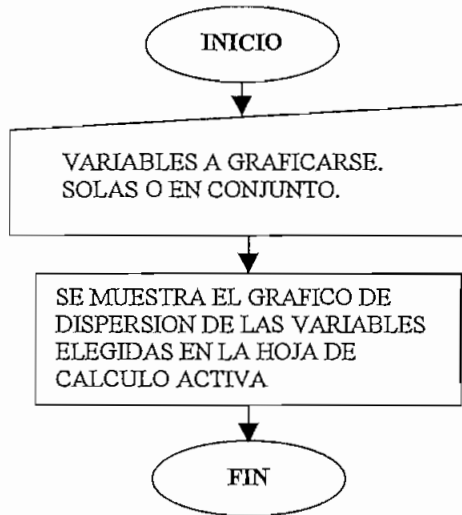


Fig. 3.51. Diagrama de flujo del Programa que grafica variables históricas.

### 3.4.4. PROGRAMA QUE BORRA LA MEMORIA DE DATOS

Con este módulo del programa, se transfiere el código ASCII del carácter “?” por el pórtico serial que indica al microcontrolador que se borre el contenido de la memoria, e igualmente el microcontrolador responde con el código ASCII del carácter “¿”, que indica al programa del PC que se ha aceptado borrar los datos de la memoria del microcontrolador.

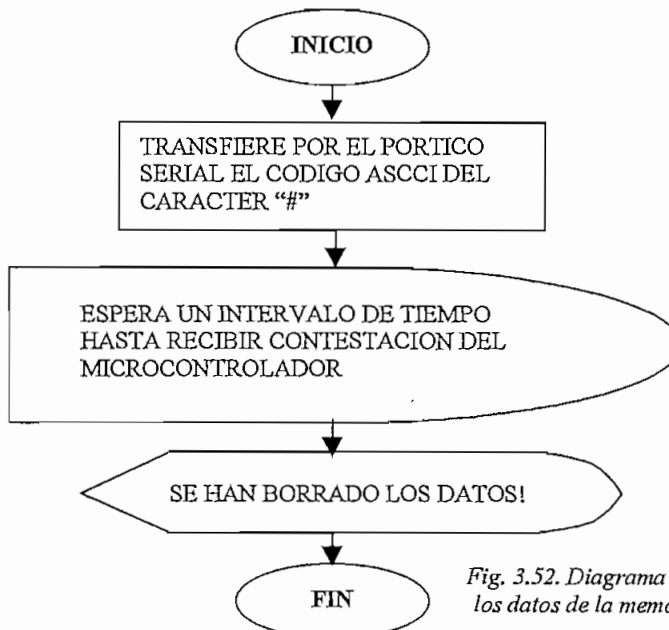


Fig. 3.52. Diagrama de flujo del Programa borra los datos de la memoria del microcontrolador.

## REFERENCIAS

---

<sup>1</sup> VELARDE Jaime, FOLLETO DE SISTEMAS MICRORPOCESADOS, Escuela Politécnica Nacional, Quito-Ecuador.

## **4: RESULTADOS EXPERIMENTALES**

Dentro de los resultados experimentales, que básicamente se los han tomado de las pruebas de laboratorio, primero es necesario establecer una metodología de calibración del prototipo, especialmente en la etapa analógica; es decir, sensores y acondicionadores de señal.

Luego se va a colocar el equipo y los sensores que posteriormente se instalarán dentro de un invernadero, en el laboratorio de pruebas del Proyecto P BID-081, y los sensores que irán fuera del invernadero en el techo del edificio de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, con la ayuda de una torre y una base, para dejar que el prototipo tome mediciones por un periodo de tiempo de dos días, para estos datos descargarlos en el PC y realizar los gráficos y tablas.

También, se llevarán a cabo las pruebas del programa de procesamiento, el mismo que adquiere los datos de las mediciones en tiempo real, para ver la confiabilidad de este programa y el uso de los recursos del PC.

### **4.1. Calibración de los sensores**

Debido a que de los 8 sensores que se utilizan en la presente tesis, 6 ya vienen calibrados de fábrica, se debe tener en cuenta solamente los 2 sensores de temperatura LM335 para una calibración del hardware. Además, para los sensores de humedad relativa del aire solamente se darán las relaciones de transferencia que se utilizan en el cálculo de las lecturas que estos producen, ya que para los otros sensores ya se señaló de las relaciones de transferencia en el capítulo 2.

#### **4.1.1. CALIBRACION DEL SENSOR DE TEMPERATURA**

El sensor de temperatura LM335, como se expresó en el capítulo 2 debe ser calibrado con la ayuda del potenciómetro R2 colocado en paralelo tal como se muestra en la figura 2.16.b, el terminal variable de R2 debe ir conectado al terminal de ajuste (ADJ) del sensor.



Para obtener una calibración precisa del sensor, lo que se ha previsto es usar un medidor de temperatura que sirva de patrón, y de acuerdo a la fórmula 2.1 se hagan las conversiones del voltaje  $V_0$  a temperatura en el circuito de la figura 2.16.b, para de éste modo poder saber cuanto se debe variar en el potenciómetro  $R_2$  hasta obtener medidas lo más cercanas posible a las del medidor patrón.

El patrón que se ha utilizado para la temperatura, es un modelo digital de la marca HANNA Instruments modelo HI9065, que tiene una resolución de una décima de grado centígrado.

#### **4.1.2. CALIBRACION DEL SENSOR DE HUMEDAD RELATIVA DEL AIRE**

De acuerdo a las hojas de datos del sensor RHT-2 que se encuentran en el Anexo 1, el fabricante calibra el sensor en el momento que este es fabricado, y además da una ecuación para poder obtener la humedad relativa del aire a partir del voltaje que entrega el sensor. Es así que el sensor HRT-2 no debe ser calibrado ni acondicionado para poderlo acoplar al CAD, ya que el rango de salida es de 0 a 4Vdc, que se ajusta al rango de entrada del CAD.

Por esta razón, se debe especificar que el sensor RHT-2 para la parte externa del invernadero es el que el fabricante numera como el sensor #23, que cumple la siguiente fórmula para obtener la humedad relativa:

$$RH = -28.548 + 33.868X \quad (4.1)$$

donde:  $X$  = salida del sensor en Voltios

Por otra parte, el sensor que se encuentra dentro del invernadero es el que el fabricante numera como el sensor #20, y la fórmula para obtener la humedad relativa a partir del voltaje que entrega es la siguiente:

$$RH = -25.834 + 32.595X \quad (4.2)$$

donde:  $X$  = salida del sensor en Voltios

## 4.2. Calibración de la etapa de acondicionamiento

Como se indicó en el capítulo 2, la etapa de acondicionamiento de señales está conformada por circuitos que acoplan las señales eléctricas que generan los sensores a las entradas del CAD.

Estos circuitos están compuestos básicamente de amplificadores operacionales que poseen relaciones de ganancia acorde a los requerimientos de cada sensor, y que pueden modificarse según la exactitud de las resistencias que establecen las relaciones o con los potenciómetros que se han colocado en algunos circuitos.

Por esta razón, a continuación se expone la metodología de calibraciones y pruebas, aplicada para el circuito acondicionador de señal del sensor de temperatura, velocidad del viento y luminosidad, debido a que son éstos los que presentan alguna dificultad para calibrarlos. Primero se menciona el elemento que se debe variar y luego se elabora una tabla simulando el ingreso de la señal del sensor con fuentes y elementos discretos.

### 4.2.1. CALIBRACION DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DEL SENSOR DE TEMPERATURA

Antes de referirse al circuito acondicionador del sensor de temperatura, vale señalar que se ha mejorado el diseño del circuito mostrado en la figura 2.17, en el sentido de que se suprime un amplificador operacional, optimizando de éste modo el costo final y el espacio. El circuito definitivo de acondicionamiento de la señal del sensor de temperatura se lo muestra en el diagrama circuital de la figura 4.1.

La etapa A es un amplificador inversor, de constante 1, la cual invierte la señal que llega desde el sensor para en la siguiente etapa volverla a invertir y obtener voltajes positivos, para poderlos ingresar a las entradas del CAD.

La etapa B, en cambio sirve para desplazar y escalar la señal del sensor; es decir, es la etapa que realiza propiamente el acondicionamiento de la señal en valores tal como se había mostrado en la tabla 2.6.

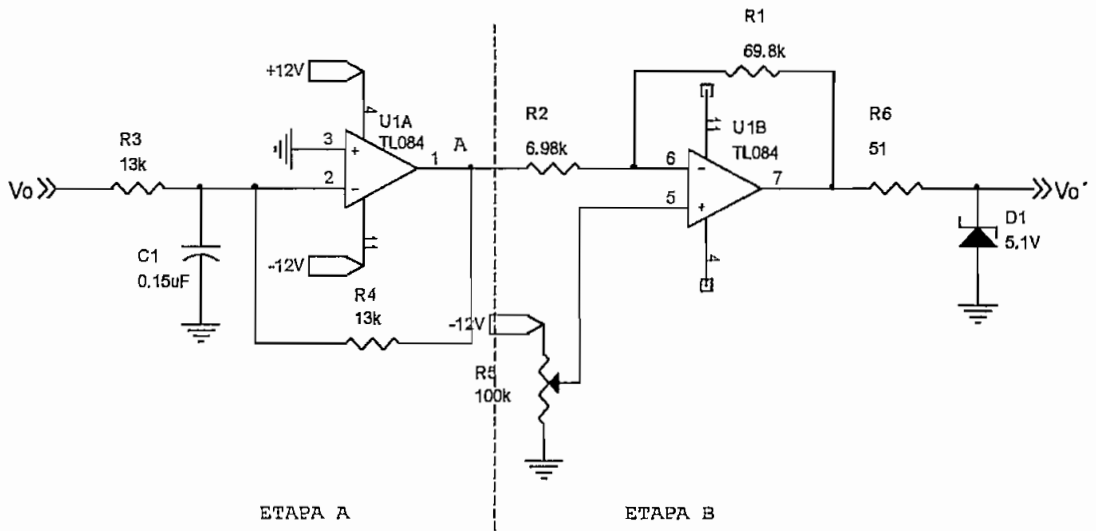


Fig. 4.1. Diagrama circuital del acondicionador del sensor de temperatura LM335.

El desplazamiento de la señal la realiza el potenciómetro R5, mientras que el escalamiento lo realizan las resistencias R1 y R2 en función al cálculo de la ganancia que estas producen en el amplificador operacional.

Para el cálculo de los componentes del circuito de la figura 4.1, primero se debe tomar en cuenta la señal  $V_o$ , que es la que entrega el sensor de temperatura LM335, tal como muestran las figuras 2.16.a y 2.16.b.

Por tanto, para la etapa A se ha elegido las resistencias R3 y R4 del mismo valor de  $13\ \Omega$ , que es un valor de resistencia mucho más grande que la del sensor, y se tiene la siguiente fórmula de salida de la etapa A:

$$V_A = -V_o \quad (4.3)$$

Además en la etapa A se tiene el capacitor C1 que sirve como filtro pasa bajos junto con la resistencia R3, y para evitar los ruidos que ingresan desde la fuente de alimentación.

Luego, tomando como entrada de la etapa B a la salida de la etapa A del circuito de la figura 4.1, se tiene el siguiente desarrollo para la salida del circuito:

$$V_{o'} = V_{R5} \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right) - V_A \left( \frac{R1}{R2} \right) \quad (4.4)$$

donde:  $V_{R5}$  = Voltaje de ajuste del potenciómetro

$V_A$  = Voltaje de salida de la etapa A

Ahora, cuando  $V_{Amax}$ , se quiere que  $V_o$  sea 0V; entonces:

$$V_{R5} \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right) = V_{Amax} \left( \frac{R1}{R2} \right) \quad (4.5)$$

Ahora, cuando  $V_{Amin}$ , se quiere que  $V_o$  sea 5V; entonces:

$$5 = V_{R5} \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right) - V_{Amin} \left( \frac{R1}{R2} \right) \quad (4.6)$$

Si  $\frac{R1}{R2} = R$ :

$$V_{R5}(1+R) = V_{Amax}(R) \quad (4.7)$$

$$5 = V_{R5}(1+R) - V_{Amin}(R) \quad (4.8)$$

Sumando las ecuaciones 4.7 y 4.8, se obtiene:

$$V_{R5}(1+R) + 5 = V_{Amax}(R) + V_{R5}(1+R) - V_{Amin}(R)$$

Eliminando los factores semejantes y despejando R se tiene:

$$R = \frac{5}{V_{Amax} - V_{Amin}} \quad (4.9)$$

Tomando de la tabla 2.6, se tiene que:

$$V_{Amax} = -V_{Omin} = -2.682 \text{ V}$$

$$V_{Amin} = -V_{Omax} = -3.182 \text{ V}$$

Y reemplazando estos valores en la ecuación 4.9, se tiene:

$$R = \frac{5}{-2.682 + 3.182} = 10$$

Sea  $R1 = 69.8 \text{ k}\Omega$

Sea  $R2 = 6.98 \text{ k}\Omega$

Reemplazando el valor de R y  $V_{Amax}$  en la ecuación 4.7:

$$V_{R5}(1+10) = -2.682V(10)$$

$$V_{R5} = \frac{-26.82V}{11} = -2.438V$$

Por tanto el potenciómetro R5 debe ser calibrado a  $-2.438V$ , para que la salida del sensor se ajuste a valores de voltaje de 0 a 5V.

Como se observa en la tabla 2.6 la salida del sensor de temperatura está en el rango de 2.682 V a 3.182 V, y a la salida de la etapa de acondicionamiento debe haber un rango de entre 0 y 5 V. Para verificar que éstas condiciones se cumplan se ha utilizado una fuente de voltaje Hewlett Packard modelo E3631A, que tiene una resolución de 1mV, y que irá conectada a la entrada  $V_o$  de la figura 4.1; y, un multímetro Hewlett Packard modelo 34401A, con resolución de 6 1/2 dígitos, en un rango de 100 mV.

La ecuación que debe cumplir el circuito de la figura 4.1 es la 4.2, y si reemplazamos  $V_A$ ,  $V_{R5}$ ,  $R1$  y  $R2$ , se tiene la siguiente ecuación:

$$V_o' = -2.438V \left( 1 + \frac{69.8k\Omega}{6.98k\Omega} \right) - (-V_o) \left( \frac{69.8k\Omega}{6.98k\Omega} \right)$$

$$V_o' = 10V_o - 26.818V \tag{4.10}$$

De las pruebas con el circuito de acondicionamiento del sensor de temperatura se obtiene una tabla en donde se muestra el valor de entrada  $V_o$ , y los valores de salida  $V_o'$  calculado (ecuación 4.10) y medido:

$V_o$ (Vdc)	$V_o'$ calculado (Vdc)	$V_o'$ medido (Vdc)	Error Porcentual (%)	$V_o$ (Vdc)	$V_o'$ calculado (Vdc)	$V_o'$ Medido (Vdc)	Error Porcentual (%)
2.682	0.002	0.014	600.00%	2.934	2.522	2.547	0.99%
2.686	0.042	0.042	0.00%	2.938	2.562	2.586	0.94%
2.690	0.082	0.083	1.22%	2.942	2.602	2.628	1.00%
2.694	0.122	0.124	1.64%	2.946	2.642	2.668	0.98%
2.698	0.162	0.164	1.23%	2.950	2.682	2.709	1.01%
2.702	0.202	0.205	1.49%	2.954	2.722	2.758	1.32%
2.706	0.242	0.245	1.24%	2.958	2.762	2.8	1.38%
2.710	0.282	0.287	1.77%	2.962	2.802	2.839	1.32%
2.714	0.322	0.325	0.93%	2.966	2.842	2.88	1.34%
2.718	0.362	0.367	1.38%	2.970	2.882	2.919	1.28%
2.722	0.402	0.406	1.00%	2.974	2.922	2.961	1.33%
2.726	0.442	0.448	1.36%	2.978	2.962	3.001	1.32%
2.730	0.482	0.488	1.24%	2.982	3.002	3.042	1.33%
2.734	0.522	0.529	1.34%	2.986	3.042	3.081	1.28%
2.738	0.562	0.568	1.07%	2.990	3.082	3.123	1.33%
2.742	0.602	0.61	1.33%	2.994	3.122	3.161	1.25%
2.746	0.642	0.648	0.93%	2.998	3.162	3.203	1.30%
2.750	0.682	0.69	1.17%	3.002	3.202	3.242	1.25%
2.754	0.722	0.729	0.97%	3.006	3.242	3.284	1.30%
2.758	0.762	0.772	1.31%	3.010	3.282	3.323	1.25%
2.762	0.802	0.811	1.12%	3.014	3.322	3.365	1.29%
2.766	0.842	0.852	1.19%	3.018	3.362	3.404	1.25%
2.770	0.882	0.892	1.13%	3.022	3.402	3.445	1.26%

2.774	0.922	0.933	1.19%	3.026	3.442	3.486	1.28%
2.778	0.962	0.972	1.04%	3.030	3.482	3.526	1.26%
2.782	1.002	1.014	1.20%	3.034	3.522	3.568	1.31%
2.786	1.042	1.053	1.06%	3.038	3.562	3.607	1.26%
2.790	1.082	1.094	1.11%	3.042	3.602	3.648	1.28%
2.794	1.122	1.134	1.07%	3.046	3.642	3.688	1.26%
2.798	1.162	1.176	1.20%	3.050	3.682	3.729	1.28%
2.802	1.202	1.215	1.08%	3.054	3.722	3.768	1.24%
2.806	1.242	1.254	0.97%	3.058	3.762	3.81	1.28%
2.810	1.282	1.293	0.86%	3.062	3.802	3.849	1.24%
2.814	1.322	1.335	0.98%	3.066	3.842	3.89	1.25%
2.818	1.362	1.375	0.95%	3.070	3.882	3.932	1.29%
2.822	1.402	1.416	1.00%	3.074	3.922	3.972	1.27%
2.826	1.442	1.454	0.83%	3.078	3.962	4.011	1.24%
2.830	1.482	1.496	0.94%	3.082	4.002	4.053	1.27%
2.834	1.522	1.535	0.85%	3.086	4.042	4.092	1.24%
2.838	1.562	1.576	0.90%	3.090	4.082	4.134	1.27%
2.842	1.602	1.615	0.81%	3.094	4.122	4.173	1.24%
2.846	1.642	1.656	0.85%	3.098	4.162	4.215	1.27%
2.850	1.682	1.695	0.77%	3.102	4.202	4.254	1.24%
2.854	1.722	1.738	0.93%	3.106	4.242	4.296	1.27%
2.858	1.762	1.776	0.79%	3.110	4.282	4.335	1.24%
2.862	1.802	1.819	0.94%	3.114	4.322	4.377	1.27%
2.866	1.842	1.858	0.87%	3.118	4.362	4.416	1.24%
2.870	1.882	1.899	0.90%	3.122	4.402	4.457	1.25%
2.874	1.922	1.938	0.83%	3.126	4.442	4.497	1.24%
2.878	1.962	1.98	0.92%	3.130	4.482	4.539	1.27%
2.882	2.002	2.019	0.85%	3.134	4.522	4.578	1.24%
2.886	2.042	2.061	0.93%	3.138	4.562	4.619	1.25%
2.890	2.082	2.101	0.91%	3.142	4.602	4.658	1.22%
2.894	2.122	2.142	0.94%	3.146	4.642	4.7	1.25%
2.898	2.162	2.182	0.93%	3.150	4.682	4.739	1.22%
2.902	2.202	2.224	1.00%	3.154	4.722	4.78	1.23%
2.906	2.242	2.263	0.94%	3.158	4.762	4.819	1.20%
2.910	2.282	2.305	1.01%	3.162	4.802	4.861	1.23%
2.914	2.322	2.344	0.95%	3.166	4.842	4.9	1.20%
2.918	2.362	2.386	1.02%	3.170	4.882	4.942	1.23%
2.922	2.402	2.425	0.96%	3.174	4.922	4.981	1.20%
2.926	2.442	2.467	1.02%	3.178	4.962	5.023	1.23%
2.930	2.482	2.506	0.97%	3.182	5.002	5.062	1.20%
			<b>Error Porcentual Promedio</b>				<b>1.13%</b>

*Tabla 4.1. Listado de los valores calculado y medido de la salida del circuito acondicionador del sensor de temperatura*

En la tabla 4.1, además se obtiene el valor del error porcentual de cada una de las medidas con la siguiente fórmula:

$$Error\_porcentual = \frac{|Valor\_calculado - Valor\_medido|}{Valor\_calculado} \times 100\% \quad (4.11)$$

De la tabla 4.1 se obtiene el error porcentual promedio de 1.13%, que es muy aceptable, y se lo ha calculado tomando en cuenta todos los errores porcentuales, excepto el primero que de acuerdo a la tabla 600% es un error demasiado grande, y se considera que se debe a que el amplificador operacional no es exacto en este rango tan pequeño.

#### 4.2.2. CALIBRACION DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DEL SENSOR DE VELOCIDAD DEL VIENTO

Para verificar que el circuito acondicionador del sensor de velocidad del viento cumpla con la relación de transformación frecuencia voltaje de la ecuación 2.15, se ha realizado una prueba de laboratorio introduciendo una señal de frecuencia variable en la entrada del circuito acondicionador de la figura 2.18 (pin 1 del C.I. LM2917), con el generador de funciones Hewlett Packard modelo HP 33120A, con una resolución de 10 uHz, obteniéndose de este modo valores que se muestran en la tabla 4.2.

$f_{IN}$ (Hz)	$V_o$ calculado (Vdc)	$V_o$ medido (Vdc)	Error Porcentual (%)	$f_{IN}$ (Hz)	$V_o$ calculado (Vdc)	$V_o$ medido (Vdc)	Error Porcentual (%)
0	0.000	0.005	-----	21.2	2.535	2.560	0.99%
0.2	0.024	0.032	34.59%	21.4	2.559	2.586	1.05%
0.4	0.048	0.040	16.76%	21.6	2.583	2.610	1.06%
0.6	0.072	0.076	6.06%	21.8	2.607	2.634	1.05%
0.8	0.096	0.105	9.73%	22	2.630	2.657	1.02%
1	0.120	0.125	4.46%	22.2	2.654	2.682	1.05%
1.2	0.143	0.153	6.61%	22.4	2.678	2.707	1.09%
1.4	0.167	0.177	5.64%	22.6	2.702	2.732	1.10%
1.6	0.191	0.202	5.80%	22.8	2.726	2.755	1.07%
1.8	0.215	0.219	1.56%	23	2.750	2.781	1.12%
2	0.239	0.248	3.77%	23.2	2.774	2.805	1.11%
2.2	0.263	0.274	4.11%	23.4	2.798	2.828	1.07%
2.4	0.287	0.293	2.19%	23.6	2.822	2.853	1.09%
2.6	0.311	0.314	1.00%	23.8	2.846	2.878	1.12%
2.8	0.335	0.344	2.69%	24	2.870	2.902	1.12%
3	0.359	0.369	2.75%	24.2	2.894	2.927	1.16%
3.2	0.383	0.391	2.19%	24.4	2.917	2.952	1.17%
3.4	0.407	0.417	2.50%	24.6	2.941	2.975	1.13%
3.6	0.430	0.441	2.47%	24.8	2.965	3.000	1.16%
3.8	0.454	0.465	2.24%	25	2.989	3.022	1.10%
4	0.478	0.488	2.13%	25.2	3.013	3.045	1.05%
4.2	0.502	0.509	1.35%	25.4	3.037	3.072	1.15%
4.4	0.526	0.535	1.70%	25.6	3.061	3.097	1.16%
4.6	0.550	0.562	2.24%	25.8	3.085	3.119	1.12%
4.8	0.574	0.581	1.26%	26	3.109	3.144	1.15%
5	0.598	0.604	0.96%	26.2	3.133	3.168	1.14%
5.2	0.622	0.632	1.72%	26.4	3.157	3.192	1.12%
5.4	0.646	0.643	0.37%	26.6	3.181	3.218	1.17%
5.6	0.670	0.669	0.02%	26.8	3.204	3.242	1.18%
5.8	0.693	0.700	0.97%	27	3.228	3.265	1.14%

6	0.717	0.724	0.92%	27.2	3.252	3.288	1.09%
6.2	0.741	0.747	0.83%	27.4	3.276	3.313	1.13%
6.4	0.765	0.769	0.55%	27.6	3.300	3.337	1.12%
6.6	0.789	0.797	1.04%	27.8	3.324	3.362	1.13%
6.8	0.813	0.821	1.01%	28	3.348	3.386	1.14%
7	0.837	0.846	1.06%	28.2	3.372	3.409	1.10%
7.2	0.861	0.870	1.05%	28.4	3.396	3.434	1.13%
7.4	0.885	0.893	0.92%	28.6	3.420	3.458	1.12%
7.6	0.909	0.917	0.90%	28.8	3.444	3.482	1.13%
7.8	0.933	0.939	0.72%	29	3.467	3.504	1.05%
8	0.957	0.963	0.66%	29.2	3.491	3.528	1.04%
8.2	0.980	0.986	0.58%	29.4	3.515	3.553	1.06%
8.4	1.004	1.014	0.96%	29.6	3.539	3.578	1.10%
8.6	1.028	1.036	0.73%	29.8	3.563	3.602	1.10%
8.8	1.052	1.064	1.12%	30	3.587	3.625	1.06%
9	1.076	1.085	0.83%	30.2	3.611	3.648	1.03%
9.2	1.100	1.110	0.93%	30.4	3.635	3.672	1.02%
9.4	1.124	1.133	0.79%	30.6	3.659	3.695	0.99%
9.6	1.148	1.159	0.95%	30.8	3.683	3.718	0.95%
9.8	1.172	1.182	0.88%	31	3.707	3.743	0.98%
10	1.196	1.208	1.02%	31.2	3.731	3.767	0.97%
10.2	1.220	1.230	0.88%	31.4	3.754	3.790	0.95%
10.4	1.244	1.252	0.69%	31.6	3.778	3.816	1.00%
10.6	1.267	1.279	0.93%	31.8	3.802	3.838	0.95%
10.8	1.291	1.303	0.88%	32	3.826	3.863	0.95%
11	1.315	1.327	0.86%	32.2	3.850	3.886	0.94%
11.2	1.339	1.351	0.89%	32.4	3.874	3.910	0.92%
11.4	1.363	1.376	0.92%	32.6	3.898	3.934	0.91%
11.6	1.387	1.401	0.98%	32.8	3.922	3.959	0.95%
11.8	1.411	1.425	1.01%	33	3.946	3.983	0.94%
12	1.435	1.447	0.88%	33.2	3.970	4.006	0.93%
12.2	1.459	1.474	1.01%	33.4	3.994	4.029	0.88%
12.4	1.483	1.496	0.89%	33.6	4.017	4.055	0.93%
12.6	1.507	1.523	1.09%	33.8	4.041	4.080	0.95%
12.8	1.530	1.546	1.01%	34	4.065	4.103	0.93%
13	1.554	1.569	0.96%	34.2	4.089	4.126	0.90%
13.2	1.578	1.595	1.05%	34.4	4.113	4.149	0.86%
13.4	1.602	1.617	0.94%	34.6	4.137	4.174	0.90%
13.6	1.626	1.642	0.99%	34.8	4.161	4.199	0.90%
13.8	1.650	1.667	1.04%	35	4.185	4.223	0.90%
14	1.674	1.691	1.03%	35.2	4.209	4.246	0.88%
14.2	1.698	1.715	1.02%	35.4	4.233	4.269	0.87%
14.4	1.722	1.738	0.95%	35.6	4.257	4.294	0.88%
14.6	1.746	1.763	0.97%	35.8	4.281	4.317	0.85%
14.8	1.770	1.787	0.95%	36	4.304	4.342	0.87%
15	1.794	1.811	0.97%	36.2	4.328	4.367	0.89%
15.2	1.817	1.835	0.97%	36.4	4.352	4.391	0.90%
15.4	1.841	1.859	0.98%	36.6	4.376	4.415	0.88%
15.6	1.865	1.884	1.00%	36.8	4.400	4.431	0.70%
15.8	1.889	1.909	1.04%	37	4.424	4.458	0.77%
16	1.913	1.933	1.04%	37.2	4.448	4.484	0.80%
16.2	1.937	1.957	1.02%	37.4	4.472	4.509	0.82%
16.4	1.961	1.982	1.07%	37.6	4.496	4.532	0.80%
16.6	1.985	2.004	0.98%	37.8	4.520	4.558	0.84%



16.8	2.009	2.029	1.02%	38	4.544	4.582	0.84%
17	2.033	2.053	1.01%	38.2	4.567	4.606	0.85%
17.2	2.057	2.077	1.00%	38.4	4.591	4.627	0.78%
17.4	2.080	2.102	1.01%	38.6	4.615	4.653	0.82%
17.6	2.104	2.125	0.96%	38.8	4.639	4.678	0.84%
17.8	2.128	2.149	0.95%	39	4.663	4.703	0.85%
18	2.152	2.174	1.01%	39.2	4.687	4.724	0.78%
18.2	2.176	2.198	1.00%	39.4	4.711	4.748	0.79%
18.4	2.200	2.221	0.95%	39.6	4.735	4.776	0.86%
18.6	2.224	2.245	0.96%	39.8	4.759	4.799	0.85%
18.8	2.248	2.270	0.98%	40	4.783	4.829	0.97%
19	2.272	2.292	0.90%	40.2	4.807	4.862	1.14%
19.2	2.296	2.319	1.01%	40.4	4.831	4.880	1.02%
19.4	2.320	2.343	1.02%	40.6	4.854	4.893	0.80%
19.6	2.344	2.366	0.97%	40.8	4.878	4.897	0.38%
19.8	2.367	2.389	0.92%	41	4.902	4.901	0.03%
20	2.391	2.415	0.98%	41.2	4.926	4.901	0.52%
20.2	2.415	2.438	0.95%	41.4	4.950	4.905	0.91%
20.4	2.439	2.463	0.96%	41.6	4.974	4.904	1.41%
20.6	2.463	2.488	0.99%	41.8	4.998	4.904	1.87%
20.8	2.487	2.512	0.99%	42	5.022	4.900	2.43%
21	2.511	2.537	1.02%	<b>Error Porcentual Promedio</b>			1.23%

*Tabla 4.2. Listado de los valores calculado y medido de la salida del circuito acondicionador del sensor de velocidad del viento*

En la tabla 4.2, se obtiene el error porcentual utilizando la ecuación 4.11, e igualmente como en el caso del circuito acondicionador de temperatura se ha calculado el error promedio porcentual, sin tomar en cuenta los valores 0, 0.2 y 0.4 Hz ya que se han obtenido errores muy grandes, que se sugieren son debidos a que el circuito integrado no trabaja bien a tan bajas frecuencias. El error porcentual promedio obtenido de 1.23 % es bastante aceptable para las mediciones requeridas.

### 4.2.3 CALIBRACION DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DEL SENSOR DE LUMINOSIDAD

El circuito acondicionador de señal para éste elemento se ha modificado con respecto al de la figura 2.20, debido a que en instrumentación para ganancias altas se suelen dividir los circuitos en dos o tres etapas. El diagrama circuital aparece en la figura 4.2.

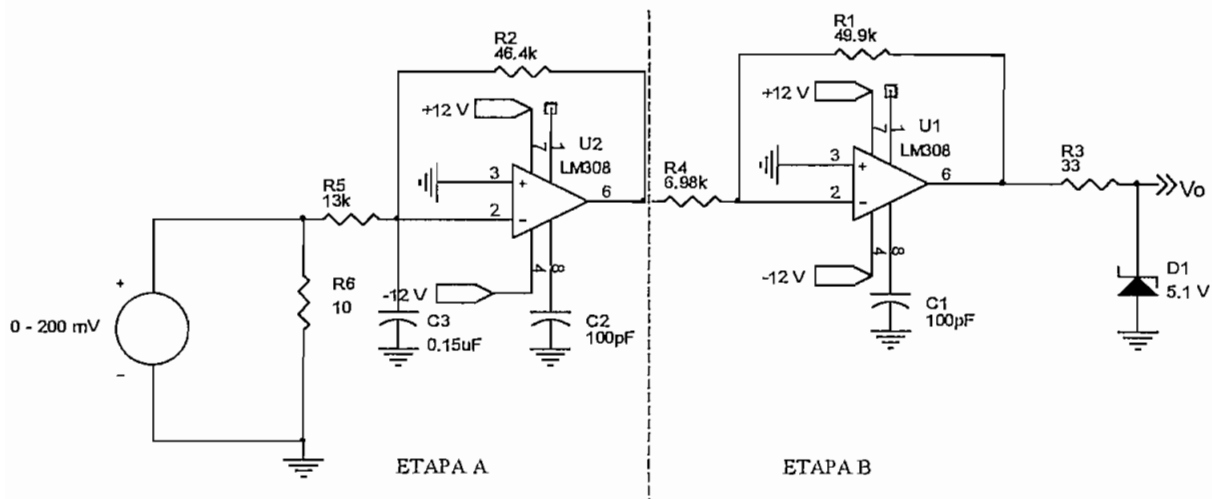


Fig. 4.2. Diagrama circuital del acondicionador de señal del sensor de luminosidad

Para el cálculo de las resistencias en el diagrama circuital de la figura 4.2, se debe tomar en cuenta que las ganancias de la etapa A y B multiplicadas deben dar un valor de 25. Entonces, se podría aproximar las ganancias A y B a un valor de 5, es decir:

$$A \times B = 25 \tag{4.12}$$

Así refiriéndose a la etapa A de la figura 2.2 se tiene el siguiente desarrollo:

ganancia de la etapa A: 
$$A = \frac{R2}{R5} \tag{4.13}$$

Sea  $R5 = 13 \text{ k}\Omega$ , y si  $A=5$ , entonces despejando la ecuación 4.13:

$$R2 = A \times R5 = 13\text{k}\Omega \times 5 = 65\text{k}\Omega$$

Sea  $R5 = 46.4 \text{ k}\Omega$ , entonces reemplazando en la ecuación 4.13:

$$A = \frac{46.4\text{k}\Omega}{13\text{k}\Omega} = 3.569$$

Ahora para saber que ganancia se necesita en la etapa B, se reemplaza el valor de A en la ecuación 4.12:

$$B = \frac{25}{A} = \frac{25}{3.569} = 7$$

Entonces se tiene el siguiente desarrollo para la etapa B:

ganancia de la etapa B: 
$$B = \frac{R1}{R4} \tag{4.14}$$

Sea  $R4 = 6.98 \text{ k}\Omega$  y si  $B=7$ , entonces despejando la ecuación 4.14:

$$R1 = B \times R4 = 6.98\text{k}\Omega \times 7 = 48.86\text{k}\Omega$$

Sea  $R5 = 49.9 \text{ k}\Omega$ , entonces reemplazando en la ecuación 4.14:

$$B = \frac{49.9 \text{ k}\Omega}{6.98 \text{ k}\Omega} = 7.149$$

Se tiene la siguiente tabla de datos recopilados en pruebas de laboratorio hechas al circuito que se muestra en el diagrama de la figura 4.2.

Vin (Vdc)	Vo calculado (Vdc)	Vo medido (Vdc)	Error Porcentual (%)
1.79	0.0448	0.0509	13.74%
10.1	0.2525	0.261	3.37%
20	0.5000	0.508	1.60%
30	0.7500	0.751	0.13%
40.2	1.0050	1.01	0.50%
50.2	1.2550	1.26	0.40%
60.4	1.5100	1.52	0.66%
70.4	1.7600	1.77	0.57%
80.7	2.0175	2.02	0.12%
90.7	2.2675	2.28	0.55%
100.1	2.5025	2.51	0.30%
110.2	2.7550	2.77	0.54%
120	3.0000	3.02	0.67%
130	3.2500	3.26	0.31%
140	3.5000	3.51	0.29%
150	3.7500	3.77	0.53%
160	4.0000	4.02	0.50%
170	4.2500	4.28	0.71%
180	4.5000	4.53	0.67%
190	4.7500	4.76	0.21%
200	5.0000	5.02	0.40%
<b>Error Porcentual Promedio</b>			<b>1.27%</b>

Tabla 4.3. Listado de los valores calculado y medido de la salida del circuito acondicionador del sensor de velocidad del viento

En la tabla 4.3, se obtiene el error porcentual utilizando la ecuación 4.11. El error porcentual promedio obtenido de 1.27 % es bastante aceptable para las mediciones requeridas.

### 4.3. Resultados de laboratorio

En esta sección se muestran las tablas y gráficos obtenidos en el programa para el PC, una vez que procesados los datos que son descargados automáticamente a través del p rtico serial desde la memoria del microcontrolador del prototipo, y que han sido almacenados por el periodo de dos días. Además, hay que aclarar que los datos de la lectura del sensor de humedad del suelo no se los tabula, ya que no se pudo conseguir el sensor por problemas con los proveedores.

Fecha Hora	Temperatura Externa	Humedad Relativa Externa	Temperatura Interna	Humedad Relativa Interna	Velocidad Viento	Dirección Viento	Luminosidad
	(°C)	(%)	(°C)	(%)	(km/h)		(fc)
22/10/99 00:00	13.23	104.21	17.54	55.94	6.82	OESTE	0.00
22/10/99 00:15	13.23	106.21	17.34	56.58	0.45	SUR	18.43
22/10/99 00:30	13.23	102.89	17.34	57.22	0.45	SUROESTE	0.00
22/10/99 00:45	13.03	102.22	17.15	55.94	0.45	SUR	9.22
22/10/99 01:00	12.84	104.21	17.15	57.22	2.73	SUROESTE	9.22
22/10/99 01:15	12.64	102.89	17.34	56.58	0.45	OESTE	0.00
22/10/99 01:30	12.44	100.90	17.15	55.94	0.45	OESTE	9.22
22/10/99 01:45	12.44	108.20	16.95	56.58	3.18	SUROESTE	9.22
22/10/99 02:00	12.64	101.56	16.76	57.22	0.45	SUROESTE	9.22
22/10/99 02:15	13.03	102.89	16.76	57.22	5.00	SUROESTE	9.22
22/10/99 02:30	13.23	104.21	16.76	57.86	3.18	SUR	9.22
22/10/99 02:45	13.03	103.55	16.95	57.22	3.18	SUROESTE	0.00
22/10/99 03:00	12.44	100.90	16.76	57.86	2.73	SUROESTE	0.00
22/10/99 03:15	12.64	102.89	16.95	56.58	0.45	SUROESTE	9.22
22/10/99 03:30	12.44	101.56	16.56	56.58	0.45	SUROESTE	9.22
22/10/99 03:45	12.05	101.56	16.56	56.58	0.45	OESTE	0.00
22/10/99 04:00	12.05	102.22	16.56	56.58	0.45	OESTE	0.00
22/10/99 04:15	11.86	101.56	16.56	60.41	0.45	OESTE	0.00
22/10/99 04:30	12.25	103.55	16.56	56.58	5.00	SUROESTE	9.22
22/10/99 04:45	12.44	102.89	16.17	57.22	0.45	SUR	9.22
22/10/99 05:00	12.44	102.89	16.36	58.50	0.00	SUR	0.00
22/10/99 05:15	12.64	102.89	16.17	57.22	0.45	NORTE	9.22
22/10/99 05:30	12.44	103.55	16.36	57.22	7.28	NORTE	0.00
22/10/99 05:45	12.44	101.56	16.17	57.22	7.28	NORTE	9.22
22/10/99 06:00	12.05	102.89	16.17	58.50	9.55	OESTE	9.22
22/10/99 06:15	11.66	100.23	16.17	57.86	13.65	NORTE	0.00
22/10/99 06:30	11.86	100.90	16.17	57.86	23.20	SURESTE	18.43
22/10/99 06:45	13.23	98.90	15.97	57.86	10.92	NORTE	9.22
22/10/99 07:00	14.80	96.91	15.97	56.58	0.45	NORTE	27.65
22/10/99 07:15	16.76	87.62	16.17	57.22	3.18	SUR	36.86
22/10/99 07:30	18.13	78.99	16.36	57.86	0.91	ESTE	73.73
22/10/99 07:45	19.11	67.70	16.95	57.86	6.82	SUROESTE	46.08
22/10/99 08:00	16.95	75.01	17.15	57.22	17.29	SUROESTE	73.73
22/10/99 08:15	17.54	70.36	17.34	57.22	11.37	SUROESTE	73.73
22/10/99 08:30	17.15	75.01	17.74	57.86	11.83	SUR	92.16
22/10/99 08:45	16.95	78.33	17.93	56.58	10.92	SUROESTE	101.37
22/10/99 09:00	19.89	69.70	18.32	57.22	12.74	SUROESTE	110.59
22/10/99 09:15	22.44	55.76	18.32	56.58	7.73	OESTE	92.16
22/10/99 09:30	22.83	54.43	18.32	55.30	10.01	SUROESTE	119.80
22/10/99 09:45	22.24	57.75	18.91	53.38	12.74	SUROESTE	138.24
22/10/99 09:58	21.46	48.45	18.52	49.55	12.28	ESTE	129.02
22/10/99 10:00	22.24	45.14	19.30	47.00	33.21	SUROESTE	147.45
22/10/99 10:15	23.42	47.79	21.07	48.27	12.74	SUROESTE	147.45
22/10/99 10:30	23.22	49.12	21.85	45.72	8.19	OESTE	36.86
22/10/99 10:45	21.66	55.09	22.44	45.72	12.28	SUR	73.73
22/10/99 11:00	22.64	51.77	23.22	42.52	10.01	SUROESTE	73.73
22/10/99 11:15	26.36	38.50	24.01	39.33	1.36	OESTE	82.94
22/10/99 11:30	25.77	39.82	24.40	38.05	15.92	SUROESTE	82.94

22/10/99 11:45	24.99	43.14	24.60	38.69	15.01	SUROESTE	110.59
22/10/99 12:00	24.60	43.81	24.40	40.61	10.92	SUROESTE	64.51
22/10/99 12:15	23.62	43.81	24.79	38.05	9.10	SUROESTE	129.02
22/10/99 12:30	23.81	43.14	24.60	36.77	12.28	SUROESTE	119.80
22/10/99 12:45	23.81	47.13	24.40	38.69	9.10	NOROESTE	138.24
22/10/99 13:00	23.62	44.47	25.18	38.05	18.65	SUROESTE	119.80
22/10/99 13:15	22.64	45.80	24.99	36.77	11.83	SUROESTE	110.59
22/10/99 13:30	23.81	42.48	25.58	33.58	12.28	SUR	156.67
22/10/99 13:45	24.60	40.49	25.77	35.50	11.37	SUROESTE	156.67
22/10/99 14:00	24.99	41.15	25.97	32.30	6.37	SUROESTE	147.45
22/10/99 14:15	23.03	43.81	25.77	36.14	9.10	SUROESTE	101.37
22/10/99 14:30	24.60	47.13	25.77	36.14	18.20	NORTE	92.16
22/10/99 14:45	22.83	49.78	25.18	37.41	9.55	NORTE	138.24
22/10/99 15:00	21.26	55.09	24.40	38.05	14.10	NORTE	304.12
22/10/99 15:15	19.11	68.37	23.62	41.25	29.57	SUR	313.33
22/10/99 15:30	18.91	71.02	23.03	43.80	10.46	SURESTE	304.12
22/10/99 15:45	18.13	75.67	22.64	44.44	11.83	SUR	313.33
22/10/99 16:00	17.34	78.99	22.44	45.08	15.47	SUR	119.80
22/10/99 16:15	17.15	79.65	22.05	46.36	10.92	SURESTE	101.37
22/10/99 16:30	16.76	80.98	22.05	47.00	11.83	SURESTE	110.59
22/10/99 16:45	17.54	77.66	21.85	47.00	1.82	SUROESTE	119.80
22/10/99 17:00	18.13	77.66	21.46	45.72	0.00	NORESTE	64.51
22/10/99 17:15	17.93	73.68	21.26	47.64	22.29	NORESTE	36.86
22/10/99 17:30	16.36	87.62	20.87	47.00	15.47	SUROESTE	36.86
22/10/99 17:45	15.78	95.58	20.48	48.91	13.65	SUR	18.43
22/10/99 18:00	14.99	96.91	20.28	49.55	11.83	SUROESTE	9.22
22/10/99 18:15	14.99	100.90	20.09	48.91	12.74	SUROESTE	0.00
22/10/99 18:30	14.60	100.23	19.70	51.47	27.30	SUROESTE	0.00
22/10/99 18:45	14.21	102.22	19.50	52.11	31.85	SUROESTE	18.43
22/10/99 19:00	14.40	100.90	19.11	53.38	50.96	OESTE	0.00
22/10/99 19:15	14.40	98.90	19.11	54.02	48.23	SUROESTE	0.00
22/10/99 19:30	14.40	104.88	18.91	54.66	28.21	OESTE	9.22
22/10/99 19:45	14.01	100.23	18.52	55.30	24.57	SUROESTE	9.22
22/10/99 20:00	14.21	100.90	18.32	55.94	5.00	ESTE	9.22
22/10/99 20:15	14.60	101.56	18.13	55.94	3.64	SUR	18.43
22/10/99 20:30	14.40	102.89	17.93	58.50	37.31	SUROESTE	9.22
22/10/99 20:45	14.40	102.22	17.93	57.86	62.33	ESTE	0.00
22/10/99 21:00	14.40	102.22	17.34	58.50	0.91	SUROESTE	9.22
22/10/99 21:15	14.40	99.57	17.54	57.86	13.19	SUROESTE	0.00
22/10/99 21:30	14.60	99.57	17.54	57.86	71.89	SUROESTE	0.00
22/10/99 21:45	14.40	104.88	17.15	58.50	0.45	SUROESTE	0.00
22/10/99 22:00	14.40	99.57	17.54	58.50	0.91	SUROESTE	0.00
22/10/99 22:15	14.40	101.56	17.34	59.13	21.38	OESTE	9.22
22/10/99 22:30	14.21	101.56	17.34	59.13	0.91	SUROESTE	0.00
22/10/99 22:45	14.40	101.56	17.15	58.50	77.35	SUROESTE	0.00
22/10/99 23:00	14.01	101.56	17.34	58.50	26.84	SUROESTE	9.22
22/10/99 23:15	14.01	100.90	17.34	58.50	33.21	SUROESTE	9.22
22/10/99 23:30	14.01	102.89	17.15	58.50	21.38	SUROESTE	0.00
22/10/99 23:45	14.01	103.55	17.15	59.13	27.30	SUROESTE	0.00
23/10/99 00:00	13.82	100.90	17.15	59.13	111.92	SUROESTE	0.00
23/10/99 00:15	14.01	101.56	17.15	58.50	5.91	SUROESTE	18.43
23/10/99 00:30	14.21	100.90	16.95	58.50	1.82	SUROESTE	0.00

## CAPITULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

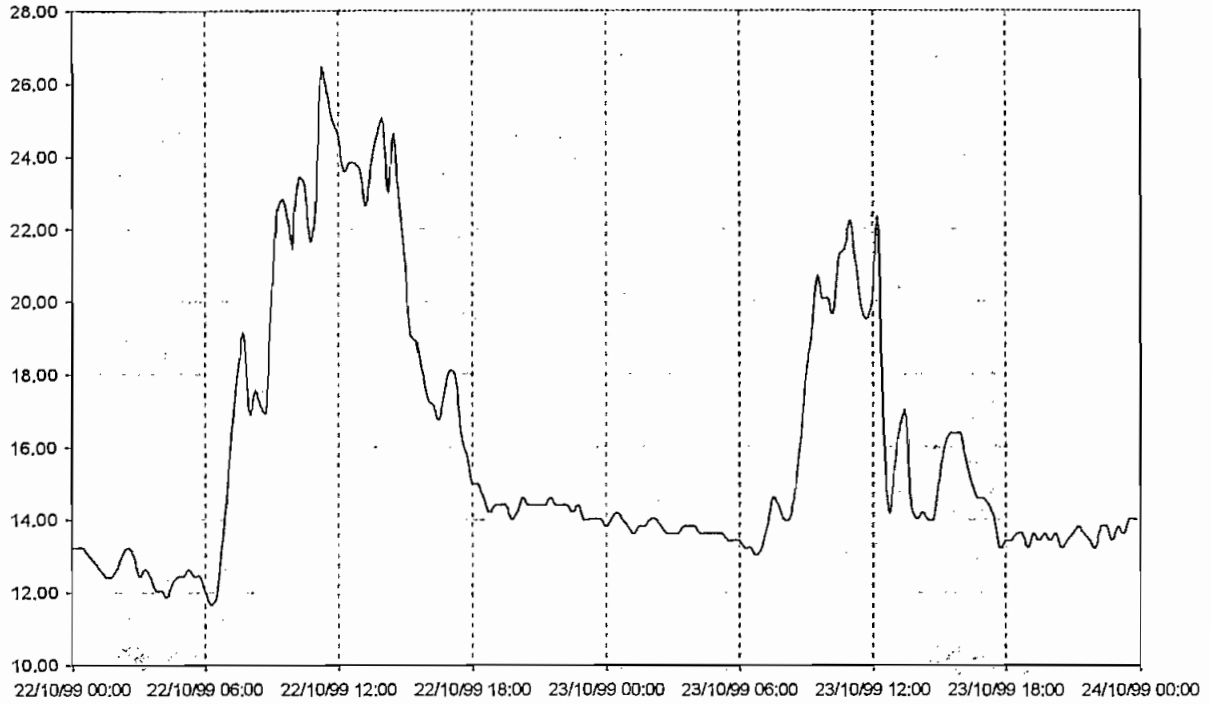
23/10/99 00:45	14.01	104.88	16.95	59.13	8.64	SUROESTE	0.00
23/10/99 01:00	13.82	102.22	16.95	58.50	5.00	SUROESTE	0.00
23/10/99 01:15	13.62	104.21	17.15	58.50	5.00	SUR	0.00
23/10/99 01:30	13.82	102.89	16.95	59.77	4.55	SUR	0.00
23/10/99 01:45	13.82	101.56	17.15	59.77	6.37	SUR	9.22
23/10/99 02:00	14.01	101.56	17.15	59.13	5.91	SUROESTE	0.00
23/10/99 02:15	14.01	102.22	16.95	59.77	2.27	SUROESTE	0.00
23/10/99 02:30	13.82	102.22	16.95	60.41	3.64	SUROESTE	0.00
23/10/99 02:45	13.62	104.88	16.95	59.77	4.55	SUROESTE	0.00
23/10/99 03:00	13.62	104.88	16.95	58.50	5.00	SUROESTE	0.00
23/10/99 03:15	13.62	105.54	16.95	59.77	5.46	SUROESTE	9.22
23/10/99 03:30	13.82	102.22	16.95	59.77	8.19	SUROESTE	0.00
23/10/99 03:45	13.82	104.21	16.76	61.05	78.71	SUROESTE	0.00
23/10/99 04:00	13.82	100.90	16.56	61.69	0.91	SUROESTE	9.22
23/10/99 04:15	13.62	106.21	16.56	62.33	0.91	SUROESTE	0.00
23/10/99 04:30	13.62	102.89	16.36	61.69	1.82	OESTE	0.00
23/10/99 04:45	13.62	107.53	16.17	62.97	1.36	OESTE	9.22
23/10/99 05:00	13.62	104.88	16.36	62.33	109.65	SUR	9.22
23/10/99 05:15	13.62	104.88	16.36	61.69	47.32	SUROESTE	0.00
23/10/99 05:30	13.42	104.88	16.36	62.97	79.62	SURESTE	9.22
23/10/99 05:45	13.42	106.87	16.17	63.61	1.82	SUR	0.00
23/10/99 06:00	13.42	105.54	15.97	64.25	4.55	SUROESTE	9.22
23/10/99 06:15	13.23	102.89	16.17	63.61	47.32	SUROESTE	0.00
23/10/99 06:30	13.23	106.21	15.97	64.25	43.22	SUROESTE	9.22
23/10/99 06:45	13.03	104.88	16.17	63.61	36.40	SUROESTE	18.43
23/10/99 07:00	13.23	107.53	16.17	62.97	38.22	SUROESTE	0.00
23/10/99 07:15	13.82	101.56	16.56	64.25	107.83	SUR	9.22
23/10/99 07:30	14.60	100.23	17.15	62.97	108.28	SUR	9.22
23/10/99 07:45	14.40	104.21	17.15	62.97	48.68	SUR	27.65
23/10/99 08:00	14.01	103.55	17.74	60.41	27.75	SUROESTE	73.73
23/10/99 08:15	14.01	104.88	17.54	61.69	25.48	SUROESTE	55.29
23/10/99 08:30	14.80	101.56	17.93	60.41	0.45	SUROESTE	55.29
23/10/99 08:45	16.17	104.88	18.32	60.41	53.69	SUR	46.08
23/10/99 09:00	17.93	104.21	18.72	59.13	0.91	NORTE	46.08
23/10/99 09:15	19.11	99.57	19.30	58.50	91.45	OESTE	9.22
23/10/99 09:30	20.68	94.26	20.09	54.66	42.31	OESTE	36.86
23/10/99 09:45	20.09	92.93	20.48	54.66	21.38	SUROESTE	9.22
23/10/99 10:00	20.09	77.66	21.46	54.02	19.11	SUR	18.43
23/10/99 10:15	19.70	77.66	22.44	52.11	20.47	SUROESTE	27.65
23/10/99 10:30	21.26	67.04	23.22	49.55	16.38	SUR	36.86
23/10/99 10:45	21.46	69.03	23.62	47.64	15.92	SUROESTE	36.86
23/10/99 11:00	22.24	65.05	24.01	47.64	13.65	SUR	73.73
23/10/99 11:15	21.07	67.04	24.20	47.00	16.83	SUROESTE	73.73
23/10/99 11:30	19.89	72.35	24.60	46.36	13.65	SUROESTE	82.94
23/10/99 11:45	19.50	74.34	24.79	45.08	14.56	SUR	82.94
23/10/99 12:00	20.09	68.37	24.79	43.16	12.28	SUROESTE	110.59
23/10/99 12:15	22.24	59.74	24.99	42.52	18.65	SUR	64.51
23/10/99 12:30	16.56	82.97	24.20	44.44	20.47	SUROESTE	129.02
23/10/99 12:45	14.21	94.26	22.24	47.00	52.32	SURESTE	119.80
23/10/99 13:00	15.38	96.91	20.87	51.47	45.50	SUROESTE	138.24
23/10/99 13:15	16.56	93.59	21.26	52.11	82.80	ESTE	119.80
23/10/99 13:30	16.95	91.60	20.87	52.75	99.18	NORTE	110.59

23/10/99 13:45	14.40	96.91	20.68	53.38	25.93	NORTE	156.67
23/10/99 14:00	14.01	100.23	20.48	53.38	26.39	NORTE	156.67
23/10/99 14:15	14.21	99.57	20.48	52.75	22.29	NORTE	147.45
23/10/99 14:30	14.01	96.25	20.68	52.75	23.20	NORTE	101.37
23/10/99 14:45	14.01	98.24	20.28	52.75	21.84	NORTE	92.16
23/10/99 15:00	14.99	91.60	20.28	52.11	21.84	SURESTE	138.24
23/10/99 15:15	15.97	88.28	20.09	52.75	27.75	NORESTE	304.12
23/10/99 15:30	16.36	86.29	19.89	53.38	35.49	SUROESTE	258.04
23/10/99 15:45	16.36	90.94	19.50	54.66	0.45	SUROESTE	239.61
23/10/99 16:00	16.36	92.93	19.30	54.02	1.36	SUR	313.33
23/10/99 16:15	15.58	90.27	19.11	55.94	82.35	SUR	119.80
23/10/99 16:30	14.99	93.59	18.91	54.66	53.23	SUR	101.37
23/10/99 16:45	14.60	95.58	18.52	54.66	44.59	SUROESTE	110.59
23/10/99 17:00	14.60	97.58	18.32	55.94	26.84	SUROESTE	119.80
23/10/99 17:15	14.40	97.58	18.52	55.94	22.75	SUR	64.51
23/10/99 17:30	14.01	99.57	18.32	55.94	25.02	SUR	36.86
23/10/99 17:45	13.23	101.56	18.13	56.58	27.75	SUR	36.86
23/10/99 18:00	13.42	104.88	17.74	56.58	22.75	SUROESTE	18.43
23/10/99 18:15	13.42	100.23	17.34	58.50	78.25	SUROESTE	9.22
23/10/99 18:30	13.62	98.90	17.34	59.13	3.64	SUR	0.00
23/10/99 18:45	13.62	103.55	17.15	60.41	89.63	SUROESTE	0.00
23/10/99 19:00	13.23	104.88	17.15	58.50	28.21	SUR	9.22
23/10/99 19:15	13.62	100.90	17.34	59.77	54.14	SUROESTE	0.00
23/10/99 19:30	13.42	102.22	16.76	61.69	1.36	SUROESTE	9.22
23/10/99 19:45	13.62	101.56	16.95	59.77	4.55	SUROESTE	9.22
23/10/99 20:00	13.42	103.55	16.76	62.33	1.36	SUROESTE	0.00
23/10/99 20:15	13.62	108.20	16.56	62.33	1.82	SUROESTE	0.00
23/10/99 20:30	13.23	106.87	16.36	62.33	2.27	SUROESTE	0.00
23/10/99 20:45	13.42	103.55	16.36	61.69	2.27	SUROESTE	0.00
23/10/99 21:00	13.62	107.53	16.36	62.97	1.82	SUROESTE	9.22
23/10/99 21:15	13.82	102.89	16.17	63.61	1.82	NOROESTE	0.00
23/10/99 21:30	13.62	102.89	16.17	63.61	29.12	NORTE	0.00
23/10/99 21:45	13.42	101.56	16.17	61.69	1.82	NOROESTE	9.22
23/10/99 22:00	13.23	101.56	16.17	62.33	3.18	NOROESTE	0.00
23/10/99 22:15	13.82	102.22	16.17	63.61	37.76	NORTE	9.22
23/10/99 22:30	13.82	104.21	15.97	62.97	50.50	NORTE	18.43
23/10/99 22:45	13.42	106.21	15.78	63.61	0.91	NORTE	9.22
23/10/99 23:00	13.82	102.22	15.97	62.97	112.38	NORTE	0.00
23/10/99 23:15	13.62	101.56	15.97	63.61	105.55	NORTE	0.00
23/10/99 23:30	14.01	98.90	15.97	63.61	43.68	NORTE	9.22
23/10/99 23:45	14.01	98.90	15.78	63.61	68.70	NORTE	9.22

*Tabla 4.3. Listado de las mediciones obtenidas de los sensores.*

Con el propósito de que los datos obtenidos y que se los ha procesado para obtenerlos en tablas, sean interpretados con facilidad por el usuario y de una manera que le permita una mejor visualización, también se los presenta a continuación por medio de gráficos y que a su vez corresponden a los datos indicados en la tabla 4.3. Tómese en cuenta que las escalas han sido ajustadas, para una mejor presentación.

TEMPERATURA FUERA  
DEL INVERNADERO  
(°C)



HUMEDAD AMBIENTE  
FUERA DEL INVERNADERO  
(%)

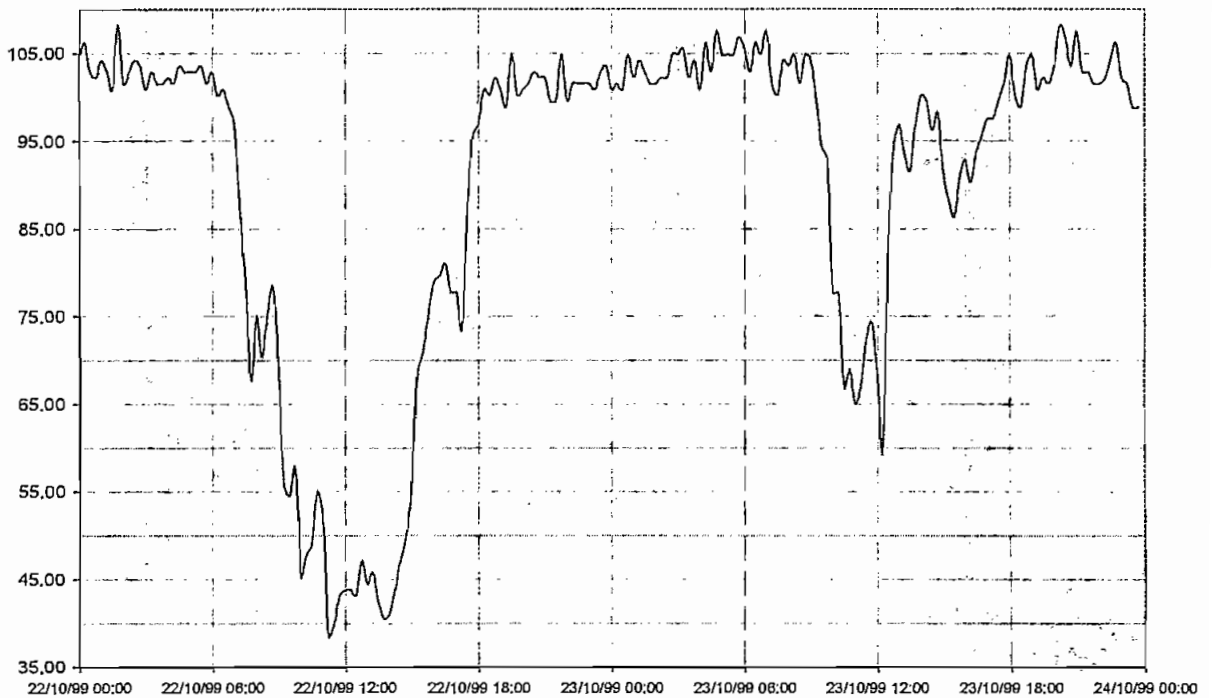
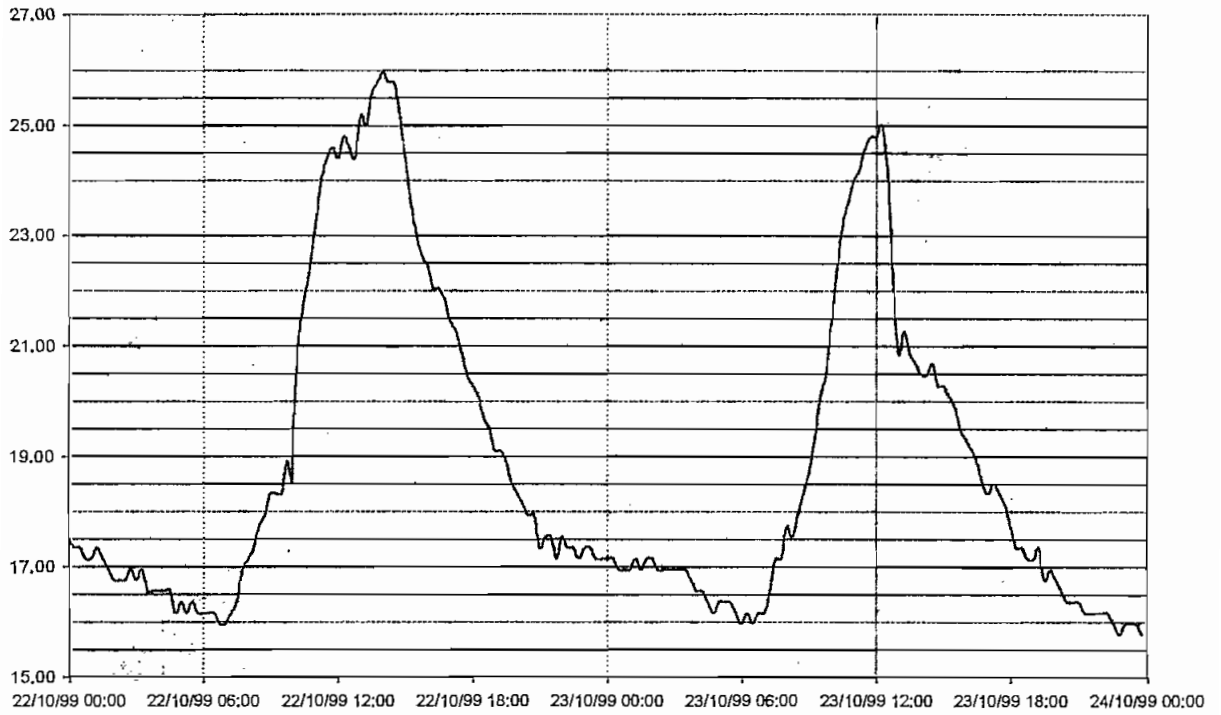


Fig. 4.3. Resultados de las mediciones obtenidas de a.) Temperatura fuera del Invernadero.  
b.) Humedad ambiente fuera del Invernadero



TEMPERATURA DENTRO  
DEL INVERNADERO  
(°C)



HUMEDAD AMBIENTE  
DENTRO DEL INVERNADERO  
(%)

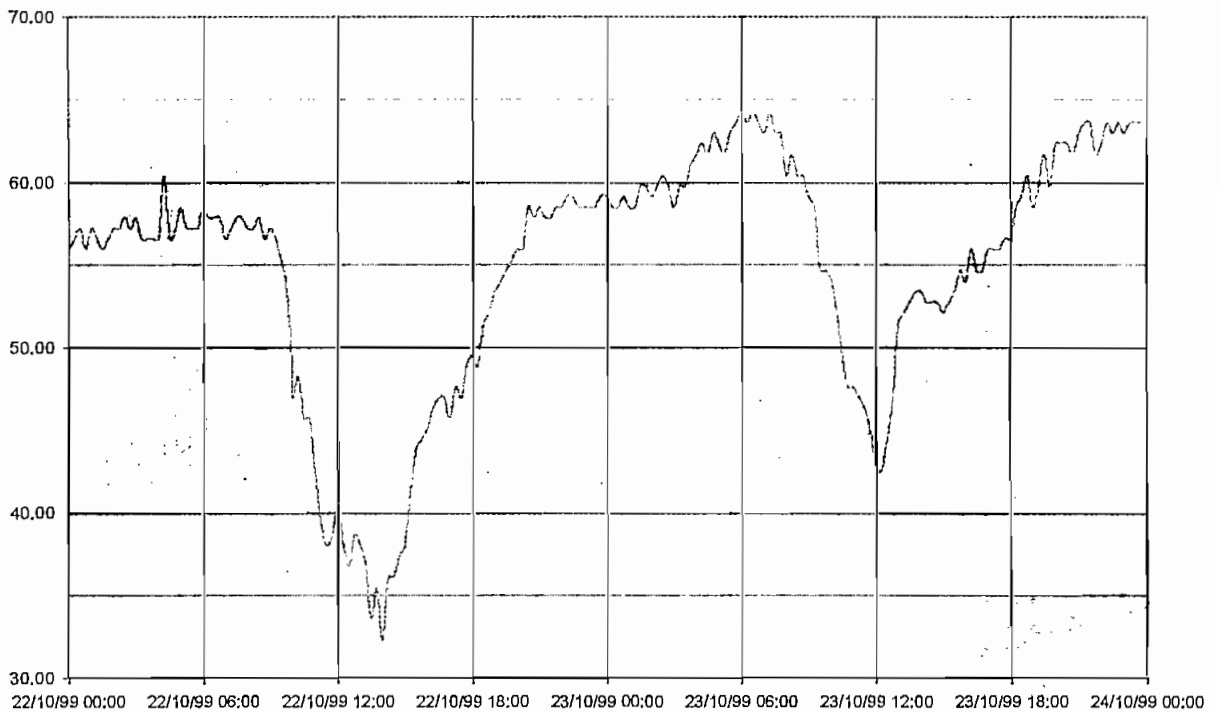
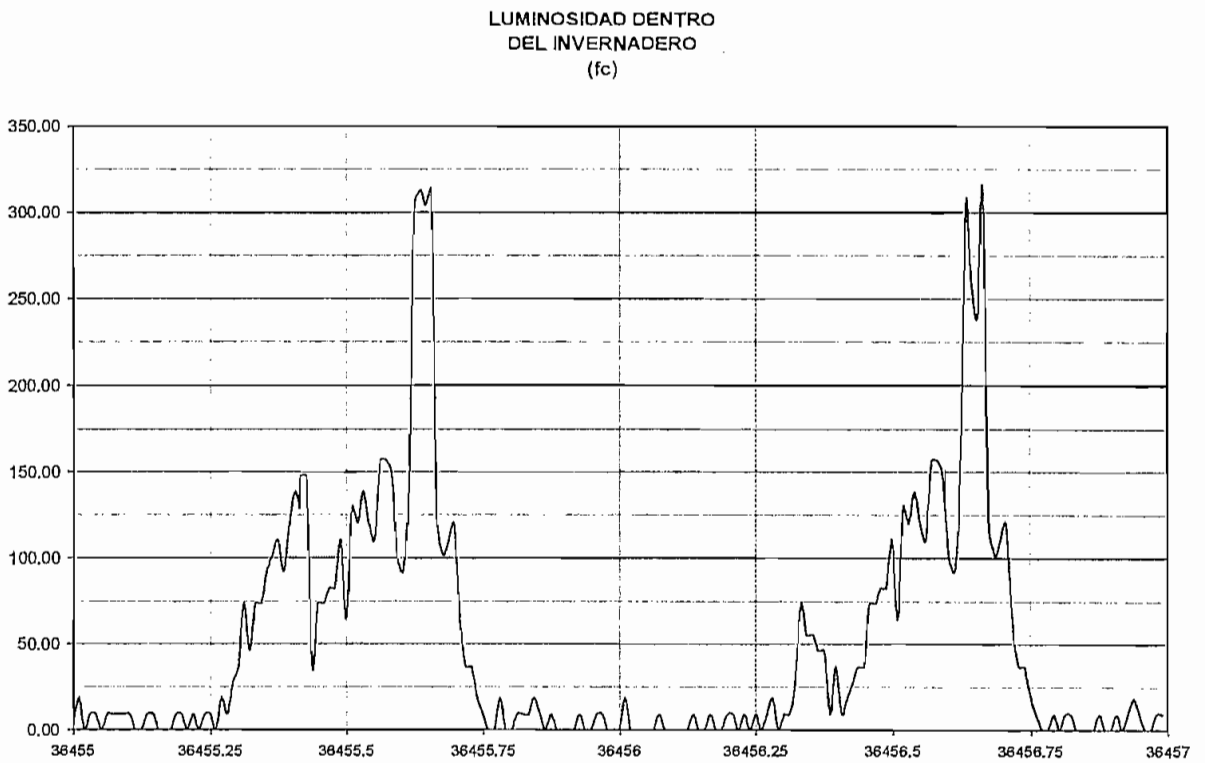
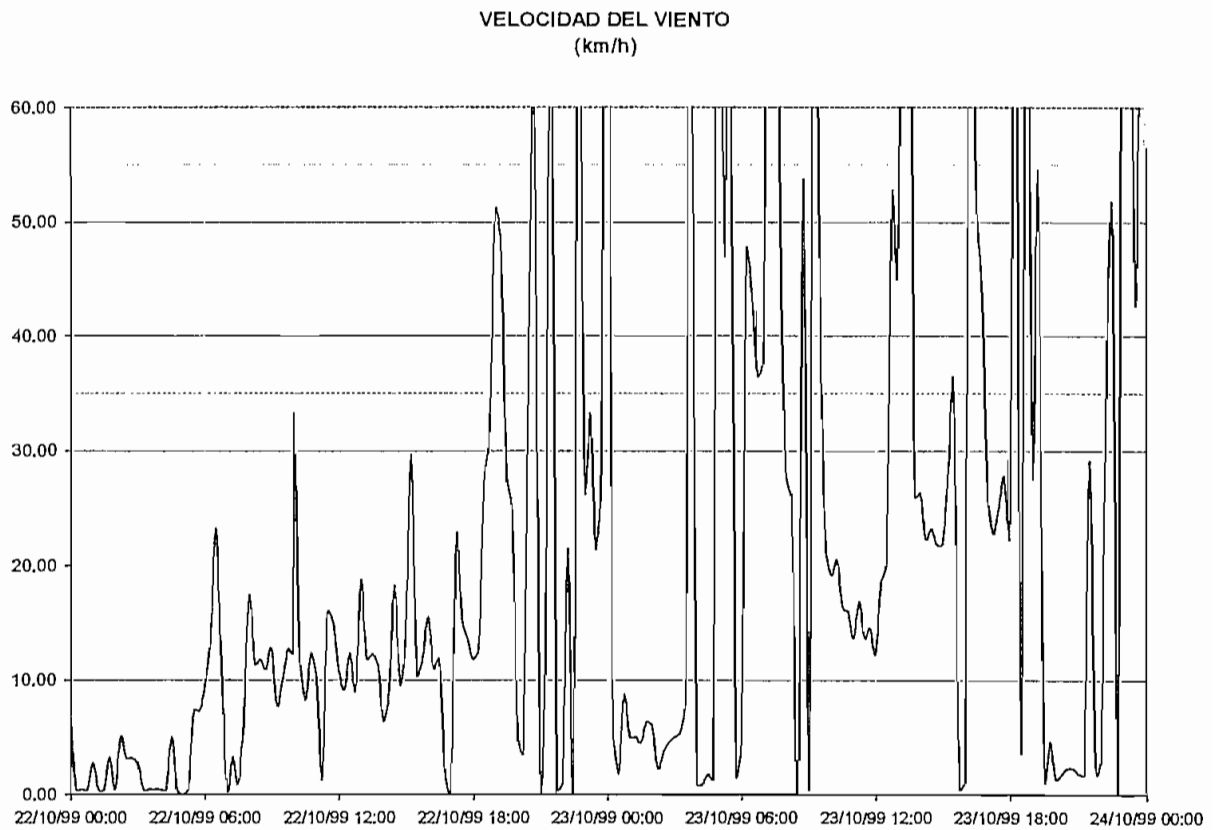


Fig. 4.4. Resultados de las mediciones obtenidas de a.) Temperatura dentro del Invernadero  
b.) Humedad ambiente dentro del Invernadero



*Fig. 4.5. Resultados de las mediciones obtenidas de a.) Velocidad del viento  
b.) Luminosidad dentro del invernadero.*

De lo que se puede observar en los gráficos anteriores 4.3.a y 4.3.b, la temperatura y la humedad tienen una relación inversamente proporcional entre ellas; es decir, cuando se tiene una temperatura alta, la humedad relativa baja y viceversa. También se observa que la temperatura tiene un comportamiento esperado, temperaturas máximas alrededor del medio día, y mínimas en la noche y madrugada. El mismo comportamiento se puede observar en la temperatura y humedad interior del invernadero, con la diferencia de que los cambios no son tan bruscos como en el caso de la temperatura y humedad externa.

En cuanto al gráfico de velocidad del viento se observan algunos picos demasiado grandes, que se debe al ruido que posee el prototipo tal como se muestra en las figuras 4.6.a y 4.6.b, y la razón es que al tomar la medición cuando la señal del sensor es muy baja, el ruido hace que el voltaje medio de esta señal esté por debajo de 0V, haciendo por tanto que el CAD se sature y muestre a la salida valores irreales; por tanto, se deben considerar estos valores como velocidades de 0 km/h.

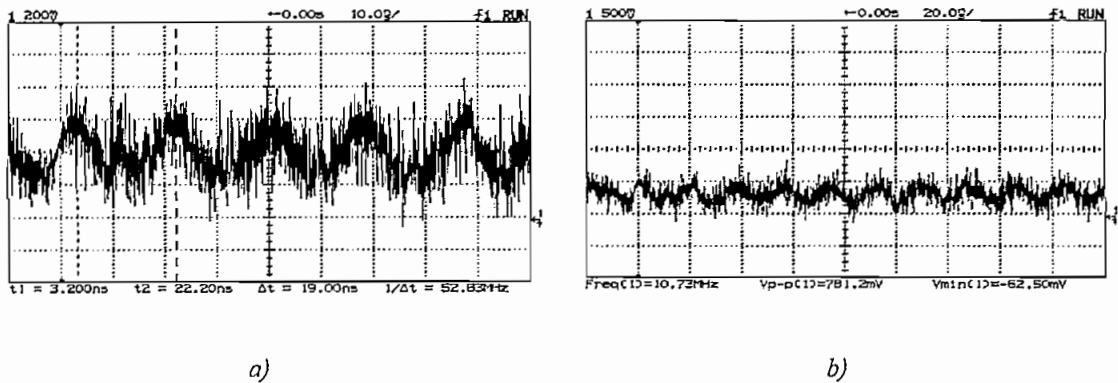


Fig. 4.6. Formas de onda de la entrada de la señal de velocidad del viento en el CAD.

Finalmente, analizando la forma de onda de la figura 4.5.b de las mediciones de luminosidad, se ve al igual que la temperatura y la humedad un comportamiento esperado, es decir en el día niveles altos de luz y en la noche niveles bajos y cero.

## 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Se ha conseguido el objetivo de diseñar y construir un sistema electrónico que permita el monitoreo efectivo y confiable de una plantación florícola bajo invernadero.

El prototipo construido es capaz de almacenar los datos de las variables consideradas con su respectiva fecha y hora, en que se tomaron las mediciones, hasta 16 días, que corresponde a un periodo de tiempo suficientemente extenso para las aplicaciones esperadas, ya que los técnicos en las plantaciones se supone requieren los datos diariamente.

El prototipo tiene una operación fácil y una interfaz visual muy comprensible al usuario, lo que permitirá que pueda ser manejado no solo por los técnicos de las plantaciones, si no además por personas que incluso no tengan formación académica, como es el caso de muchos de los trabajadores que trabajan del sector agrícola.

El equipo se ha diseñado de tal manera que, el montaje no represente un problema o que se deban realizar conexiones complicadas o especializadas, lo que igualmente hace que el manejo no tenga que hacerlo personal calificado.

Se ha conseguido diseñar y construir una herramienta bastante confiable, y que además puede prestar un gran servicio a los encargados de los invernaderos, en la planificación a corto, mediano y largo plazo.

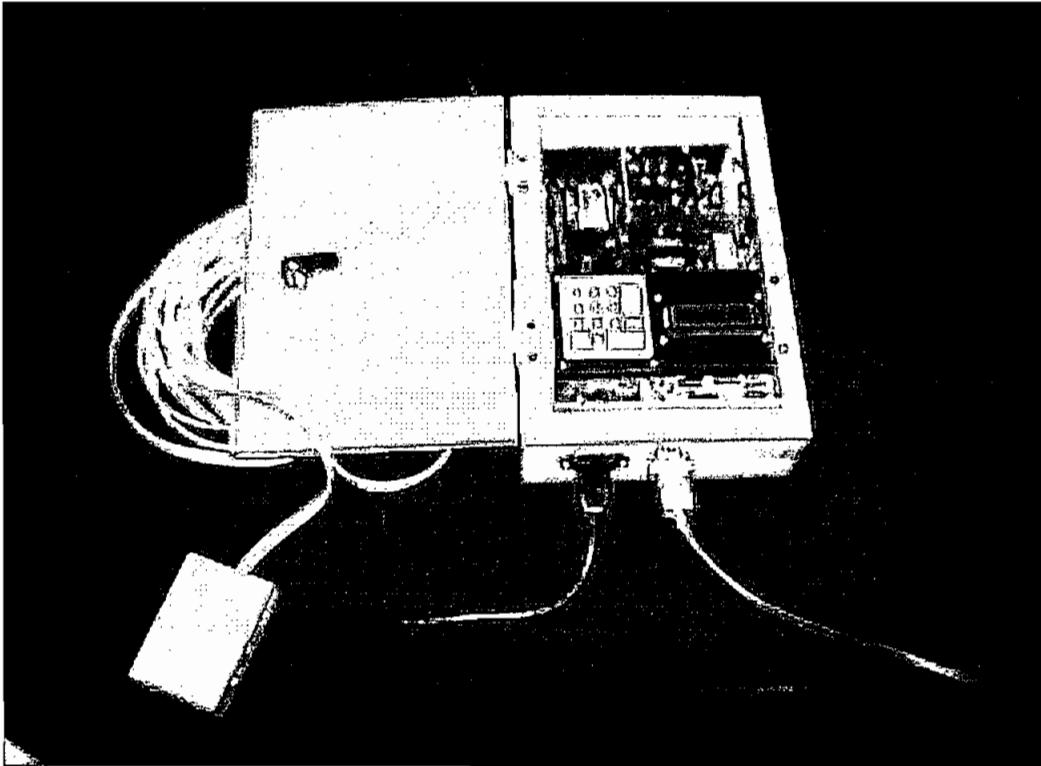
El software diseñado para el PC brinda las facilidades al usuario para poder generar las tablas y gráficos requeridos en sus prácticas diarias o para reportes e informes; además, no es difícil de usar puesto que se lo desarrolló sobre la plataforma de uno de los programas más comunes y populares como es el Microsoft Excel versión 97 en conjunción con Microsoft Visual Basic v.5.0; por tanto, el software podría ser incluso modificado a gusto del usuario si este posee habilidades de programación en Excel.

De lo que se puede observar en los gráficos 4.3, 4.4 y 4.5, el operador de un invernadero florícola que posea éstas herramientas tendrá la ventaja de siempre estar informado de todo lo que suceda dentro y fuera del invernadero, para poder así tener estadísticas tabulares y gráficas de todas las épocas de año.

Además, podrá tomar decisiones al instante, con las mediciones en tiempo real, por ejemplo, para cuando se quiere mantener ciertos parámetros de temperatura y humedad dentro del

- Alimentación: 117V AC
- Protección: Fusible y varistores en las entradas de alimentación.
- Fuente: alimentación a los circuitos por medio de una fuente switching.
- Chasis: Tol laminado con acabado en pintura electrostática.

En la figura 5.1 se presenta la fotografía del equipo terminado.



*Fig. 5.1 Fotografía del prototipo terminado*

## 5.2. PERSPECTIVAS PARA POSIBLES AMPLIACIONES

Aunque el tema del presente trabajo se enfoca al “DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN PROTOTIPO PARA MONITOREO DE INVERNADEROS FLORICOLAS”, el prototipo bien se lo puede utilizar en cualquier cultivo que se lo haga bajo invernadero, e incluso para un caso más general se lo puede emplear para mediciones al aire libre, siempre y cuando el módulo central se encuentre bien protegido.

Por otra parte, si es el caso, y su costo representa una limitación para aplicarlo, el mayor peso se encuentra en los sensores, por lo que se lo puede instalar con los sensores para el

monitoreo de las variables más importantes al momento e ir ampliando en el tiempo a otras que se las considere menos importantes.

A futuro, el prototipo puede ampliarse a 16 variables de medición y almacenamiento de variables. También podría ampliarse la cantidad de memoria de datos hasta 64Kb, con solo cambiar el módulo del microcontrolador con uno de mayor capacidad.

Además, se puede adaptar un circuito de respaldo de energía para que el prototipo siga funcionando en el caso de un corte o para cuando se requieren mediciones en lugares apartados.

Por otro lado, se podría adaptar a cualquier tipo de sensor, siempre y cuando uno de los circuitos de acondicionamiento de señal sean afines a la señal que entrega este sensor y por lo tanto a otras aplicaciones en el medio ambiente, como contaminación, estaciones meteorológicas, etc.

### 5.3. ANALISIS DE COSTOS

Para el estudio de los costos, se debe tomar en cuenta que un equipo de características similares en el mercado está por el orden de los US\$ 4 000.00 a los US\$ 7 000.00 en dependencia de las variables monitoreadas, con la dificultad de que para hacer un pedido se debe pagar por adelantado y esperar algunas semanas hasta que importen el mismo.

En la tabla 5.1 se presenta un listado de los elementos electrónicos y accesorios que se ha utilizado para el diseño y construcción del equipo objeto del presente trabajo.

Cantidad	Descripción	Valor Unitario	Valor Total
		<i>US Dólares</i>	<i>US Dólares</i>
1	Microcontrolador y zócalo DALLAS DS2250T	125	125
1	Convertor A/D ADC0809N	4.7	4.7
1	Interfaz TTL-RS232 MAX-232	2.4	2.4
1	Demultiplexer 74LS138	0.39	0.39
2	8 Flip-flops integrados 74LS377	0.53	1.06
1	4 Compuertas NOR integradas 74LS02	0.35	0.35
1	Codificador de teclado de 16 teclas MM74C922	10	10
1	Transistor 2N3904	0.16	0.16
1	Cristal de 7.3728MHz	1.45	1.45
1	Potenciómetro de 20k $\Omega$	0.8	0.8
2	Potenciómetros de 10k $\Omega$	1.3	2.6
2	Potenciómetros de 100k $\Omega$	1.3	2.6
1	Interruptor SPDT	1.15	1.15

1	Header 2 pines	0.1	0.1
1	Header 3 pines	0.1	0.1
1	Header 5 pines	0.2	0.2
4	Header 8 pines	0.2	0.8
5	Bloque de 5 terminales	1.1	5.5
7	Conectores 12 pines para header	0.2	1.4
1	Teclado	47.25	47.25
1	Display de cristal líquido (LCD)	35	35
1	Convertidor Frecuencia – Voltaje LM2917	1.5	1.5
1	4 Amplificadores operacionales integrados TL084	1.1	1.1
3	Amplificador operacional LM308	1	3
1	Referencia de voltaje LM336	1.1	1.1
4	Diodos LED	0.16	0.64
3	Diodos zener de 5.1V	0.15	0.45
1	Resistencia de 10 $\Omega$	0.03	0.03
1	Resistencia de 33 $\Omega$	0.03	0.03
2	Resistencias de 51 $\Omega$	0.03	0.06
1	Resistencia de 243 $\Omega$	0.03	0.03
1	Resistencia de 270 $\Omega$	0.03	0.03
4	Resistencia de 390 $\Omega$	0.03	0.12
1	Resistencia de 1k $\Omega$	0.03	0.03
4	Resistencias de 1.58k $\Omega$	0.03	0.12
1	Resistencia de 2k $\Omega$	0.03	0.03
3	Resistencias de 6.98k $\Omega$	0.03	0.09
3	Resistencia de 10k $\Omega$	0.03	0.09
1	Resistencia de 12.7k $\Omega$	0.03	0.03
5	Resistencias de 13k $\Omega$	0.03	0.15
1	Resistencia de 46.4k $\Omega$	0.03	0.03
1	Resistencia de 49.9k $\Omega$	0.03	0.03
2	Resistencias de 69.8k $\Omega$	0.03	0.06
1	Resistencia de 150k $\Omega$	0.03	0.03
1	Resistencia de 470k $\Omega$	0.03	0.03
1	R-PACK de 10k $\Omega$	1.1	1.1
2	Capacitores de 33pF	0.09	0.18
7	Capacitores de 0.1 $\mu$ F	0.09	0.63
1	Capacitor de 0.47 $\mu$ F	0.09	0.09
1	Capacitor de 4.7 $\mu$ F	0.09	0.09
7	Capacitores de 10 $\mu$ F	0.09	0.63
1	Capacitor de 0.04 $\mu$ F	0.09	0.09
4	Capacitores de 0.15 $\mu$ F	0.09	0.36
2	Capacitores de 100pF	0.09	0.18
1	Fuente switching	33.8	33.8
4	Placas impresas	8.5	34
1	Filtro de RF para línea AC	2.25	2.25
1	Cable de alimentación para PC	1.35	1.35
3	Conectores de fuente	0.5	1.5
2	Conectores RJ45 macho	0.45	0.9
2	Conectores RJ45 hembra	0.85	1.7
1	Conector DB9 macho	0.95	0.95
2	Conectores DB9 hembra	0.95	1.9
2	Sensores de temperatura LM335	3.3	6.6
2	Sensores de HR RHT-2	220	440

1	Sensor de velocidad del viento	84.86	84.86
1	Sensor de dirección del viento	146.3	146.3
1	Sensor de luminosidad PVC-1	18.43	18.43
1	Caja metálica	50	50
4	Anillos para montura de los leds	0.35	1.4
2m	Cable plano para PC	1.2	2.4
40m	Cable 8 hilos	0.8	32
		<b>Total</b>	<b>US\$ 1.115.51</b>

*Tabla 5.1. Listado de precios de los elementos.*

De los precios mostrados en la tabla 5.1, se ve claramente que el costo total del prototipo, lo presenta como competitivo con los de similares características fabricados en el exterior, y que se comercializan en el país.

Una ventaja muy importante es que como se trata de un desarrollo de carácter netamente nacional, el soporte post-venta esta totalmente garantizado, ya que se dispone localmente de toda la tecnología involucrada.

En el costo señalado no se ha considerado la ingeniería involucrada en su desarrollo, lo cual incluye el programa de procesamiento de los datos registrados.

Para concluir, el costo final de comercialización se lo va a fijar en conjunto con la empresa que se encargará de explotar los resultados alcanzados, ya que éste desarrollo se embarca dentro de la ejecución del proyecto P-BID-081, auspiciado por el programa BID-FUNDACYT.



# **ANEXO 1: HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES**

**DALLAS**  
SEMICONDUCTOR

**DS2250(T)**  
Soft Microcontroller Module

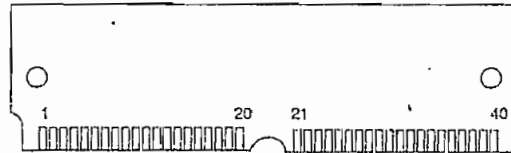
**FEATURES**

- 8-bit 8051 compatible microcontroller adapts to task-at-hand:
  - 8K, 32K, or 64K bytes of nonvolatile RAM for program and/or data memory storage
  - Initial downloading of software in end system via on-chip serial port
  - Capable of modifying its own program and/or data memory in end use
- High-reliability operation:
  - Maintains all nonvolatile resources for 10 years in the absence of  $V_{CC}$
  - Power-fail reset
  - Early warning power-fail interrupt
  - Watchdog timer
- Software Security Feature:
  - Executes encrypted software to prevent unauthorized disclosure
- On-chip, full-duplex serial I/O ports
- Two on-chip timer/event counters
- 32 parallel I/O lines
- Compatible with industry standard 8051 instruction set
- Permanently Powered real time clock

**DESCRIPTION**

The DS2250(T) Soft Microcontroller Module is a fully 8051 compatible 8-bit CMOS microcontroller that offers "softness" in all aspects of its application. This is accomplished through the comprehensive use of nonvolatile technology to preserve all information in the absence of system  $V_{CC}$ . The internal program/data memory space is implemented using 8K, 32K, or 64K bytes of nonvolatile CMOS SRAM. Furthermore, inter-

**PIN ASSIGNMENT**



40-PIN SIMM

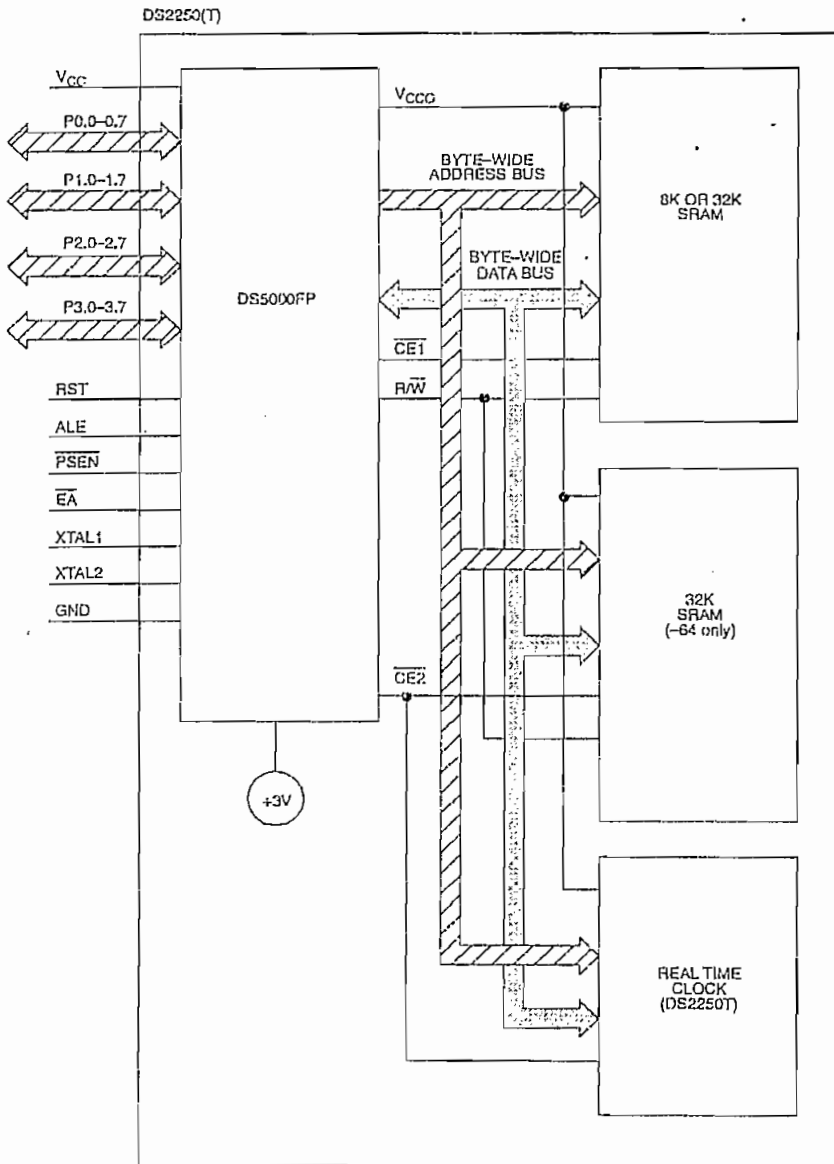
nal data registers and key configuration registers are also nonvolatile. An optional real time clock gives permanently powered timekeeping. The clock keeps time to a hundredth of a second using an on-board crystal. All nonvolatile memory and resources are maintained for over 10 years at room temperature in the absence of power.

## ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	RAM SIZE	MAX CRYSTAL SPEED	TIMEKEEPING?
DS2250-8-16	8K bytes	16 MHz	No
DS2250-32-16	32K bytes	16 MHz	No
DS2250-64-16	64K bytes	16 MHz	No
DS2250T-8-16	8K bytes	16 MHz	Yes
DS2250T-32-16	32K bytes	16 MHz	Yes
DS2250T-64-16	64K bytes	16 MHz	Yes

Operating information is contained in the User's Guide section of the Secure Microcontroller Data Book. This data sheet provides ordering information, pinout, and electrical specifications.

DS2250(T) BLOCK DIAGRAM Figure 1



## PIN DESCRIPTION

PIN	DESCRIPTION
1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15	P1.0 – P1.7. General purpose I/O Port 1
17	RST – Active high reset input. A logic 1 applied to this pin will activate a reset state. This pin is pulled down internally so this pin can be left unconnected if not used. An RC power-on reset circuit is not needed and is not recommended.
19	P3.0 RXD. General purpose I/O port pin 3.0. Also serves as the receive signal for the on board UART. This pin should not be connected directly to a PC COM port.
21	P3.1 TXD. General purpose I/O port pin 3.1. Also serves as the transmit signal for the on board UART. This pin should not be connected directly to a PC COM port.
23	P3.2 $\overline{\text{INT0}}$ . General purpose I/O port pin 3.2. Also serves as the active low External Interrupt 0.
25	P3.3 $\overline{\text{INT1}}$ . General purpose I/O port pin 3.3. Also serves as the active low External Interrupt 1.
27	P3.4 T0. General purpose I/O port pin 3.4. Also serves as the Timer 0 input.
29	P3.5 T1. General purpose I/O port pin 3.5. Also serves as the Timer 1 input.
31	P3.6 $\overline{\text{WR}}$ . General purpose I/O port pin. Also serves as the write strobe for Expanded bus operation.
33	P3.7 $\overline{\text{RD}}$ . General purpose I/O port pin. Also serves as the read strobe for Expanded bus operation.
35, 37	XTAL2, XTAL1. Used to connect an external crystal to the Internal oscillator. XTAL1 is the input to an inverting amplifier and XTAL2 is the output.
39	GND – Logic ground.
26, 28, 30, 32, 34, 36, 38, 40	P2.7–P2.0. General purpose I/O Port 2. Also serves as the MSB of the Expanded Address bus.
24	$\overline{\text{PSEN}}$ – Program Store Enable. This active low signal is used to enable an external program memory when using the Expanded bus. It is normally an output and should be unconnected if not used. $\overline{\text{PSEN}}$ also is used to invoke the Bootstrap Loader. At this time, $\overline{\text{PSEN}}$ will be pulled down externally. This should only be done once the DS2250(T) is already in a reset state. The device that pulls down should be open drain since it must not interfere with $\overline{\text{PSEN}}$ under normal operation.
22	ALE – Address Latch Enable. Used to de-multiplex the multiplexed Expanded Address/Data bus on Port 0. This pin is normally connected to the clock input on a '373 type transparent latch. When using a parallel programmer, this pin also assumes the $\overline{\text{PROG}}$ function for programming pulses.
20	$\overline{\text{EA}}$ – External Access. This pin forces the DS2250(T) to behave like an 8031. No internal memory (or clock) will be available when this pin is at a logic low. Since this pin is pulled down internally, it should be connected to +5V to use NV RAM. In an parallel programmer, this pin also serves as $V_{PP}$ for super voltage pulses.

PIN	DESCRIPTION
4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18	P0.0–P0.7. General purpose I/O Port 0. This port is open-drain and can not drive a logic 1. It requires external pull-ups. Port 0 is also the multiplexed Expanded Address/Data bus. When used in this mode, it does not require pull-ups.
2	$V_{CC} + -5$ volts.

#### INSTRUCTION SET

The DS2250(T) executes an instruction set which is object code compatible with the industry standard 8051 microcontroller. As a result, software development packages which have been written for the 8051 are compatible with the DS2250(T), including cross-assemblers, high-level language compilers, and debugging tools. Note that the DS2250(T) is functionally identical to the DS5000(T) except for package and the 64K memory option.

A complete description for the DS2250(T) instruction set is available in the User's Guide section of the Secure Microcontroller Data Book.

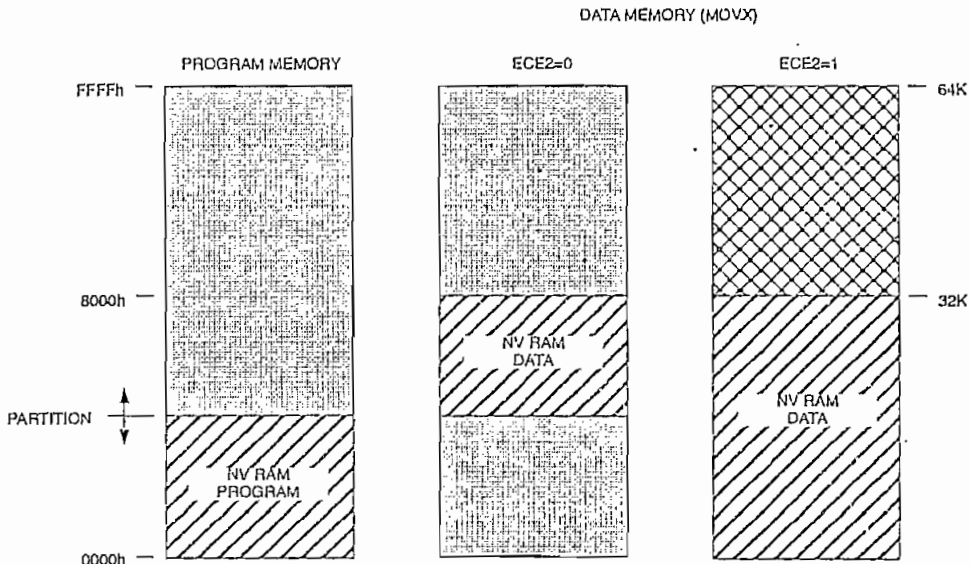
#### MEMORY ORGANIZATION

Figure 2 illustrates the address spaces which are accessed by the DS2250(T). As illustrated in the figure,




separate address spaces exist for program and data memory. Since the basic addressing capability of the machine is 16 bits, a maximum of 64K bytes of program memory and 64K bytes of data memory can be accessed by the DS2250(T) CPU. The 8K or 32K byte RAM area inside of the DS2250(T) can be used to contain both program and data memory. A second 32K RAM is available for data only.

The Real Time Clock (RTC) in the DS2250(T) is reached in the memory map by setting a SFR bit. The MCON.2 bit (ECE2) is used to select an alternate data memory map. While ECE2=1, all MOVXs will be routed to this alternate memory map. The real time clock is a serial device that resides in this area. A full description of the RTC access and example software is given in the User's Guide section of the Secure Microcontroller Data Book.

DS2250(T) MEMORY MAP Figure 2



## LEGEND:

-  = NVRAM MEMORY
-  = EXPANDED BUS (PORTS 0 AND 2)
-  = NOT AVAILABLE

## PROGRAM LOADING

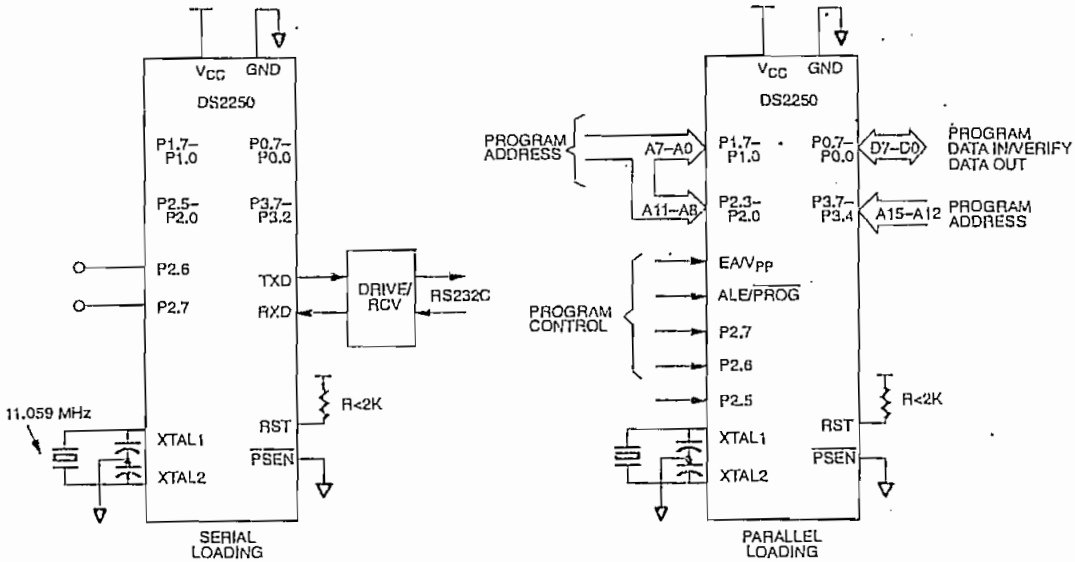
The Program Load Modes allow initialization of the NV RAM Program/Data Memory. This initialization may be performed in one of two ways:

1. Serial Program Loading which is capable of performing Bootstrap Loading of the DS2250(T). This feature allows the loading of the application program to be delayed until the DS2250(T) is installed in the end system.
2. Parallel Program Load cycles which perform the initial loading from parallel address/data information presented on the I/O port pins. This mode is timing-set compatible with the 87C51H microcontroller programming mode.

The DS2250(T) is placed in its Program Load configuration by simultaneously applying a logic 1 to the RST pin and forcing the PSEN line to a logic 0 level. Immediately following this action, the DS2250(T) will look for a parallel Program Load pulse, or a serial ASCII carriage return (0DH) character received at 9600, 2400, 1200, or 300 bps over the serial port.

The hardware configurations used to select these modes of operation are illustrated in Figure 3.

PROGRAM LOADING CONFIGURATIONS Figure 3



SERIAL BOOTSTRAP LOADER

The Serial Program Load Mode is the easiest, fastest, most reliable, and most complete method of initially loading application software into the DS2250(T) nonvolatile RAM. Communication can be performed over a standard asynchronous serial communications port. A typical application would use a simple RS232C serial interface to program the DS2250(T) as a final production procedure. The hardware configuration which is required for the Serial Program Load mode is illustrated in Figure 3. Port pins 2.7 and 2.6 must be either open or pulled high to avoid placing the device in a parallel load cycle. Although an 11.0592 MHz crystal is shown in Figure 3, a variety of crystal frequencies and loader baud rates are supported, shown in Table 2. The serial loader is designed to operate across a three-wire interface from a standard UART. The receive, transmit, and ground wires are all that are necessary to establish communication with the DS2250(T).

The Serial Bootstrap Loader implements an easy-to-use command line interface which allows an application program in an Intel hex representation to be loaded into and read back from the device. Intel hex is the typical format which existing 8051 cross-assemblers output.

The serial loader responds to single character commands which are summarized below:

COMMAND	FUNCTION
C	Return CRC-16 checksum of embedded RAM
D	Dump Intel Hex File
F	Fill embedded RAM block with constant
K	Load 40-bit Encryption Key
L	Load Intel Hex File
R	Read MCON register
T	Trace (Echo) incoming Intel Hex data
U	Clear Security Lock
V	Verify Embedded RAM with incoming Intel Hex
W	Write MCON register
Z	Set Security Lock
P	Put a value to a port
G	Get a value from a port

Table 1 summarizes the selection of the available Parallel Program Load cycles. The timing associated with these cycles is illustrated in the electrical specs.



PARALLEL PROGRAM LOAD CYCLES Table 1

MODE	RST	$\overline{\text{PSEN}}$	$\overline{\text{PROG}}$	$\overline{\text{EA}}$	P2.7	P2.6	P2.5
Program	1	0	0	V <sub>PP</sub>	1	0	X
Security Set	1	0	0	V <sub>PP</sub>	1	1	X
Verify	1	X	X	1	0	0	X
Prog Expanded	1	0	0	V <sub>PP</sub>	0	1	0
Verify Expanded	1	0	1	1	0	1	0
Prog MCON or Key registers	1	0	0	V <sub>PP</sub>	0	1	1
Verify MCON registers	1	0	1	1	0	1	1

The Parallel Program Cycle is used to load a byte of data into a register or memory location within the DS2250(T). The Verify Cycle is used to read this byte back for comparison with the originally loaded value to verify proper loading. The Security Set Cycle may be used to enable and the Software Security feature. One may also enter bytes for the MCON register or for the five encryption registers using the Program MCON cycle. When using this cycle, the absolute register address must be presented at Ports 1 and 2 as in the normal program cycle (Port 2 should be 00H). The MCON contents can likewise be verified using the Verify MCON cycle.

When the DS2250(T) first detects a Parallel Program Strobe pulse or a Security Set Strobe pulse while in the Program Load Mode following a Power-On Reset, the internal hardware of the device is initialized so that an existing 4K byte program can be programmed into a DS2250(T) with little or no modification. This initialization automatically sets the Range Address for 3K bytes and maps the lowest 4K byte bank of Embedded RAM

as program memory. The next 4K bytes of Embedded RAM are mapped as Data Memory.

In order to program more than 4K bytes of program code, the Program/Verify Expanded cycles can be used. Up to 32K bytes of program code can be entered and verified. Note that the expanded 32K byte Program/Verify cycles take much longer than the normal 4K byte Program/Verify cycles.

A typical parallel loading session would follow this procedure. First, set the contents of the MCON register with the correct range and partition only if using expanded programming cycles. Next, the encryption registers can be loaded to enable encryption of the program/data memory (not required). Then, program the DS2250(T) using either normal or expanded program cycles and check the memory contents using Verify cycles. The last operation would be to turn on the security lock feature by either a Security Set cycle or by explicitly writing to the MCON register and setting MCON.0 to a 1.

SERIAL LOADER BAUD RATES FOR DIFFERENT CRYSTAL FREQUENCIES Table 2

CRYSTAL FREQ (MHz)	BAUD RATE					
	300	1200	2400	9600	19200	57600
14.7456		Y	Y	Y	Y	
11.0592	Y	Y	Y	Y	Y	Y
9.21600	Y	Y	Y	Y		
7.37280	Y	Y	Y	Y		
5.52960	Y	Y	Y	Y		
1.84320	Y	Y	Y	Y		

**ADDITIONAL INFORMATION**

A complete description for all operational aspects of the DS2250(T) is provided in the User's Guide section of the Secure Microcontroller Data Book.

**DEVELOPMENT SUPPORT**

Dallas Semiconductor offers a kit package for developing and testing user code. The DS5000TK Evaluation

Kit allows the user to download Intel hex formatted code directly to the DS2250(T) from a PC-XT/AT or compatible computer. The kit consists of a DS5000T-32-12, an interface pod, demo software, and an RS232 connector that attaches to the COM1 or COM2 serial port of a PC. The kit can be used with a DS2250(T). A mechanical adaptor, the DS9075-40V, allows a DS2250(T) to be used in the DS5000TK. See the Secure Microcontroller User's Guide for further details.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\***

Voltage on Any Pin Relative to Ground  
 Operating Temperature  
 Storage Temperature  
 Soldering Temperature

-0.3V to +7.0V  
 0°C to 70°C  
 -40°C to +70°C  
 260°C for 10 seconds

\* This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods of time may affect reliability.

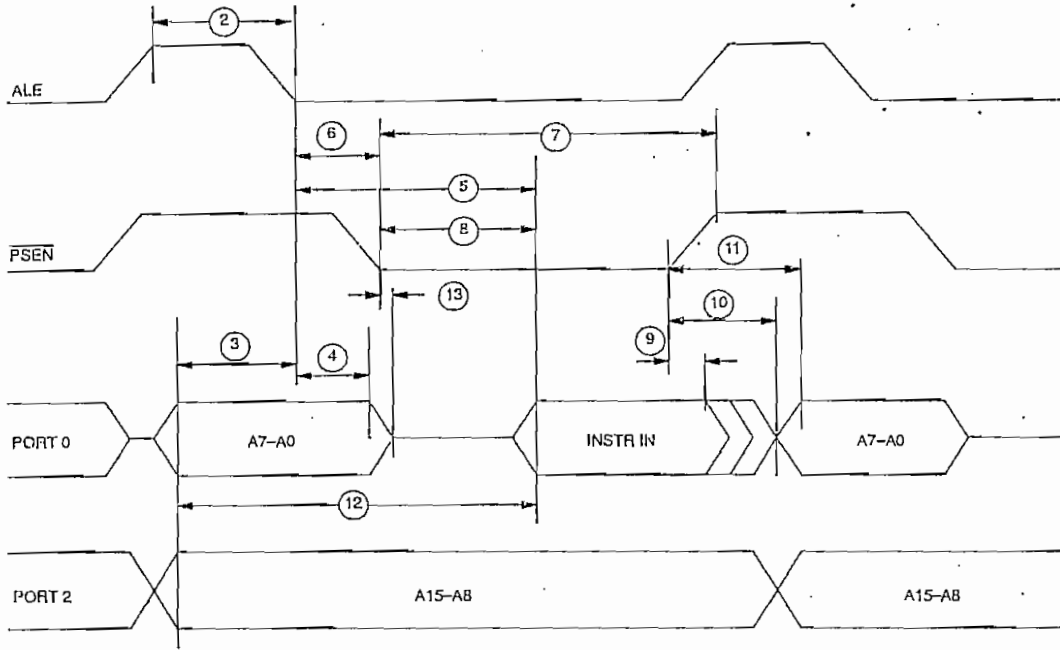
**DC CHARACTERISTICS** $(T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}; V_{CC} = 5V \pm 5\%)$ 

PARAMETER	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Input Low Voltage	$V_{IL}$	-0.3		+0.8	V	1
Input High Voltage	$V_{IH1}$	2.0		$V_{CC} + 0.3$	V	1
Input High Voltage RST, XTAL1	$V_{IH2}$	3.5		$V_{CC} + 0.3$	V	1
Output Low Voltage @ $I_{OL} = 1.6$ mA (Ports 1, 2, 3)	$V_{OL1}$		0.15	0.45	V	
Output Low Voltage @ $I_{OL} = 3.2$ mA (Ports 0, ALE, PSEN)	$V_{OL2}$		0.15	0.45	V	1
Output High Voltage @ $I_{OH} = -80$ $\mu$ A (Ports 1, 2, 3)	$V_{OH1}$	2.4	4.8		V	1
Output High Voltage @ $I_{OH} = -400$ $\mu$ A (Ports 0, ALE, PSEN)	$V_{OH2}$	2.4	4.8		V	1
Input Low Current $V_{IN} = 0.45$ V (Ports 1, 2, 3)	$I_{IL}$			-50	$\mu$ A	
Transition Current; 1 to 0 $V_{IN} = 2.0$ V (Ports 1, 2, 3)	$I_{TL}$			-500	$\mu$ A	
Input Leakage Current $0.45 < V_{IN} < V_{CC}$ (Port 0)	$I_L$			$\pm 10$	$\mu$ A	
RST, $\overline{EA}$ Pulldown Resistor	$R_{PE}$	40		125	$K\Omega$	
Stop Mode Current	$I_{SM}$			80	$\mu$ A	4
Power Fail Warning Voltage	$V_{PFW}$	4.15	4.6	4.75	V	1
Minimum Operating Voltage	$V_{CCmin}$	4.05	4.5	4.65	V	1
Programming Supply Voltage (Parallel Program Mode)	$V_{PP}$	12.5		13	V	1
Program Supply Current	$I_{PP}$		15	20	mA	
Operating Current DS2250-8K DS2250-32K @ 12 MHz DS2250(T)-64-16 @ 16 MHz	$I_{CC}$			43 48 54	mA	2
Idle Mode Current @ 8 MHz	$I_{CC}$			6.2	mA	3

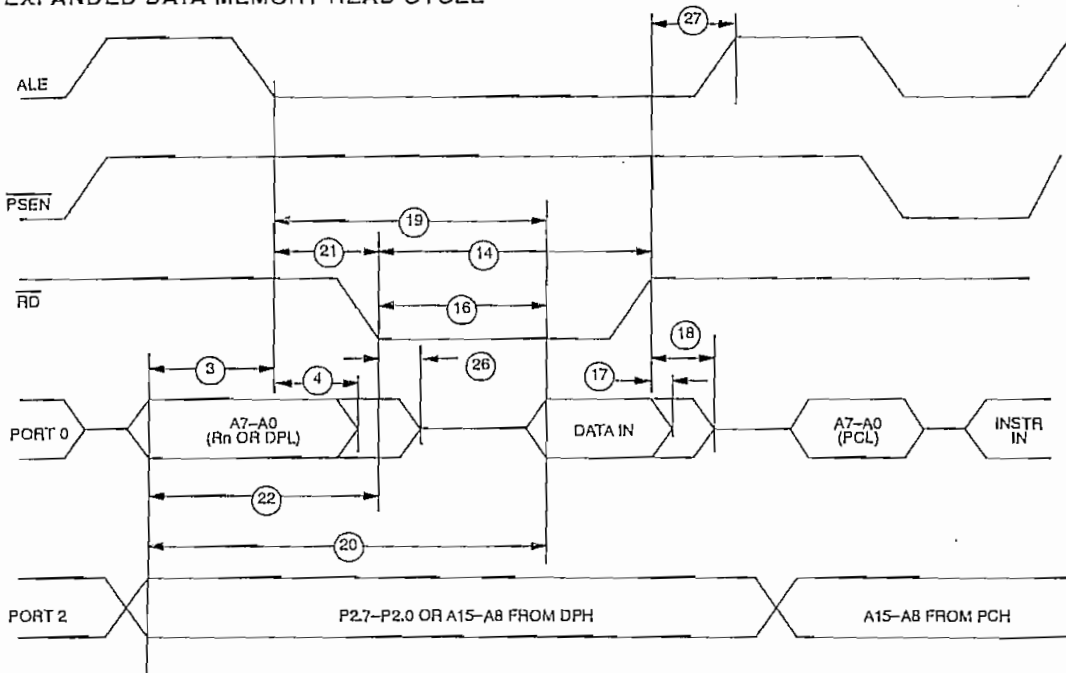
**AC CHARACTERISTICS**  
**EXPANDED BUS MODE TIMING SPECIFICATIONS**
 $(t_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}; V_{CC} = 5V \pm 5\%)$ 

#	PARAMETER	SYMBOL	MIN	MAX	UNITS
1	Oscillator Frequency	$1/t_{CLK}$	1.0	16 (-16)	MHz
2	ALE Pulse Width	$t_{ALPW}$	$2t_{CLK} - 40$		ns
3	Address Valid to ALE Low	$t_{AVALL}$	$t_{CLK} - 40$		ns
4	Address Hold After ALE Low	$t_{AVAAV}$	$t_{CLK} - 35$		ns
5	ALE Low to Valid Instr. In @ 12 MHz @ 16 MHz	$t_{ALLVI}$		$4t_{CLK} - 150$ $4t_{CLK} - 90$	ns
6	ALE Low to $\overline{PSEN}$ Low	$t_{ALLPSL}$	$t_{CLK} - 25$		ns
7	$\overline{PSEN}$ Pulse Width	$t_{PSPW}$	$3t_{CLK} - 35$		ns
8	$\overline{PSEN}$ Low to Valid Instr. In @ 12 MHz @ 16 MHz	$t_{PSLVI}$		$3t_{CLK} - 150$ $3t_{CLK} - 90$	ns ns
9	Input Instr. Hold after $\overline{PSEN}$ Going High	$t_{PSIV}$	0		ns
10	Input Instr. Float after $\overline{PSEN}$ Going High	$t_{PSIX}$		$t_{CLK} - 20$	ns
11	Address Hold after $\overline{PSEN}$ Going High	$t_{PSAV}$	$t_{CLK} - 8$		ns
12	Address Valid to Valid Instr. In @ 12 MHz @ 16 MHz	$t_{AVVI}$		$5t_{CLK} - 150$ $5t_{CLK} - 90$	ns ns
13	$\overline{PSEN}$ Low to Address Float	$t_{PSLAZ}$	0		ns
14	$\overline{RD}$ Pulse Width	$t_{RDPW}$	$6t_{CLK} - 100$		ns
15	$\overline{WR}$ Pulse Width	$t_{WRPW}$	$6t_{CLK} - 100$		ns
16	$\overline{RD}$ Low to Valid Data In @ 12 MHz @ 16 MHz	$t_{RDLDV}$		$5t_{CLK} - 165$ $5t_{CLK} - 105$	ns ns
17	Data Hold after $\overline{RD}$ High	$t_{RDHDV}$	0		ns
18	Data Float after $\overline{RD}$ High	$t_{RDHDZ}$		$2t_{CLK} - 70$	ns
19	ALE Low to Valid Data In @ 12 MHz @ 16 MHz	$t_{ALLVD}$		$8t_{CLK} - 150$ $8t_{CLK} - 90$	ns ns
20	Valid Addr. to Valid Data In @ 12 MHz @ 16 MHz	$t_{AVDV}$		$9t_{CLK} - 165$ $9t_{CLK} - 105$	ns ns
21	ALE Low to $\overline{RD}$ or $\overline{WR}$ Low	$t_{ALLRDL}$	$3t_{CLK} - 50$	$3t_{CLK} + 50$	ns
22	Address Valid to $\overline{RD}$ or $\overline{WR}$ Low	$t_{AVRDL}$	$4t_{CLK} - 130$		ns
23	Data Valid to $\overline{WR}$ Going Low	$t_{DVWRL}$	$t_{CLK} - 60$		ns
24	Data Valid to $\overline{WR}$ High @ 12 MHz @ 16 MHz	$t_{DVWRH}$	$7t_{CLK} - 150$ $7t_{CLK} - 90$		ns ns
25	Data Valid after $\overline{WR}$ High	$t_{WRHDV}$	$t_{CLK} - 50$		ns
26	$\overline{RD}$ Low to Address Float	$t_{RDLAZ}$		0	ns
27	$\overline{RD}$ or $\overline{WR}$ High to ALE High	$t_{RDHALH}$	$t_{CLK} - 40$	$t_{CLK} + 50$	ns

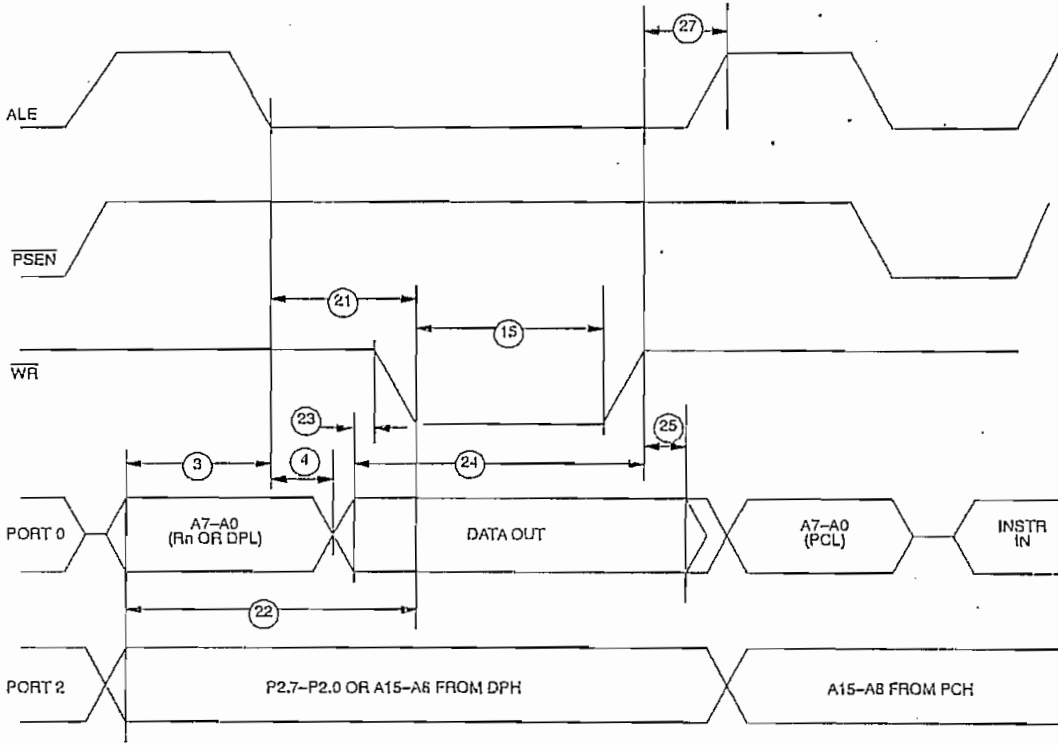
EXPANDED PROGRAM MEMORY READ CYCLE



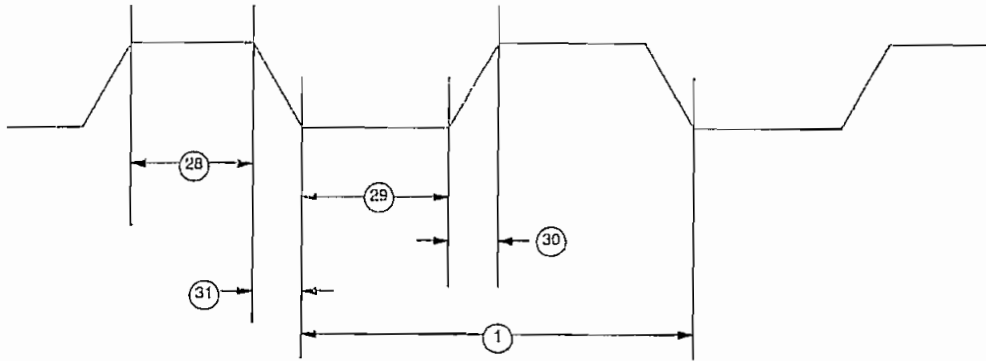
EXPANDED DATA MEMORY READ CYCLE



EXPANDED DATA MEMORY WRITE CYCLE



EXTERNAL CLOCK TIMING



AC CHARACTERISTICS (cont'd)  
EXTERNAL CLOCK DRIVE

( $t_A = 0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ ;  $V_{CC} = 5V \pm 5\%$ )

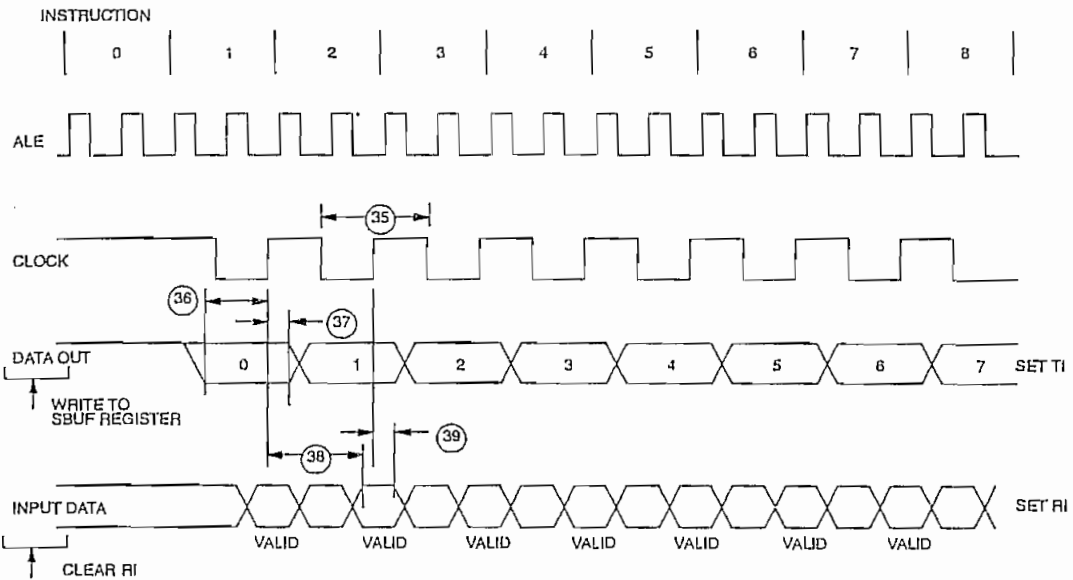
#	PARAMETER	SYMBOL	MIN	MAX	UNITS
28	External Clock High Time @12 MHz @16 MHz	$t_{CLKHPW}$	20 15		ns ns
29	External Clock Low Time @12 MHz @16 MHz	$t_{CLKLPW}$	20 15		ns ns
30	External Clock Rise Time @12 MHz @16 MHz	$t_{CLKR}$		20 15	ns ns
31	External Clock Fall Time @12 MHz @16 MHz	$t_{CLKF}$		20 15	ns ns

AC CHARACTERISTICS (cont'd)  
SERIAL PORT TIMING – MODE 0

( $t_A = 0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ ;  $V_{CC} = 5V \pm 5\%$ )

#	PARAMETER	SYMBOL	MIN	MAX	UNITS
35	Serial Port Cycle Time	$t_{SPCLK}$	$12t_{CLK}$		$\mu\text{s}$
36	Output Data Setup to Rising Clock Edge	$t_{DOCH}$	$10t_{CLK} - 133$		ns
37	Output Data Hold after Rising Clock Edge	$t_{CHDO}$	$2t_{CLK} - 117$		ns
38	Clock Rising Edge to Input Data Valid	$t_{CHDV}$		$10t_{CLK} - 133$	ns
39	Input Data Hold after Rising Clock Edge	$t_{CHDV}$	0		ns

SERIAL PORT TIMING – MODE 0

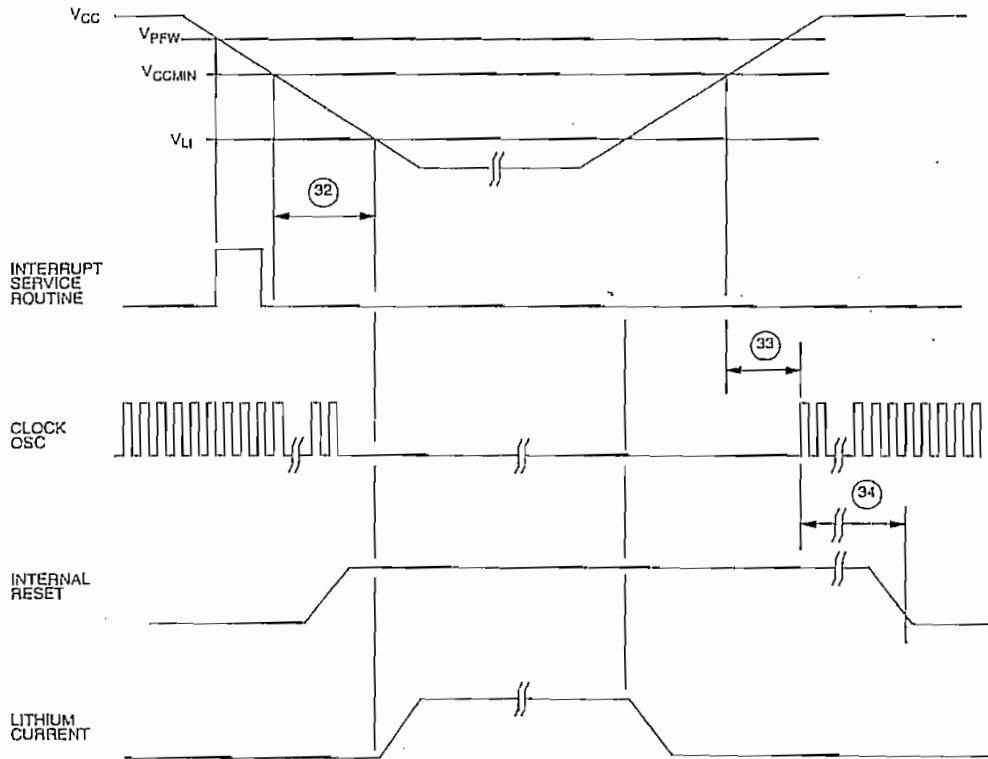


AC CHARACTERISTICS (cont'd)  
POWER CYCLING TIMING

( $t_A = 0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ ;  $V_{CC} = 5V \pm 5\%$ )

#	PARAMETER	SYMBOL	MIN	MAX	UNITS
32	Slew Rate from $V_{CCmin}$ to 3.3V	$t_F$	40		$\mu\text{s}$
33	Crystal Start-up Time	$t_{CSU}$		(note 5)	
34	Power-On Reset Delay	$t_{POR}$		21504	$t_{CLK}$

POWER CYCLE TIMING





## AC CHARACTERISTICS (cont'd)

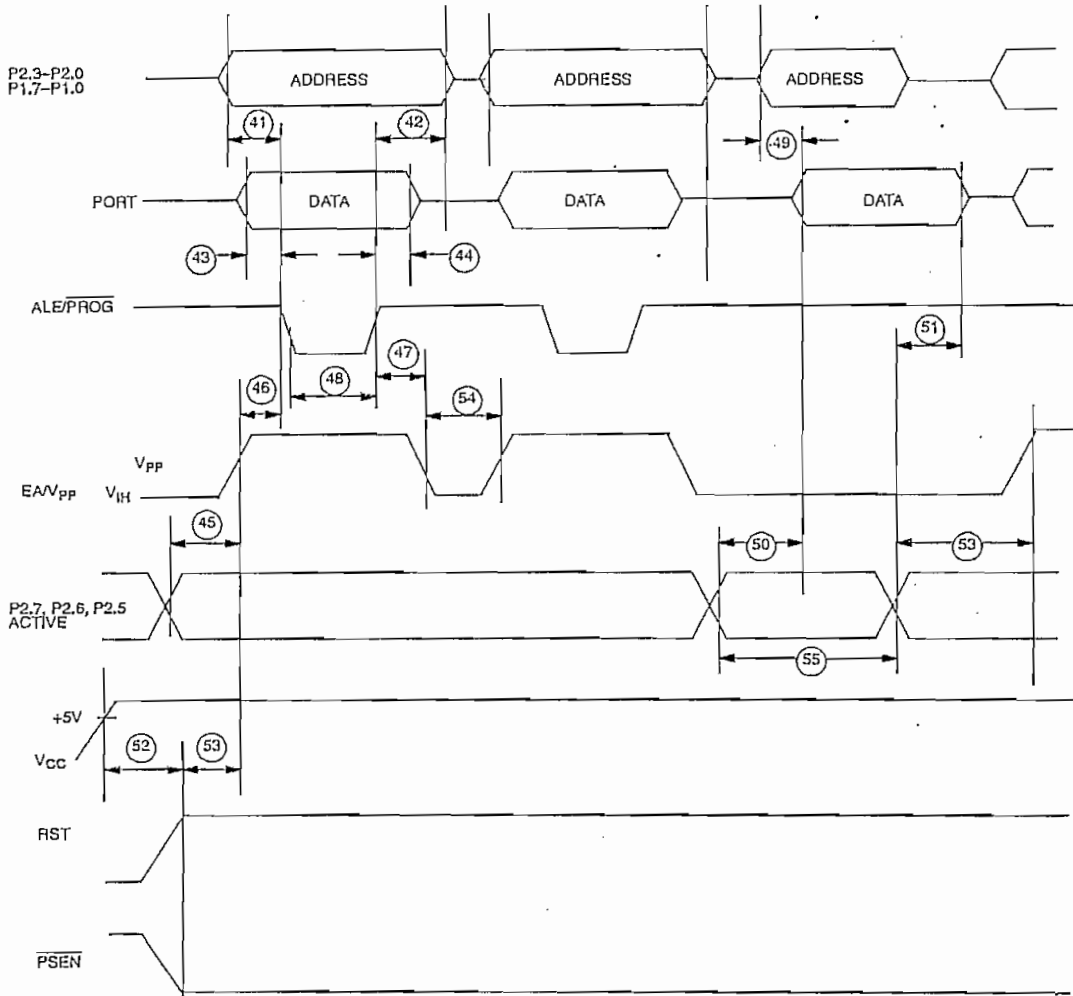
## PARALLEL PROGRAM LOAD TIMING

 $(t_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}; V_{CC} = 5V \pm 5\%)$ 

#	PARAMETER	SYMBOL	MIN	MAX	UNITS
40	Oscillator Frequency	$1/t_{CLK}$	1.0	12.0	MHz
41	Address Setup to $\overline{PROG}$ Low	$t_{AVPRL}$	0		
42	Address Hold after $\overline{PROG}$ High	$t_{PRHAV}$	0		
43	Data Setup to $\overline{PROG}$ Low	$t_{DVPRL}$	0		
44	Data Hold after $\overline{PROG}$ High	$t_{PRHDV}$	0		
45	P2.7, 2.6, 2.5 Setup to $V_{PP}$	$t_{P27HVP}$	0		
46	$V_{PP}$ Setup to $\overline{PROG}$ Low	$t_{VPHPRL}$	0		
47	$V_{PP}$ Hold after $\overline{PROG}$ Low	$t_{PRHVPL}$	0		
48	$\overline{PROG}$ Width Low	$t_{PRW}$	2400		$t_{CLK}$
49	Data Output from Address Valid	$t_{AVDV}$		48 1800*	$t_{CLK}$
50	Data Output from P2.7 Low	$t_{DVP27L}$		48 1800*	$t_{CLK}$
51	Data Float after P2.7 High	$t_{P27HDZ}$	0	48 1800*	$t_{CLK}$
52	Delay to Reset/ $\overline{PSEN}$ Active after Power On	$t_{PORPV}$	21504		$t_{CLK}$
53	Reset/ $\overline{PSEN}$ Active (or Verify Inactive) to $V_{PP}$ High	$t_{RAVPH}$	1200		$t_{CLK}$
54	$V_{PP}$ Inactive (Between Program Cycles)	$t_{VPPPC}$	1200		$t_{CLK}$
55	Verify Active Time	$t_{VFT}$	48 2400*		$t_{CLK}$

\* Second set of numbers refers to expanded memory programming up to 32K bytes.

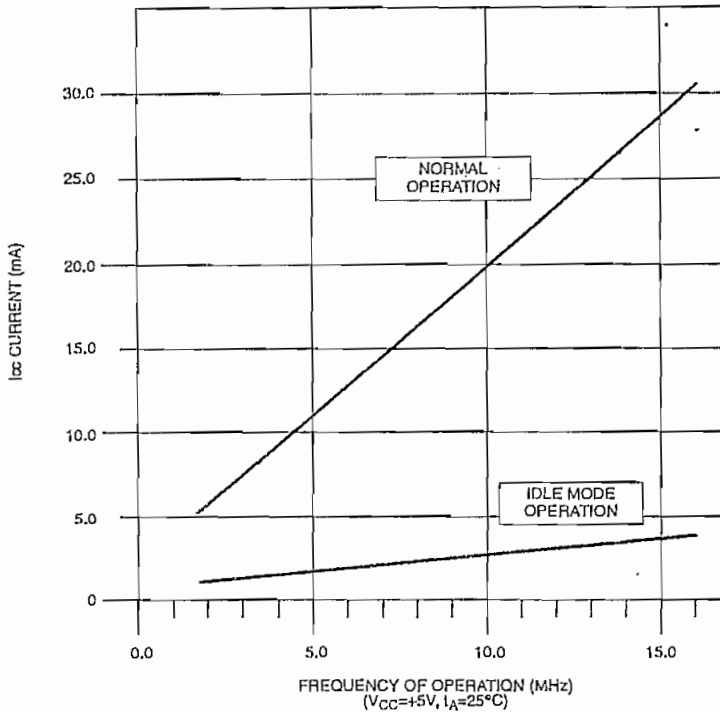
PARALLEL PROGRAM LOAD TIMING



CAPACITANCE

(test frequency = 1 MHz; t<sub>A</sub> = 25°C)

PARAMETER	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Output Capacitance	C <sub>O</sub>			10	pF	
Input Capacitance	C <sub>I</sub>			10	pF	

DS2250(T) TYPICAL  $I_{CC}$  VS. FREQUENCY

Normal operation is measured using:

- 1) External crystals on XTAL1 and 2
- 2) All port pins disconnected
- 3) RST=0 volts and EA= $V_{CC}$
- 4) Part performing endless loop writing to internal memory

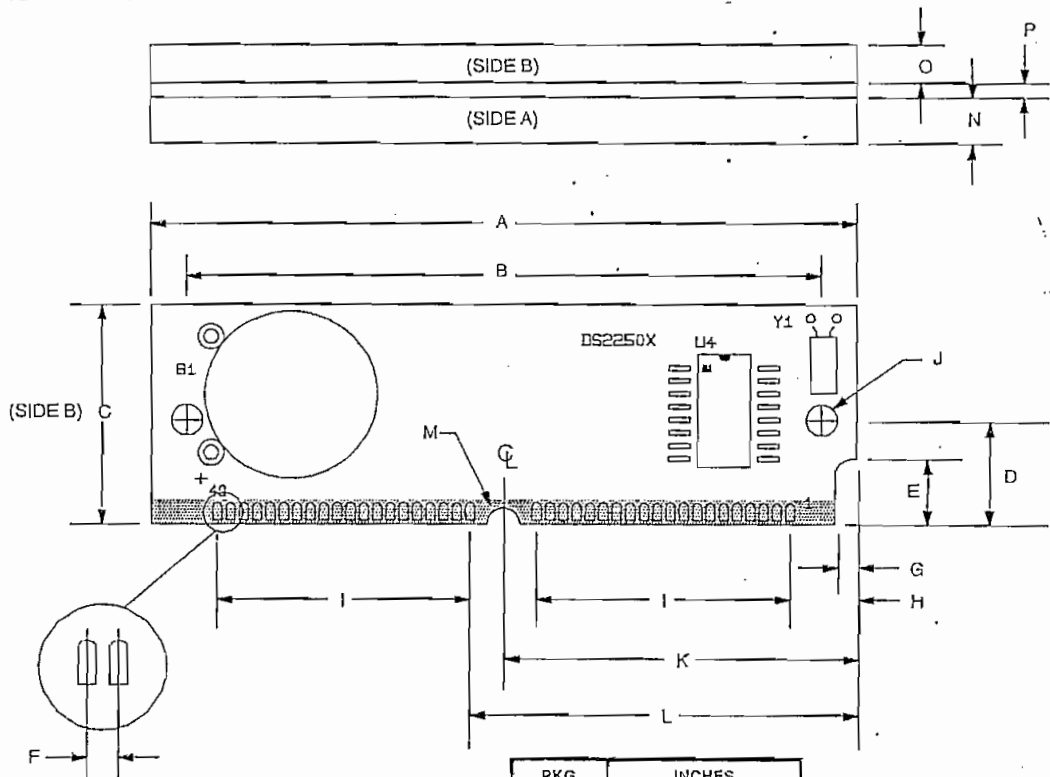
Idle mode operation is measured using:

- 1) External clock source at XTAL1; XTAL2 floating
- 2) All port pins disconnected
- 3) RST=0 volts and EA= $V_{CC}$
- 4) Part set in IDLE mode by software

## NOTES:

1. All voltages are referenced to ground.
2. Maximum operating  $I_{CC}$  is measured with all output pins disconnected; XTAL1 driven with  $t_{CLKR}$ ,  $t_{CLKF}=10$  ns,  $V_{IL}=0.5V$ ; XTAL2 disconnected;  $\overline{EA} = RST = PORT0 = V_{CC}$ .
3. Idle mode  $I_{CC}$  is measured with all output pins disconnected; XTAL1 driven at 8 MHz with  $t_{CLKR}$ ,  $t_{CLKF} = 10$  ns,  $V_{IL} = 0.5V$ ; XTAL2 disconnected;  $\overline{EA} = PORT0 = V_{CC}$ , RST =  $V_{SS}$ .
4. Stop mode  $I_{CC}$  is measured with all output pins disconnected;  $\overline{EA} = PORT0 = V_{CC}$ ; XTAL2 not connected; RST =  $V_{SS}$ .
5. Crystal start-up time is the time required to get the mass of the crystal into vibrational motion from the time that power is first applied to the circuit until the first clock pulse is produced by the on-chip oscillator. The user should check with the crystal vendor for the worst case spec on this time.

PACKAGE DRAWING



PKG	INCHES	
	MIN	MAX
A	2.645	2.655
B	2.379	2.389
C	0.845	0.855
D	0.395	0.405
E	0.245	0.255
F	0.050 BSC	
G	0.075	0.085
H	0.245	0.255
I	0.950 BSC	
J	0.120	0.130
K	1.320	1.330
L	1.445	1.455
M	0.057	0.007
N	-	0.160
O	-	0.195
P	0.047	0.054

**DATA SHEET REVISION SUMMARY**

The following represent the key differences between 12/13/95 and 08/16/96 version of the DS2250(T) data sheet. Please review this summary carefully.

1. Correct Figure 3 to show RST active high.
2. Add minimum value to PCB thickness.

SECTION 14: SERIAL I/O

FUNCTION DESCRIPTION

The Secure Microcontroller, like the 8051, includes a powerful Serial I/O (UART) port capable of both synchronous and asynchronous communication. The baud rate and time-base source is fully programmable. The serial port uses P3.0 as Receive Data (RXD) and P3.1 Transmit Data (TXD). Note that no special action other than enabling the function (i.e. writing a logic 1 to the corresponding port pins) is required to make these pins become the serial port. The serial port is capable of full duplex operation in asynchronous mode and half-duplex operation in synchronous mode.

The serial port consists of a receive shift register, receive buffer, transmit shift register and control logic. An incoming serial word from an external source is shifted into the receive shift register one bit at a time. Bits are shifted at the baud rate, which is programmable. The baud rate must be programmed by user's software to match the incoming frequency or the serial data will be unintelligible. Once the word is received, the serial port transfers it into the receive buffer. At this time, the serial port can receive another byte into its shift register. Once a word is received, the software should read the receive buffer before another word is completely received. The serial port will automatically transfer the new word into the receive buffer regardless of whether software has read the old value. This destroys the data that had been present from the previous word. At 9600

baud, receiving an asynchronous word takes 1.04 ms. Thus software must read a received word within 1.04 ms or it may be overwritten by another incoming word.

The transmit shift register has no buffer. Software writes into the shift register and the word is immediately shifted out. Thus software must wait until the serial word is shifted out before writing another to transmit. Both the receive buffer and the transmit shift register are located in the SFR map. Furthermore, they reside at the same address called SBUF (99h). Reading SBUF automatically transfers the word out of the serial receive buffer. Writing to SBUF automatically transfers a byte into the transmit shift register. Serial Port operation is controlled via the SCON (98h) register.

Each serial port function (receive and transmit) is capable of generating an interrupt. If enabled, the receive function interrupts the CPU when a word has been shifted in. This indicates that software should read the receive buffer. The serial port will set the RI flag bit in the SCON.0 location to indicate the source of the interrupt. The serial port will also generate an interrupt when it has completely shifted out a word. This indicates that another word can be transmitted. The serial port will set the TI flag bit at SCON.1 to indicate the source of the interrupt. Remember that the Serial Interrupt vectors to location 23h regardless of the source. The ISR must determine the cause of the interrupt from the flags mentioned above.

SERIAL PORT OPERATING MODES Table 14-1

MODE	SYNC/ASYNC	BAUD CLOCK	DATA BITS	START/STOP	9TH DATA BIT FUNCTION
MODE 0	SYNC	12 f <sub>CLK</sub>	8	None	None
MODE 1	ASYNC	Timer 1 Overflow	8	1 Start 1 Stop	None
MODE 2	ASYNC	32 f <sub>CLK</sub> or 64 f <sub>CLK</sub>	9	1 Start 1 Stop	0, 1, or parity
MODE 3	ASYNC	Timer 1 Overflow	9	1 Start 1 Stop	0, 1, or parity

The serial port has four modes (Mode 0-3) of operation as shown in Table 14-1. Mode 0, is a synchronous mode. This means that the microcontroller serial port will supply a clock to synchronize the data I/O shifting. One clock pulse is generated per bit. The external device that is communicating with the micro must also use this clock. This mode is typically used with serial peripherals. Synchronous mode is generally capable of

a higher speed communication speeds than the asynchronous modes. It generates its speed as a fixed function of 12 microcontroller oscillator clocks per bit.

Mode 1 is a 10-bit asynchronous mode using 8-bit words, one start bit, and one stop bit. The time base is generated from the Timer 1 overflow and is therefore fully programmable. A user simply loads the timer with a

value that generates the required time interval at its overflow. This is the most common mode of communicating with a PC COM port or similar device. When talking to a PC in Mode 1, the PC would be set to 8-N-1 (8 bits, no parity, 1 stop). Common baud rates are 2400, 9600, and 19200 bps, but it can communicate as fast as 57,600 bps in Mode 1.

Mode 2 is an 11-bit asynchronous mode using 8 or 9-bit words and one stop bit. The time base offers a choice of two fixed relationships of either 32 or 64 oscillator clocks per bit. It is not otherwise programmable in speed. The 9th bit is selected manually. It can be set to a 1, 0, or parity. Thus Mode 2 could appear to have two stop bits by selecting the 9th bit to be a logic 1.

Mode 3 is similar to Modes 1 and 2. Like Mode 2, it uses 9-bit words instead of 8. Also like Mode 2, the 9th bit can

be either 0, 1, or parity. Like Mode 1, it uses the Timer 1 mechanism to generate baud rates. This mode can be used with a PC COM port set for 8-N-2 (8 bits, no parity, two stop bits) by setting the 9th bit to a 1. It can also support 8E1 (8 bits, even parity, one stop). Parity is done by transferring the parity bit (PSW.0) to the 9th bit of the serial port (SCON.3). Since the CPU sets the parity bit to indicate an odd number of bits in the accumulator, a 9-bit serial word containing this parity bit would have even parity.

The serial port is controlled by the SCON register at SFR location 98h. These bits are described below in Figure 14-1. The serial port begins transmission after software writes to the SBUF register. Data is always shifted out with the LSB first. Each mode is discussed in detail below following Figure 14-1.

**SERIAL PORT CONTROL REGISTER Figure 14-1**

**Bit Description:**

SCON.7, SCON.6: SM0, SM1

"Mode Select": Used to select the operational mode of the serial I/O port as follows:

SM0	SM1	MODE	FUNCTION	WORD LENGTH	BAUD CLOCK PERIOD
0	0	Mode 0	Sync	8 bits	12 t <sub>CLK</sub>
0	1	Mode 1	Async	10 bits	Timer 1 Overflow
1	0	Mode 2	Async	11 bits	64 t <sub>CLK</sub> or 32 t <sub>CLK</sub>
1	1	Mode 3	Async	11 bits	Timer 1 Overflow

Initialization: Cleared to a 0 on any type of reset.

SCON.5: SM2

"Multiple MCU Comm.": Used to enable the multiple microcontroller communications feature for Modes 2 and 3. When SM2=1, RI will be activated only when serial words are received which cause RB8 to be set to 1.

Initialization: Cleared to a 0 on any type of reset.

SCON.4: REN

"Receive Enable": When set to 1, the receive shift register will be enabled. Disabled when cleared to 0.

Initialization: Cleared to a 0 on any type of reset.

SCON.3: TB8

"Xmit Bit 8": Can be set or cleared to define the state of the 9th data bit in Modes 2 and 3 of a serial data word.

Initialization: Cleared to a 0 on any type of reset.

<b>SCON.2:</b>	<b>RB8</b>
"Rcv. Bit 8":	Indicates the state of the 9th data bit received while in Mode 2 or 3 operation. If Mode 1 is selected with SM2=0, RB8 is the state of the stop bit which was received. RB8 is not used in Mode 0.
Initialization:	Cleared to a 0 on any type of reset.
<b>SCON.1:</b>	<b>TI</b>
"Xmit Interrupt":	Status bit used to signal that a word has been completely shifted out in Mode 0; it is set at the end of the 8th data bit. Set when the stop bit is transmitted.
Initialization:	Cleared to a 0 on any type of reset.
<b>SCON.0:</b>	<b>RI</b>
"Receive Interrupt":	Status bit used to signal that a serial data word has been received and loaded into the receive buffer register. In Mode 0, it is set at the end of the 8th bit time. It is set at the mid-bit time of the incoming stop bit in all other modes of a valid received word according to the state of SM2.
Initialization:	Cleared to a 0 on any type of reset.

**BAUD RATE GENERATION**

As shown in Table 14-1, the baud rate clock source for the serial I/O is determined by the selection of the operating mode.

In Modes 0 and 2, the baud rate is divided down from the clock oscillator frequency by a fixed value. In Mode 0, the baud rate is 1/12 of the clock oscillator frequency, or:

$$\text{Mode 0 Baud Rate} = \frac{1}{12t_{\text{CLK}}}$$

In Mode 2, the baud rate is either 1/32 or 1/64 of the clock oscillator frequency. This selection is dependent on the state of the SMOD bit (PCON,7). If SMOD=0, the baud rate will be 1/64 the clock oscillator frequency. If SMOD=1, the baud rate is 1/32 the clock oscillator frequency. This can also be given as:

$$\text{Mode 2 Baud Rate} = \frac{2^{\text{SMOD}}}{64} \times \frac{1}{t_{\text{CLK}}}$$

Note that  $2^{\text{SMOD}}$  means two to the power of SMOD.  $2^0=1$ ,  $2^1=2$

The baud rates in Modes 1 and 3 are variable because they are a function of the Timer 1 overflow signal and the value of the SMOD bit. A general equation which describes the baud rate frequency can be given as:

$$\text{Mode 1, 3 Baud Rate} = \frac{2^{\text{SMOD}}}{32} \times \frac{1}{t_{T1}}$$

where,  $t_{T1}$  is the overflow period of Timer 1. In this application Timer 1 can be configured in either the timer or the counter configuration. If the counter configuration is selected, then the baud rate frequency will be divided down from an external clock source applied to the P3.3 (INT1) pin. As a general guideline, the GATE bit for Timer 1 should be 0 if the counter function is selected in this situation so that a continuous clock source will be available for the baud generator.



In most applications, Timer 1 will be configured as a timer which uses the internal clock oscillator frequency as its clock source. The baud rate will then be divided down from the time base applied to the XTAL1 and XTAL2 pins. In order to provide the most flexibility, Timer 1 should be programmed to operate in Mode 2 which con-

figures TL1 as an 8-bit timer which is automatically reloaded with the value held in TH1 when its timeout condition is reached. This operational mode is selected by assigning the TMOD register control bits in the following configuration:

<u>D7</u>	<u>D6</u>	<u>D5</u>	<u>D4</u>	<u>D3</u>	<u>D2</u>	<u>D1</u>	<u>D0</u>
GATE	C/T	M1	M0	GATE	C/T	M1	M0
0	0	1	0	X	X	X	X

In the configuration selected above, the baud rate for the serial port can be expressed as:

$$\text{Serial I/O Mode 1, 3 Baud Rate} = \frac{2^{\text{SMOD}}}{32} \times \frac{1}{121_{\text{CLK}} (256 - (\text{TH1}))}$$

Table 14-2 lists some commonly used baud rates which can be derived by using Timer 1 in the timer configura-

tion described above with a 11.059 MHz crystal as the time base.

TIMER 1 BAUD RATE GENERATION Table 14-2

BAUD RATE (BPS)	1/t <sub>CLK</sub> (MHz)	SMOD (PCON.7)	TIMER 1 C/T	TIMER MODE	TH1
19200	11.059	1	0	2	0FDH
9600	11.059	0	0	2	0FDH
4800	11.059	0	0	2	0FAH
2400	11.059	0	0	2	0F4H
1200	11.059	0	0	2	0E8H
300	11.059	0	0	2	0A0H

When Timer 1 is used in this manner its interrupt should be disabled since the timeout period is much faster than is reasonable for interrupt response and service by the application software. See the application note at the end of this section.

shown in Figure 14-2 as a reference for the following discussion.

**SYNCHRONOUS OPERATION (MODE 0)**

Mode 0 is the synchronous operating Mode 0 of the Serial I/O Port. It is intended primarily for transferring data to external shift registers or for communication with serial peripheral devices. The word length is eight bits on both transmit and receive. Serial data is both input and output on the RXD pin. Both transmit and receive data are synchronized to a clock signal which is output on the TXD pin at the serial data rate fixed at 1/12 of the frequency of the clock oscillator. A block diagram of the serial I/O port and timing waveforms for Mode 0 is

Serial data output is initiated following any instruction which causes data to be written to the Transmit Shift register located at the SBUF register address. At the time that data is written to the Transmit Shift register, a 1 is simultaneously written to the 9th bit position of the register (D8). The internal WRSBUF signal is pulsed during S6P2 and data is shifted out LSB first beginning at S6P2 of the next machine cycle. The contents of the Transmit Shift register are shifted to the right one position during S6P2 of every machine cycle until D7 has been output. As each shift right operation is performed, a 0 is shifted into the MSB position from the left. At the end of the D7 bit time, another shift is performed at S6P2 which loads the output latch of RXD with the 1 which

**AUTO-BAUD RATE DETECTION**

The Serial Bootstrap Loader has the capability of determining which of the six supported baud rate frequencies is being used for communication and initializing its internal hardware for communication at that frequency. When the Program Load mode is first invoked, the device will watch for activity on the serial port. If a <CR> character is received at one of the six supported baud rates, then operation in the Serial Program Load mode will be established. The loader expects to talk asynchronously at 300, 1200, 2400, 9600, 19200, or 57600 baud

using eight data bits, no parity, and one stop bit in full duplex. A break signal followed by a carriage return will cause a re-determination of baud rate. Although an 11.0592 MHz crystal is standard for generating baud rates, the auto-baud rate detector allows a variety of crystals to be used. If a crystal frequency other than 11.0592 MHz is used, then the baud rate frequencies which will be recognized by the serial loader are shown in Table 16-1. Other crystals will generate non-standard baud rates.

**SERIAL LOADER BAUD RATES FOR DIFFERENT CRYSTAL FREQUENCIES Table 16-1**

CRYSTAL FREQ (MHz)	BAUD RATE					
	300	1200	2400	9600	19200	57600
14.7456		Y	Y	Y	Y	
11.0592	Y	Y	Y	Y	Y	Y
9.21600	Y	Y	Y	Y		
7.37280	Y	Y	Y	Y		
5.52960	Y	Y	Y	Y		
1.84320	Y	Y	Y	Y		

**SECTION 17: REAL-TIME CLOCK**

Many user applications require a time-of-day clock. For this reason, all Secure Microcontroller modules have real-time clock (RTC) options. These include the DS5000T DIP and the DS2250T, DS2251T, and DS2252T SIMMs. In addition, users of the monolithic microprocessor chips will frequently connect to a Dallas Semiconductor RTC. There are two types of clock used in Dallas modules. These are the DS1215 Phantom Time Chip and the generally superior DS1283 Watchdog Timekeeper Chip.

This section is intended to provide only a brief overview of the RTCs used on the time-microcontroller modules. For a more detailed description, please consult the Dallas Semiconductor Timekeeping & NV RAM Data Book.

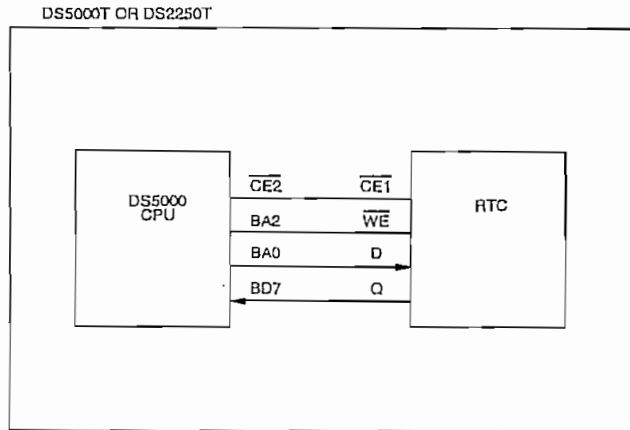
**DS1215 PHANTOM TIME CHIP**

The DS5000T and DS2250T microcontrollers use a custom device similar to the DS1215 Phantom Time Chip. This clock gives permanently powered time-of-day monitoring. The clock runs from an internal 32 KHz crystal and is generally independent of the microcontroller. It provides time of day information including 0.01 second, seconds, minutes, hours, day, date, month and year. The register format is shown below. The DS1215 keeps time to two minutes per month accuracy. It offers a complete representation of time and calendar in a convenient BCD format. It does not provide any interrupt

capability. These functions are provided in the DS1283 type clock that is used in the DS2251T and DS2252T.

The RTC used in the DS5000T/DS2250T is transparent to the memory map. Figure 17-1 shows a functional block diagram of the interconnection between the DS5000FP and RTC used on the DS5000T/DS2250T. It is fundamentally a serial device that resides on the address bus. To access the clock, the user must set the ECE2 bit at MCON.2 to a logic 1. This will cause all MOVX instructions to access  $\overline{CE2}$  instead of  $\overline{CE1}$ . Once ECE2 is set, the Byte-wide Address bit 2 serves as a write enable and Address bit 0 serves as the data input. Bit 7 of the Byte-wide Data bus serves as the data output. Notice that the read/write line is not used. For each  $\overline{CE2}$  access, the DS1215 will watch the value of A0 on the Byte-wide bus for a particular 64-bit security pattern. This pattern checking prevents accidentally invoking the clock. Since these must be write operations, A2 must be a logic 0 for each write. The clock will take no action unless the 64 pattern bits are written in the correct order. Any error causes the pattern comparator to start over. Thus the users must "really" intend to communicate with the DS1215. Once the security pattern is written, the next 64 bits are time of day and calendar functions. Thus 128 read/writes are required for any time of day access. Data is written using BA0 and read using BD7. Thus the address actually writes data, but data is read normally using one bit.

**DS5000T/DS2250T FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM Figure 17-1**



The timekeeper contains a shift register with 128 locations. The first 64 locations correspond to a pattern shown in Figure 17-2. The next 64 are time data. Before access to time data may occur, the 64-bit pattern must be written. The incoming bits are checked by a pattern recognition circuit. As each correct bit of the pattern is received, the pointer is advanced. Any incorrect bit will cause the pointer to stop, and it may only be reset by a read operation. When the 64 bits of the pattern have been correctly written, access to RTC data begins. The next 64 bits are time data according to Figure 17-4. When the 64 bits of time data have been read or written (each bit increments the pointer), the pointer has completed its cycle of 128. The next time access is initiated by writing the pattern again. The pointer should be reset with a read operation, to set it to a known location.

To write a data bit to the RTC, a MOVX instruction that forces A2 low and A0 to the state of the bit must be performed. All other address lines should be low. Address line A2 can be thought of as the write enable to the clock and A0 as the input bit. Therefore, to write the 64 bits of the pattern recognition sequence, 64 MOVX instructions must be executed. A read is performed in a similar manner, but A2 is high. Notice that data is encoded into the address line. Either a MOVX A, @DPTR or MOVX @DPTR, A will accomplish a write if the DPH contains 00H, and DPL contains 0000000Xb. The data bit is A0. The  $\overline{R/W}$  signal is irrelevant.

To read a data bit from the clock once the 64-bit pattern has been entered, a MOVX instruction (MOVX A, @Ri or MOVX A, @DPTR) must be executed that sets A2 to a 1. The data bit desired will then be returned in bit 7 of the accumulator. Therefore, to retrieve the 8 bytes of time information in the clock, 64 read MOVX instructions must be executed.

Since the clock pointer increments for each memory access (read or write), extra reads or writes must not be performed (the pointer would move accidentally). For this reason, any interruption of the time read/write process should close ECE2 immediately. An inadvertent memory access to this space would move the pointer, and time data would appear to be garbage on returning to timekeeping. If possible, interrupts should be disabled when executing time transactions.

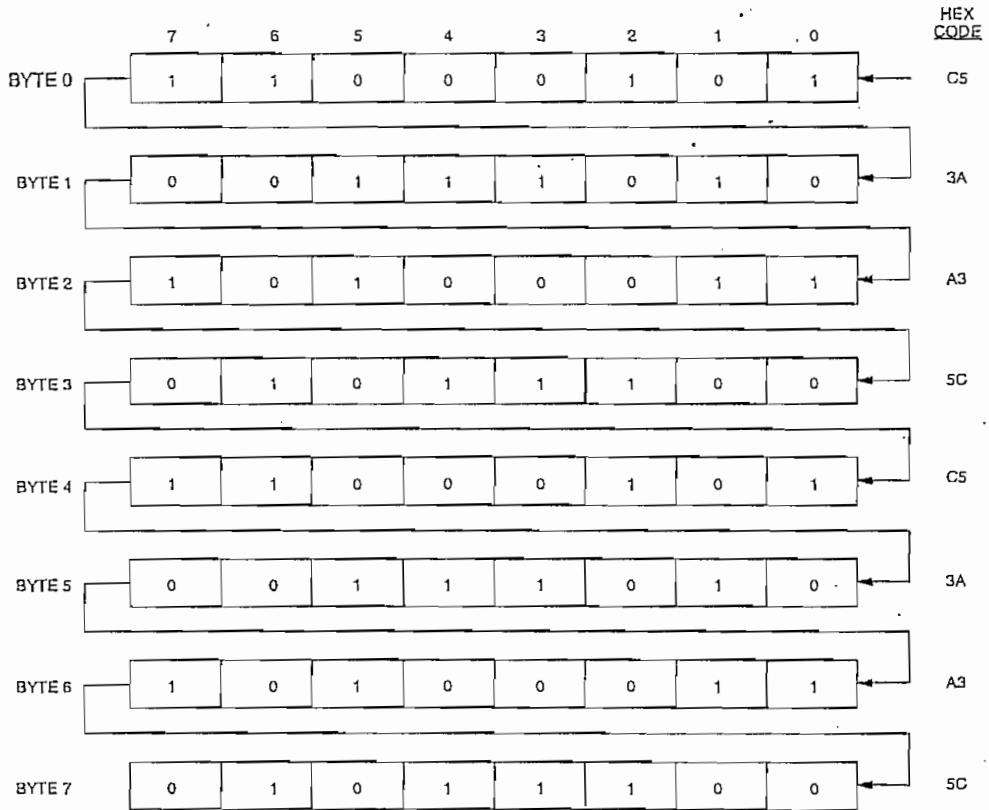
Note that the clock access is performed as a Byte-wide memory access. The  $\overline{EA}$  pin must remain high. If this pin is low, all memory access is directed outside the chip via the expanded bus. Therefore, the timekeeper would be outside the current memory map.

Figure 17-3 is a flowchart which summarizes how to access the time for retrieval and modification. Also, an application example at the end of this section lists a program which contains sample subroutines for communicating with the clock.

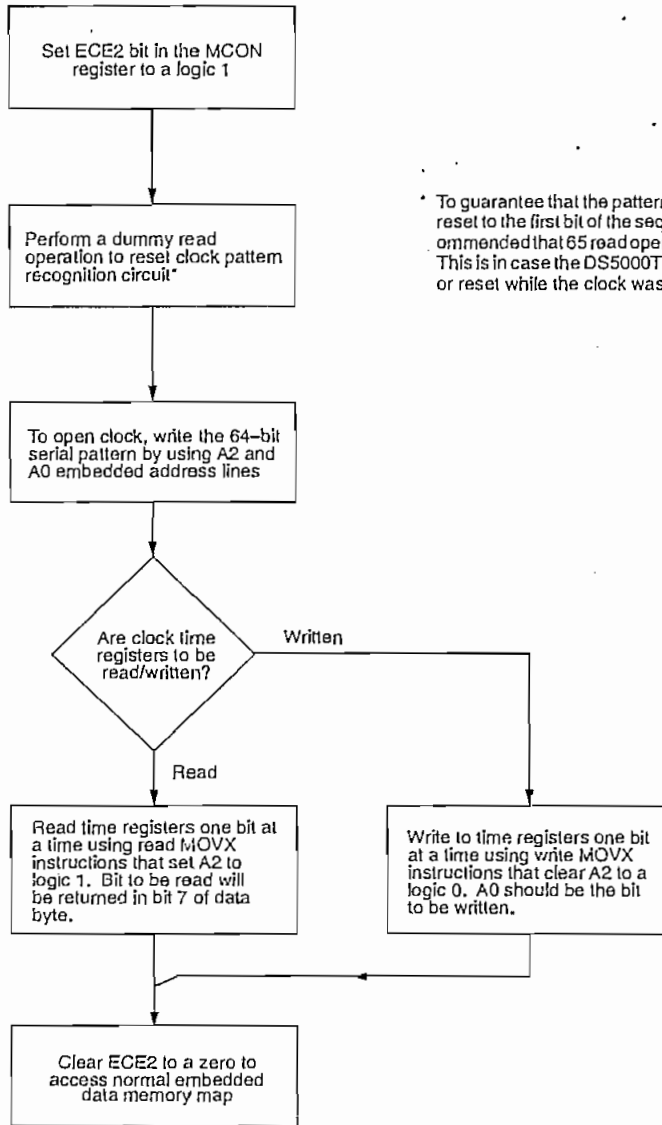
#### IMPORTANT APPLICATION NOTE

The ECE2 bit used to access the DS1215 on the DS5000T and DS2250T is non-volatile. If the processor is reset or power is lost during an access to the RTC (while ECE2=1), it will maintain its state following reset. This unintentional setting of the ECE2 bit may interfere with MOVX instructions if software expects the bit to be cleared following reset. As a general precaution, it is recommended that the ECE2 bit be cleared as part of the reset routine of the device.

PATTERN COMPARISON REGISTER DESCRIPTION Figure 17-2

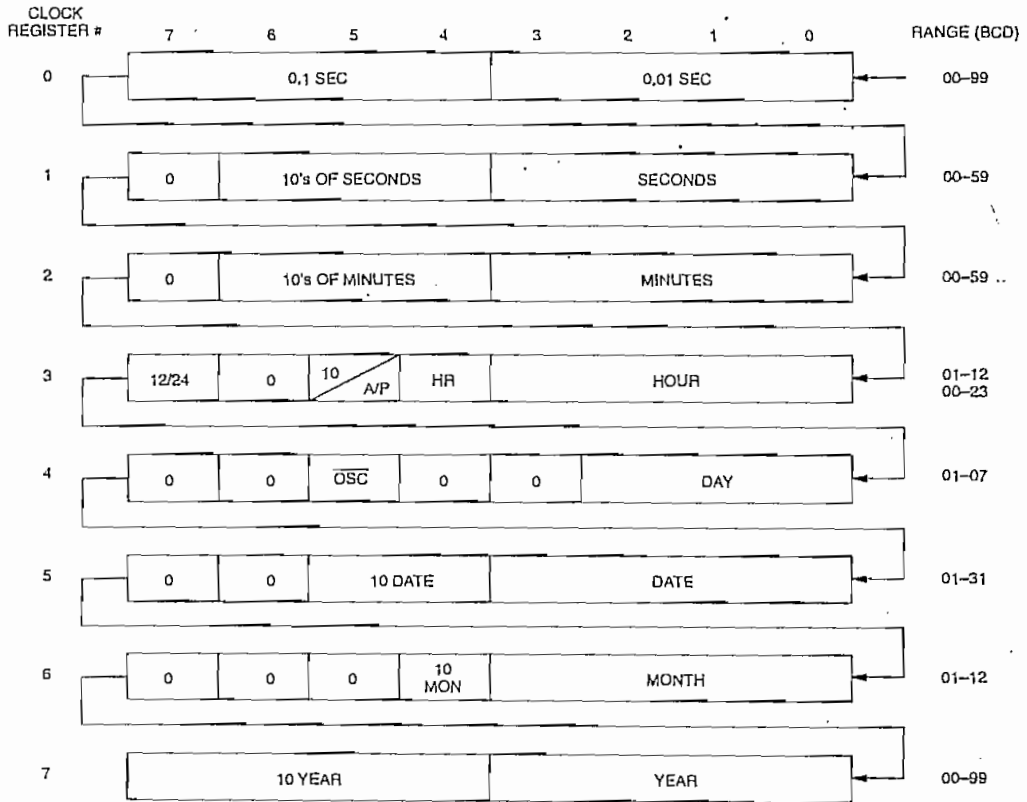


DS1215 REGISTER ENTRY FLOWCHART Figure 17-3



\* To guarantee that the pattern recognition circuit is reset to the first bit of the sequence it is highly recommended that 65 read operations be performed. This is in case the DS5000T has been interrupted or reset while the clock was open.

DS1215 TIME REGISTERS DESCRIPTION Figure 17-4



**REGISTERS**

The time information is contained in eight registers that are each 8 bits long. After the 64-bit recognition pattern has been received, data in these registers is accessed one bit at a time which is shown conceptually in Figure 17-4. It is recommended that data written to the RTC be handled in groups of 8 bits corresponding to the register bytes in order to prevent erroneous results.

Register data is always in BCD format except for the hours register (register 3), whose format changes depending upon the state of bit 7. If bit 7 is high, the 12-hour mode is selected and bit 5 of the hours register becomes an AM/PM indicator; if bit 7 is low, the 24-hour mode is selected and bit 5 becomes the second 10-hour bit (20-23 hours). Figure 17-5 contains exam-

ples that illustrate the content of these registers for different modes and times.

**SPECIAL BITS**

Bit 5 of the days register (register 4) is the control bit for the clock micropower oscillator. Clearing bit 5 to a logic 0 enables the oscillator for normal operation; setting bit 5 to a logic 1 disables the oscillator and halts the time-keeping. It is recommended that bit 5 always be cleared to 0.

Register locations shown as logic 0's in Figure 17-4 will always return a 0 when being read. Write operations to these bit locations are ignored by the clock and have no effect on its operation.

## ADC0808/ADC0809

### 8-Bit $\mu$ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

#### General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8-single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE<sup>®</sup> outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

#### Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates ratiometrically or with 5  $V_{OC}$  or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C949-1

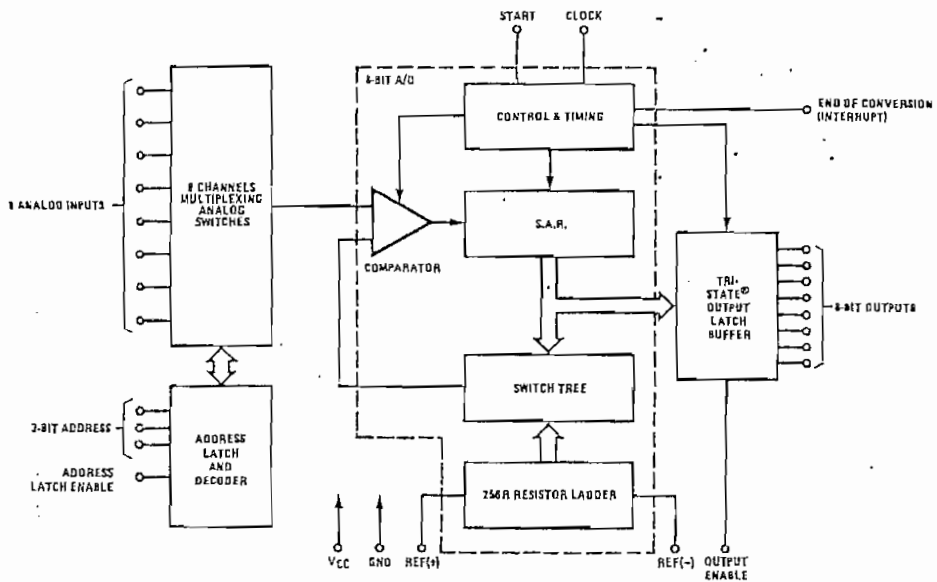
#### Key Specifications

- Resolution: 8 Bits
- Total Unadjusted Error:  $\pm 1/2$  LSB and  $\pm 1$  LSB
- Single Supply: 5  $V_{OC}$
- Low Power: 15 mW
- Conversion Time: 100  $\mu$ s

TRI-STATE<sup>®</sup> is a registered trademark of National Semiconductor Corp.



# Block Diagram



See Ordering Information

DS005672-1

## Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 2)

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

Supply Voltage ( $V_{CC}$ ) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin Except Control Inputs	-0.3V to ( $V_{CC}+0.3V$ )
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	-0.3V to +15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A=25^\circ\text{C}$	875 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C

Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 8)	400V

## Operating Conditions (Notes 1, 2)

Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0808CJ	-55°C $\leq T_A \leq$ +125°C
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
ADC0808CCV, ADC0809CCV	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
Range of $V_{CC}$ (Note 1)	4.5 $V_{DC}$ to 6.0 $V_{DC}$

## Electrical Characteristics

Converter Specifications:  $V_{CC}=5$   $V_{DC}=V_{REF+}$ ,  $V_{REF(-)}=GND$ ,  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$  and  $f_{CLK}=640$  kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	ADC0808					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 1/2$ $\pm 3/4$	LSB LSB
	ADC0809					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 1$ $\pm 1 1/4$	LSB LSB
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		k $\Omega$
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	GND-0.10		$V_{CC}+0.10$	$V_{DC}$
$V_{REF(+)}$	Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		$V_{CC}$	$V_{CC}+0.1$	V
$\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		$V_{CC}/2-0.1$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2+0.1$	V
$V_{REF(-)}$	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
$I_{IN}$	Comparator Input Current	$f_c=640$ kHz, (Note 6)	-2	$\pm 0.5$	2	$\mu\text{A}$

## Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ 4.5V  $\leq V_{CC} \leq$  5.5V, -55°C  $\leq T_A \leq$  +125°C unless otherwise noted  
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN and ADC0809CCV, 4.75V  $\leq V_{CC} \leq$  5.25V, -40°C  $\leq T_A \leq$  +85°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>ANALOG MULTIPLEXER</b>						
$I_{OFF(+)}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC}=5V$ , $V_{IN}=5V$ , $T_A=25^\circ\text{C}$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		10	200 1.0	nA $\mu\text{A}$
$I_{OFF(-)}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC}=5V$ , $V_{IN}=0$ , $T_A=25^\circ\text{C}$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	-200 -1.0	-10		nA $\mu\text{A}$
<b>CONTROL INPUTS</b>						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage			$V_{CC}-1.5$		V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN}=15V$			1.0	$\mu\text{A}$
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN}=0$	-1.0			$\mu\text{A}$
$I_{CC}$	Supply Current	$f_{CLK}=640$ kHz		0.3	3.0	mA

## Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ  $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$ ,  $-55^{\circ}C \leq T_A \leq 125^{\circ}C$  unless otherwise noted  
 ADC0808CCJ, ADC0808CCM, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV:  $4.75V \leq V_{CC} \leq 5.25V$ ,  $-40^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)</b>						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -350 \mu A$	$V_{CC} - 0.4$			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$			0.45	V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$			0.45	V
$I_{OUT}$	TRI-STATE Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3		3	$\mu A$ $\mu A$

## Electrical Characteristics

Timing Specifications  $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$ ,  $V_{REF(-)} = GND$ ,  $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$  and  $T_A = 25^{\circ}C$  unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{WS}$	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
$t_{WALE}$	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
$t_s$	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
$t_H$	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
$t_D$	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	$\mu S$
$t_{HL}, t_{HO}$	OE Control to 0 Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$ , $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
$t_{HL}, t_{OH}$	OE Control to Hi-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$ , $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
$t_c$	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$ , (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	$\mu S$
$f_c$	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
$t_{EOC}$	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		8+2 $\mu S$	Clock Periods
$C_{IN}$	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
$C_{OUT}$	TRI-STATE Output Capacitance	At TRI-STATE Outputs		10	15	pF

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

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

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

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the  $V_{CC}$  supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog  $V_{IN}$  does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0V<sub>DC</sub> to 5V<sub>DC</sub> input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.800 V<sub>CC</sub> over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 2. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure "NO TGT: fig NSC582"). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

## Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 2)

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

Supply Voltage ( $V_{CC}$ ) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin	-0.3V to ( $V_{CC}+0.3V$ )
Except Control Inputs	
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	-0.3V to +15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A=25^\circ\text{C}$	875 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C

Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 8)	400V

## Operating Conditions (Notes 1, 2)

Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0808CJ	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$
ADC0808CCJ, ADC0808CCN,	
ADC0809CCN	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
ADC0808CCV, ADC0809CCV	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
Range of $V_{CC}$ (Note 1)	4.5 $V_{OC}$ to 6.0 $V_{OC}$

## Electrical Characteristics

Converter Specifications:  $V_{CC}=5$   $V_{OC}=V_{REF+}$ ,  $V_{REF(-)}=GND$ ,  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$  and  $f_{CLK}=640$  kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	ADC0808					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 1/2$ $\pm 3/4$	LSB LSB
	ADC0809					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 1$ $\pm 1 1/4$	LSB LSB
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		k $\Omega$
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	GND-0.10		$V_{CC}+0.10$	$V_{DC}$
$V_{REF(+)}$	Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		$V_{CC}$	$V_{CC}+0.1$	V
$\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		$V_{CC}/2-0.1$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2+0.1$	V
$V_{REF(-)}$	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
$I_{IN}$	Comparator Input Current	$f_c=640$ kHz, (Note 6)	-2	$\pm 0.5$	2	$\mu\text{A}$

## Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ  $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  unless otherwise noted  
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV,  $4.75V \leq V_{CC} \leq 5.25V$ ,  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>ANALOG MULTIPLEXER</b>						
$I_{OFF(+)}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC}=5V$ , $V_{IN}=5V$ , $T_A=25^\circ\text{C}$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		10	200 1.0	nA $\mu\text{A}$
$I_{OFF(-)}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC}=5V$ , $V_{IN}=0$ , $T_A=25^\circ\text{C}$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	-200 -1.0	-10		nA $\mu\text{A}$
<b>CONTROL INPUTS</b>						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage		$V_{CC}-1.5$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN}=15V$			1.0	$\mu\text{A}$
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN}=0$	-1.0			$\mu\text{A}$
$I_{CC}$	Supply Current	$f_{CLK}=640$ kHz		0.3	3.0	mA

## MM54C922/MM74C922 16-Key Encoder MM54C923/MM74C923 20-Key Encoder

### General Description

These CMOS key encoders provide all the necessary logic to fully encode an array of SPST switches. The keyboard scan can be implemented by either an external clock or external capacitor. These encoders also have on-chip pull-up devices which permit switches with up to 50 kΩ on resistance to be used. No diodes in the switch array are needed to eliminate ghost switches. The internal debounce circuit needs only a single external capacitor and can be defeated by omitting the capacitor. A Data Available output goes to a high level when a valid keyboard entry has been made. The Data Available output returns to a low level when the entered key is released, even if another key is depressed. The Data Available will return high to indicate acceptance of the new key after a normal debounce period; this two-key roll-over is provided between any two switches.

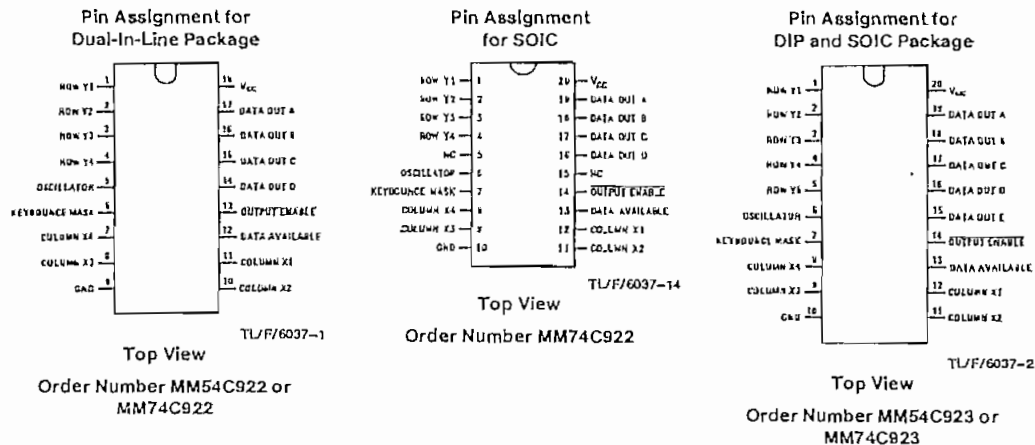
An internal register remembers the last key pressed even after the key is released. The TRI-STATE® outputs provide for easy expansion and bus operation and are LPTTL compatible.

### Features

- 50 kΩ maximum switch on resistance
- On or off chip clock
- On-chip row pull-up devices
- 2 key roll-over
- Keybounce elimination with single capacitor
- Last key register at outputs
- TRI-STATE output LPTTL compatible
- Wide supply range
- Low power consumption

3V to 15V

### Connection Diagrams



TRI-STATE® is a registered trademark of National Semiconductor Corporation.

## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Voltage at Any Pin  $V_{CC} - 0.3V$  to  $V_{CC} + 0.3V$

Operating Temperature Range  
 MM54C922, MM54C923  $-55^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$   
 MM74C922, MM74C923  $-40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$

Storage Temperature Range

$-65^{\circ}C$  to  $+150^{\circ}C$

Power Dissipation ( $P_D$ )

Dual-In-Line

700 mW

Small Outline

500 mW

Operating  $V_{CC}$  Range

3V to 15V

$V_{CC}$

18V

Lead Temperature

(Soldering, 10 seconds)

260°C

## DC Electrical Characteristics Min/Max limits apply across temperature range unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>CMOS TO CMOS</b>						
$V_{T+}$	Positive-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$	3.0	3.6	4.3	V
		$V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$	6.0	6.8	8.6	V
		$V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	9.0	10	12.9	V
$V_{T-}$	Negative-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$	0.7	1.4	2.0	V
		$V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$	1.4	3.2	4.0	V
		$V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	2.1	5	6.0	V
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$	3.5	4.5		V
		$V_{CC} = 10V$	8.0	9		V
		$V_{CC} = 15V$	12.5	13.5		V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$		0.5	1.5	V
		$V_{CC} = 10V$		1	2	V
		$V_{CC} = 15V$		1.5	2.5	V
$I_{IP}$	Row Pull-Up Current at Y1, Y2, Y3, Y4 and Y5 Inputs	$V_{CC} = 5V, V_{IN} = 0.1 V_{CC}$		-2	-5	$\mu A$
		$V_{CC} = 10V$		-10	-20	$\mu A$
		$V_{CC} = 15V$		-22	-45	$\mu A$
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = -10 \mu A$	4.5			V
		$V_{CC} = 10V, I_O = -10 \mu A$	9			V
		$V_{CC} = 15V, I_O = -10 \mu A$	13.5			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = 10 \mu A$			0.5	V
		$V_{CC} = 10V, I_O = 10 \mu A$			1	V
		$V_{CC} = 15V, I_O = 10 \mu A$			1.5	V
$R_{on}$	Column "ON" Resistance at X1, X2, X3 and X4 Outputs	$V_{CC} = 5V, V_O = 0.5V$		500	1400	$\Omega$
		$V_{CC} = 10V, V_O = 1V$		300	700	$\Omega$
		$V_{CC} = 15V, V_O = 1.5V$		200	500	$\Omega$
$I_{CC}$	Supply Current Osc at 0V, (one Y low)	$V_{CC} = 5V$		0.55	1.1	mA
		$V_{CC} = 10V$		1.1	1.9	mA
		$V_{CC} = 15V$		1.7	2.6	mA
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.005	1.0	$\mu A$
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V$	-1.0	-0.005		$\mu A$
<b>CMOS/LPTTL INTERFACE</b>						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$	$V_{CC} - 1.5$			V
		74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 1.5$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$			0.8	V
		74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$ $I_O = -360 \mu A$	2.4			V
		74C, $V_{CC} = 4.75V$ $I_O = -360 \mu A$	2.4			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$ $I_O = -360 \mu A$			0.4	V
		74C, $V_{CC} = 4.75V$ $I_O = -360 \mu A$			0.4	V

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

## DC Electrical Characteristics

Min/Max limits apply across temperature range unless otherwise specified (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet) (Short Circuit Current)</b>						
$I_{SOURCE}$	Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-1.75	-3.3		mA
$I_{SOURCE}$	Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-8	-15		mA
$I_{SINK}$	Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	1.75	3.6		mA
$I_{SINK}$	Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	8	16		mA

## AC Electrical Characteristics\* $T_A = 25^\circ C, C_L = 50$ pF, unless otherwise noted

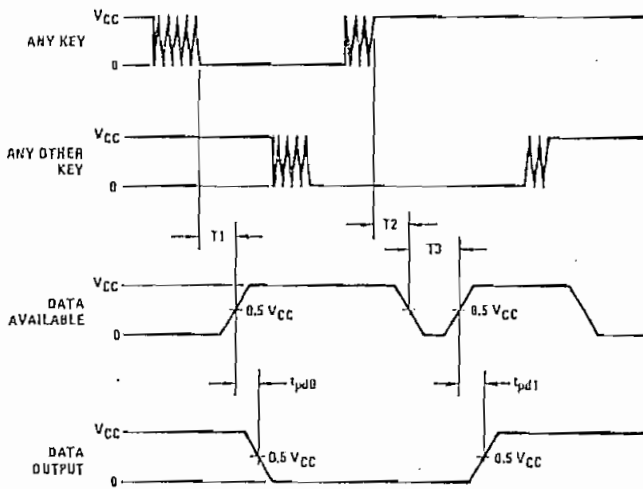
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{pd0}, t_{pd1}$	Propagation Delay Time to Logical "0" or Logical "1" from D.A.	$C_L = 50$ pF (Figure 1) $V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		60 35 25	150 80 60	ns ns ns
$t_{0H}, t_{1H}$	Propagation Delay Time from Logical "0" or Logical "1" into High Impedance State	$R_L = 10k, C_L = 10$ pF (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 10$ pF $V_{CC} = 15V$		80 65 50	200 150 110	ns ns ns
$t_{H0}, t_{H1}$	Propagation Delay Time from High Impedance State to a Logical "0" or Logical "1"	$R_L = 10k, C_L = 50$ pF (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50$ pF $V_{CC} = 15V$		100 55 40	250 125 90	ns ns ns
$C_{IN}$	Input Capacitance	Any Input (Note 2)		5	7.5	pF
$C_{OUT}$	TRI-STATE Output Capacitance	Any Output (Note 2)		10		pF

\*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

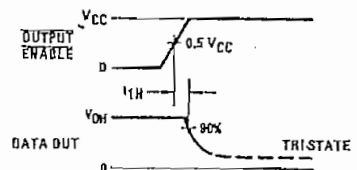
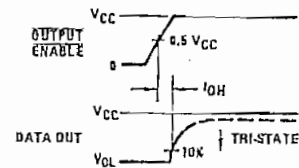
## Switching Time Waveforms



TL/F/6037-3

$T_1 \approx T_2 \approx RC, T_3 \approx 0.7 RC$ , where  $R \approx 10k$  and  $C$  is external capacitor at KBM Input.

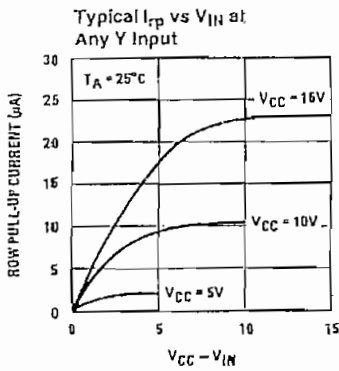
FIGURE 1



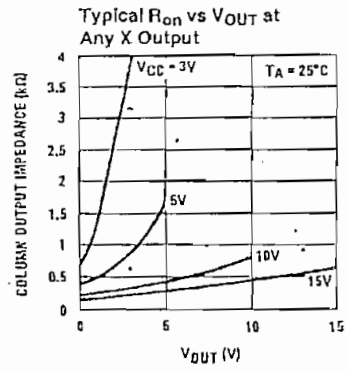
TL/F/6037-4

FIGURE 2

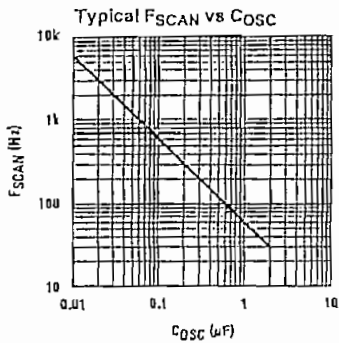
## Typical Performance Characteristics



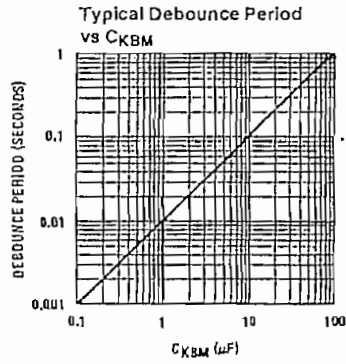
TL/F/6037-6



TL/F/6037-7



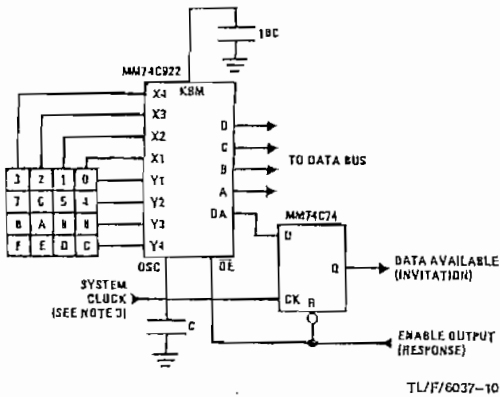
TL/F/6037-8



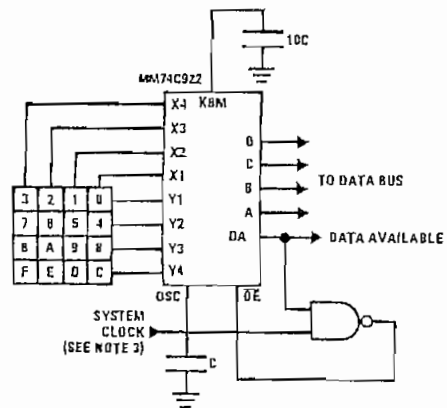
TL/F/6037-9

## Typical Applications

Synchronous Handshake (MM74C922)



Synchronous Data Entry Onto Bus (MM74C922)



Outputs are enabled when valid entry is made and go into TRI-STATE when key is released.

Note 3: The keyboard may be synchronously scanned by omitting the capacitor at osc. and driving osc. directly if the system clock rate is lower than 10 kHz.



DOT MATRIX CHARACTER  
LCD MODULE  
USER'S MANUAL

OPTREX CORPORATION

**Apollo Display Technologies Inc.**  
**194-22 Morris Ave. Holtsville NY 11742**  
**Phone: (516) 654-1143 Fax: (516) 654-1496**  
*[www.apolldisplays.com](http://www.apolldisplays.com)*

# 1 FUNCTION AND STRUCTURE

## 1.1 General

DMC series is the name given to the dot matrix character LCD display modules that have been developed by OPTREX CORPORATION. The modules consist of high contrast and large viewing angle TN and STN type LC (liquid crystal) panels. Each module contains a CMOS controller and all necessary drivers which have low power consumption. The controller is equipped with an internal character generator ROM, RAM and RAM for display data. All display functions are controllable by instructions making interfacing practical.

Both display data RAM and character generator RAM can be read making it possible to use any part not used for display as general data RAM. The products of this series therefore have wide application possibilities in the field of terminal display or display for measuring devices.

## 1.2 Characteristics

- 1.2.1 5 x 7 dots plus cursor, 5 x 8 dots or 5 x 11 dots, dot matrix LCD (TN and STN mode.)
- 1.2.2 4 bit or 8 bit interface with MPU is possible.
- 1.2.3 Display data RAM 80 x bit (max. 80 characters)
- 1.2.4 Character generator ROM 160 5 x 7 Character fonts.  
32 5 x 10 Character fonts.  
Custom ROM codes available.
- 1.2.5 Character generator RAM Program write (64 x 8 bit)  
8 5 x 7 character fonts.  
4 5 x 10 character fonts.
- 1.2.6 Both display data RAM and Character generator RAM can be read from MPU.
- 1.2.7 Duty ratio 1 Line Display: 1/8 duty 5 x 7 dots plus cursor, 5 x 8 dots.  
1/11 duty 5 x 11 dots.  
1/16 duty 5 x 7 dots plus cursor, 5 x 8 dots.  
2 Line Display: 1/16 duty 5 x 7 dots plus cursor, 5 x 8 dots.  
4 Line Display: 1/16 duty 5 x 8 dots.
- 1.2.8 Wide variety of operating instructions:  
Display clear, Cursor home, Display ON/OFF, Display cursor blink, Cursor shift, Display shift.

- 1.2.9 Internal automatic reset circuit upon power up.
- 1.2.10 Internal oscillator circuit.
- 1.2.11 CMOS circuitry.
- 1.2.12 Logic power source: Single (+5 V) for normal temperature.  
Dual voltage for extended temperature.
- 1.2.13 Operating temperature range: 0 to +50°C (Standard type)  
-20 to +70°C ("H" type)

### ***1.3 Handling Precautions***

- 1. LCD panel is made of glass. Avoid subjecting to strong mechanical shock or applying strong pressure on to the surface of display area.
- 2. The polarizer used on the surface of display panel is easily scratched and damaged. Precautions should be taken when handling.
- 3. CMOS-LSI is used for module circuit therefore your attention is called to the following:
  - a) All unused input terminals should be connected to Vcc or GND. The selection of Vcc or GND will depend upon which connection will satisfy the desired logical function.
  - b) When power source voltage is not applied avoid applying input signal.
  - c) Anti-static electricity measures:
    - i) When working with modules, either use your naked or gloved hand and wear non-conductive work suit to prevent generating static electricity by friction. ESD ground straps should be utilized.
    - ii) Floors, doors, and work tables must be grounded to discharge electricity.
    - iii) Tools such as soldering iron, cutting pliers and tweezers should be either grounded or properly treated whenever necessary.
- 4. For long term storage, avoid places of high temperature and humidity or direct sunlight.
- 5. Caution should be taken not to get the liquid crystal fluid in one's mouth or hands if a panel is broken. If this occurs, immediately wash with water.

## 1.4 List of DMC Series

Table 1.1

	Display Format Characters x Lines	Character Font Hort'l x Vertical	Duty	Module Size W x H x T (mm)	View Area W x H (mm)	Character Size W x H (mm)	Dot Size W x H (mm)	Available Variations
DMC-16105	16 x 1	5 x 8	1/16	80.0 x 36.0 x 15.0	64.5 x 13	3.2 x 5.95	0.6 x 0.7	NY-LY
DMC-16106A	16 x 1	5 x 11	1/11	EL B/L 80.0 x 36.0 x 10.3 Standard 80.0 x 36.0 x 10.0	64.5 x 13.8 64.5 x 13.0	3.2 x 8.2	0.6 x 0.7	E, H, HU, HE
DMC-16117	16 x 1	5 x 8	1/16	EL B/L 80.0 x 36.0 x 10.3 Standard 80.0 x 36.0 x 10.0	64.5 x 26.3	3.2 x 5.95	0.6 x 0.7	A, H, HE AN, AN-B, ANY, AN-EB
DMC-16128	16 x 1	5 x 8	1/16	LED 122.0 x 33.0 x 15.7 Reflective 122.0 x 33.0 x 11.0	99 x 13	4.84 x 9.66	0.92 x 1.1	N-LY NY-LY
DMC-16129	16 x 1	5 x 8	1/8	122.0 x 33.0 x 11.0	154.0 x 15.3	4.84 x 9.66	0.92 x 1.1	H U
DMC-16188	16 x 1	5 x 8	1/8	LED 151.0 x 40.0 x 14.2 Reflective & EL 151.0 x 40.0 x 10.0	120.0 x 23.0	6.0 x 14.54	1.152 x 1.765	NY-LY NYU-LY
DMC-16202	16 x 2	5 x 8	1/16	84.0 x 45.0 x 15.1	61.0 x 31.5	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65	LY N-LY-B NY-LY NYJ-LY-D
DMC-16204	16 x 2	5 x 8	1/16	LED 80.0 x 40.0 x 16.1 Reflective & EL 80.0 x 40.0 x 10.9	59.5 x 16	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65	NY-LY U-LY
DMC-16205	16 x 2	5 x 8	1/16	88.0 x 34.0 x 16.1	59.5 x 16.0	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65	NY-LY
DMC-16207	16 x 2	5 x 8	1/16	84.0 x 44.0 x 11.0	61.0 x 16.0	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65	* H* N* N-B* N-EB* NY-B U*
DMC-16230	16 x 2	5 x 8	1/16	LED 122.0 x 44.0 x 14.6 Reflective & EL 122.0 x 44.0 x 11.0	99.0 x 36.0	4.84 x 9.66	0.92 x 1.1	E H H-LY N N-EB NY NY-LY NY-LY-B

								NYJ-LYD NYU-LY U
DMC-16249	16 x 2	5 x 8	1/16	80.0 x 36.0 x 11.0	64.5 x 13.8	2.95 x 4.35	0.55 x 0.5	B* N* UB*
DMC-16266								V-YGR
DMC-16433	16 x 4	5 x 8	1/16	87.0 x 60.0 x 11.0	61.8 x 25.2	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55	E H N N-B N-EB N-SEW-B NU-EB NY-SEB-B
DMC-20171	20 x 1	5 x 8	1/8	LED 182 x 33.5 x 14.35max Reflective 182 x 33.5 x 12.7max	154.3 x 15.3	6.7 x 11.5	1.3 x 1.3	E NY-LY
DMC-20215	20 x 2	5 x 8	1/16	116.0 x 44.0 x 11	83.0 x 18.6	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	
DMC-20261	20 x 2	5 x 8	1/16	LED 116.0 x 37.0 x 15.7max Reflective 116.0 x 37.0 x 11.0	83.0 x 18.6	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	ANY-LY-B N N-E NY-LY NYJ-LY-D
DMC-20434	20 x 4	5 x 8	1/16	98.5 x 60.0 x 11.0	76.0 x 25.2	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55	E H HE N N-B N-EB N-SEW NY-EB U
DMC-20481	20 x 4	5 x 8	1/16	98.5 x 61.0 x 15.6	76.0 x 25.2	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55	NY-LY NY-LY-B NYU-LY
DMC-2079	40 x 2	5 x 8	1/16	172.0 x 33.5 x 15.5	142.5 x 16.5	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	LY1 NB-LY-B NY-LY-B
DMC-24227	24 x 2	5 x 8	1/16	118.0 x 36.0 x 11.0	93.5 x 15.8	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	N N-B N-EB
DMC-32132	32 x 1	5 x 11	1/11	174.5 x 31.0 x 11.0	123.5 x 16.5	3.2 x 8.2	0.6 x 0.7	UE
DMC-32239	32 x 2	5 x 8	1/16	174.5 x 31.0 x 11.0	141.0 x 29.7	3.45 x 11.75	0.65 x 0.65	NE
DMC-40131	40 x 1	5 x 11	1/11	182.0 x 33.5 x 11.0	152.5 x 16.5	3.2 x 8.2	0.6 x 0.7	
DMC-40202	40 x 2	5 x 8	1/16	182.0 x 34.5 x 15.1	142.5 x 16.5	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	N-LY-B NY-LY

								NY-LY-B
DMC-40205								NY-LY-B
DMC-40218	40 x 2	5 x 8	1/16	182.0 x 33.5 x 11.0	152.5 x 16.5	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	N N-EB N-SEW-B NY NY-EB
DMC-40267								NY-LY NYJ-LY
DMC-40457	40 x 4	5 x 8	1/16	LED 190 x 54 x 13.6 Reflective 190 x 54 x 11.0	147 x 29.5	2.78 x 4.89	0.5 x 0.55	N N-B N-EB NY-LY NY-LYB NY-LYD
DMC-50097	16 x 2	5 x 8	1/16	84.0 x 44.0 x 11.0	61.0 x 16.0	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65	H
DMC-50149	24 x 2	5 x 8	1/16	121.5 x 33.5 x 16.1	93.5 x 15.8	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	NYU-LY-B
DMC-50218	20 x 2	5 x 8	1/16	LED 116.0 x 37.0 x 15.7 Reflective 116.0 x 37.0 x 11.0	83.0 x 18.6	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	N-B
DMC-50244	20 x 4	5 x 8	1/16	82.5max x 4.8max x 9.5	71.6 x 25.2	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55	N-B
DMC-50292								NY-LY-B
DMC-50448	8 x 2	5 x 8	1/16	40.0 x 35.4 x 8.2	30.4 x 13.9	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55	N

## 1.5 Pin Assignments

Table 1.2

Pin Number	Symbol
1	V <sub>ss</sub>
2	V <sub>cc</sub>
3	V <sub>cc</sub>
4	RS
5	R/W
6	E
7	DB0
8	DB1
9	DB2
10	DB3
11	DB4
12	DB5
13	DB6
14	DB7

### Pin Descriptions:

Table 1.3 List of terminal functions

Signal name	No. of Lines	Input/Output	Connected to	Function
DB4 ~ DB7	4	Input/Output	MPU	4 lines of high order data bus. Bi-directional transfer of data between MPU and module is done through these lines. Also DB <sub>7</sub> can be used as a busy flag. These lines are used as data in 4 bit operation.
DB0 ~ DB3	4	Input/Output	MPU	4 lines of low order data bus. Bi-directional transfer of data between MPU and module is done through these lines. In 4 bit operation, these are not used and should be grounded.
E	1	Input	MPU	Enable - Operation start signal for data read/write.
R/W	1	Input	MPU	Signal to select Read or Write "0": Write "1": Read
RS	1	Input	MPU	Register Select "0": Instruction register (Write) : Busy flag; Address counter (Read) "1": Data register (Write, Read)
Vcc	1		Power Supply	Terminal for LCD drive power source.
Vcc	1		Power Supply	+5V
Vss	1		Power Supply	0V (GND)
E1	1	Input	MPU	Enable 1 - Operation start signal for data Read/Write of upper 2 lines. Applicable to DMC 40457 series only.
E2	1	Input	MPU	Enable 2 - Operation start signal for data Read/Write of lower 2 lines. Applicable to DMC 40457 series only.

## 2 MPU INTERFACING

### 2.1 General

Each character display can be operated in either 4 or 8 bit mode.

Instructions/Data are written to the display using the signal timing characteristics found in section 4.2.

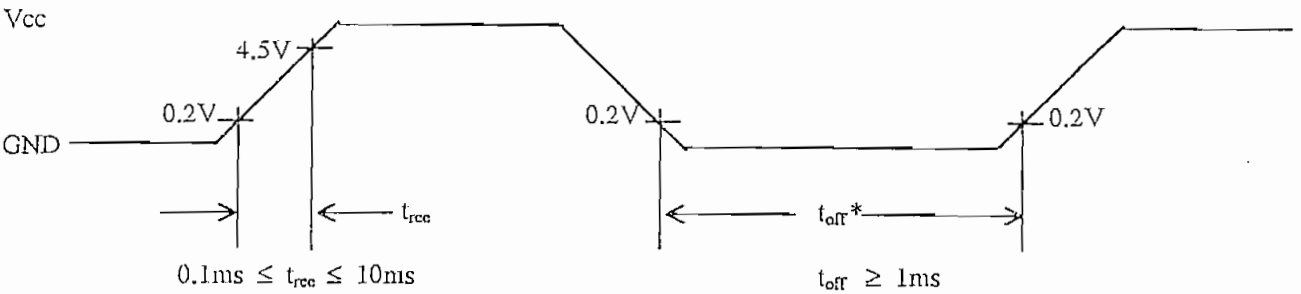
When operating in 4 bit mode, data is transferred in two 4 bit operations using data bits DB<sub>4</sub> - DB<sub>7</sub>. DB<sub>0</sub> - DB<sub>3</sub> are not used and should be tied low. When using 4 bit mode, data is transferred twice before the instruction cycle is complete. First the high order nibble is transferred then the low order nibble. The busy flag should only be checked after both nibbles are transferred.

When operating in 8 bit mode, data is transferred using the full 8 bit bus DB<sub>0</sub> - DB<sub>7</sub>.

### 2.2 Initialization

#### 2.2.1 Initialization using the Internal Reset Circuit

The display can be initialized using the internal reset circuit if the Internal Power Supply Reset timing below is met.



Note:  $t_{off}$  represents the time of power off condition for a momentary power supply dip or when cycling power off then on.



If the above conditions are met, the busy flag will go active 10ms after  $V_{cc}$  rises to 4.5V. The busy flag will remain active until the following instructions are executed fully.

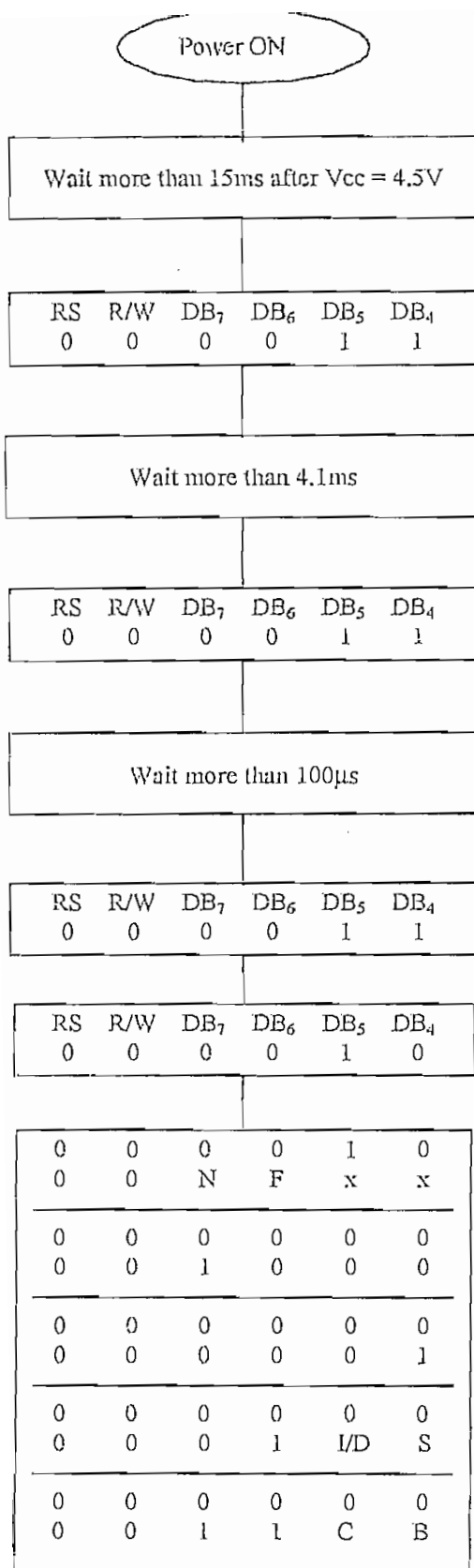
- a. Display Clear
- b. Function set:
  - DL = 1 : 8 bit interface operation
  - N = 0 : 1 - line display
  - F = 0 : 5 x 7 dot character font
- c. Display ON/OFF Control:
  - D = 0 : Display OFF
  - C = 0 : Cursor OFF
  - B = 0 : Blink OFF
- d. Entry Mode Set:
  - I/D = 1 : +1 (Increment Mode)
  - S = 0 : No Display Shift operation

If the internal power supply reset timing cannot be met, the display will not operate normally. In this case, the display can be initialized through software.

Note: Variable power supply loading can have an effect on power supply reset timing. If this is the case, then the software initialization should be performed.

### 2.2.2 Software Initialization

Although software initialization is not mandatory, it is recommended that this procedure always be performed. When the internal power supply reset timing cannot be met, then the display must be initialized using one of the following procedures.



Initialization Complete,  
Display Ready.

No data should be transferred to or from the display during this time.

Function Set Command: (8-Bit interface)

No data should be transferred to or from the display during this time.

Function Set Command: (8-Bit interface)

No data should be transferred to or from the display during this time.

Function Set Command: (8-Bit interface)  
After this command is written, BF can be checked

Function Set: Sets interface to 4-bit

Function Set (Interface = 4-bit, Set N and F for number of lines and character font)

Display OFF

Clear Display

Entry Mode Set:

Display ON (Set C and B for cursor/Blink options.)

Note: BF should be checked before each of the instructions starting with Display OFF.

Table 3.1  
List of Instructions

Instruction	Code										Description	Execution time (max.) when fep or fosc is 250 kHz
	RS	RAV	DB <sub>7</sub>	DB <sub>6</sub>	DB <sub>5</sub>	DB <sub>4</sub>	DB <sub>3</sub>	DB <sub>2</sub>	DB <sub>1</sub>	DB <sub>0</sub>		
Clear Display	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	Clears entire display and sets DD RAM address 0 in address counter.	15.2ms
Return Home	0	0	0	0	0	0	0	0	1	x	Sets DD RAM address 0 in address counter. Also returns shifted display to original position. DD RAM contents remain unchanged.	15.2ms
Entry Mode Set	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S	Sets cursor move direction and specifies shift or display. These operations are performed during data write and read.	40μs
Display ON/OFF Control	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B	Sets ON/OFF of entire display (D), cursor ON/OFF (C), and blink of cursor position character (B).	40μs
Cursor or Display Shift	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	x	x	Moves cursor and shifts display without changing DD RAM contents.	40μs
Function Set	0	0	0	0	1	DL	N	F	x	x	Sets interface data length (DL), number of display lines (N) and character font (F).	40μs
Set CG RAM Address	0	0	0	1	ACG						Sets CG RAM address. CG RAM data is sent and received after this setting.	40μs
Set DD RAM Address	0	0	1	ADD						Sets DD RAM address. DD RAM data is sent and received after this setting.	40μs	
Read Busy Flag & Address	0	1	BF	AC						Reads busy flag (BF) indicating internal operation is being performed and reads address counter contents.	40μs	
Write Data to CG or DD RAM	1	0	Write Data						Writes data into DD RAM or CG RAM.	40μs		
Read Data from CG or DD RAM	1	1	Read Data						Reads data from DD RAM or CG RAM.	40μs		
	I/D=1 : Increment I/D=0 : Decrement S=1 : Accompanies display shift S/C=1 : Display shift S/C=0 : Cursor move R/L=1 : Shift to the right R/L=0 : Shifts to the left DL=1 : 8 bits, DL=0 : 4 bits N=1 : 2 lines, N=0 : 1 line F=1 : 5x10 dots, F=0 : 5x7 dots BF=1 : Internally operating BF=0 : Can accept instruction										DD RAM : Display Data RAM CG RAM : Character Generator RAM ACG : CG RAM address ADD : DD RAM address. Corresponds to cursor address. AC : Address counter used for both DD and CG RAM address.	Execution time changes when frequency changes.  Example: When fep or fosc is 270kHz: $40\mu s \times 250/270 = 37 \mu s$

x = don't care. (No Effect)

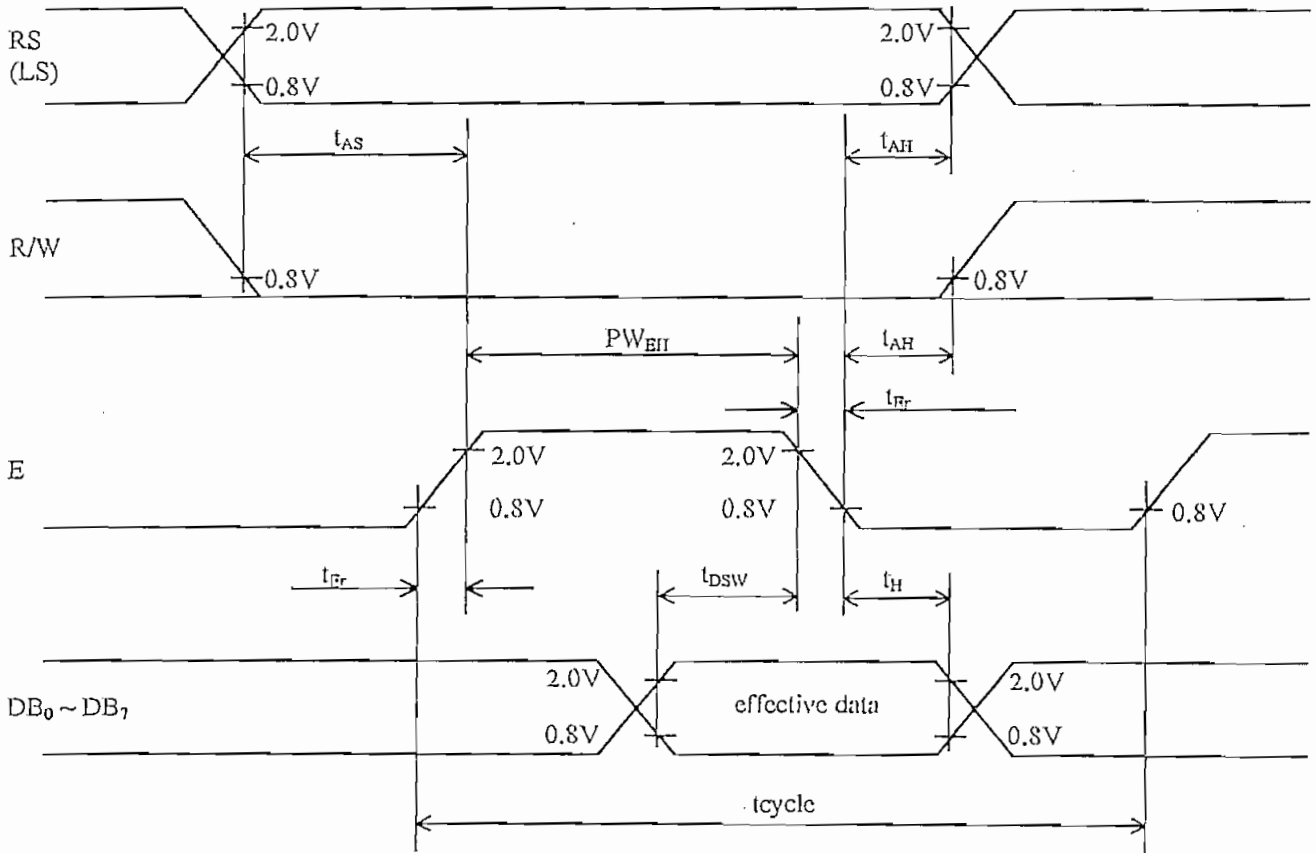
## 4 Electrical Characteristics

### 4.1 Absolute Maximum Ratings

The absolute maximum ratings of a display module may vary from one to another. Please contact your local Optrex Sales Representative for a detailed module specification.

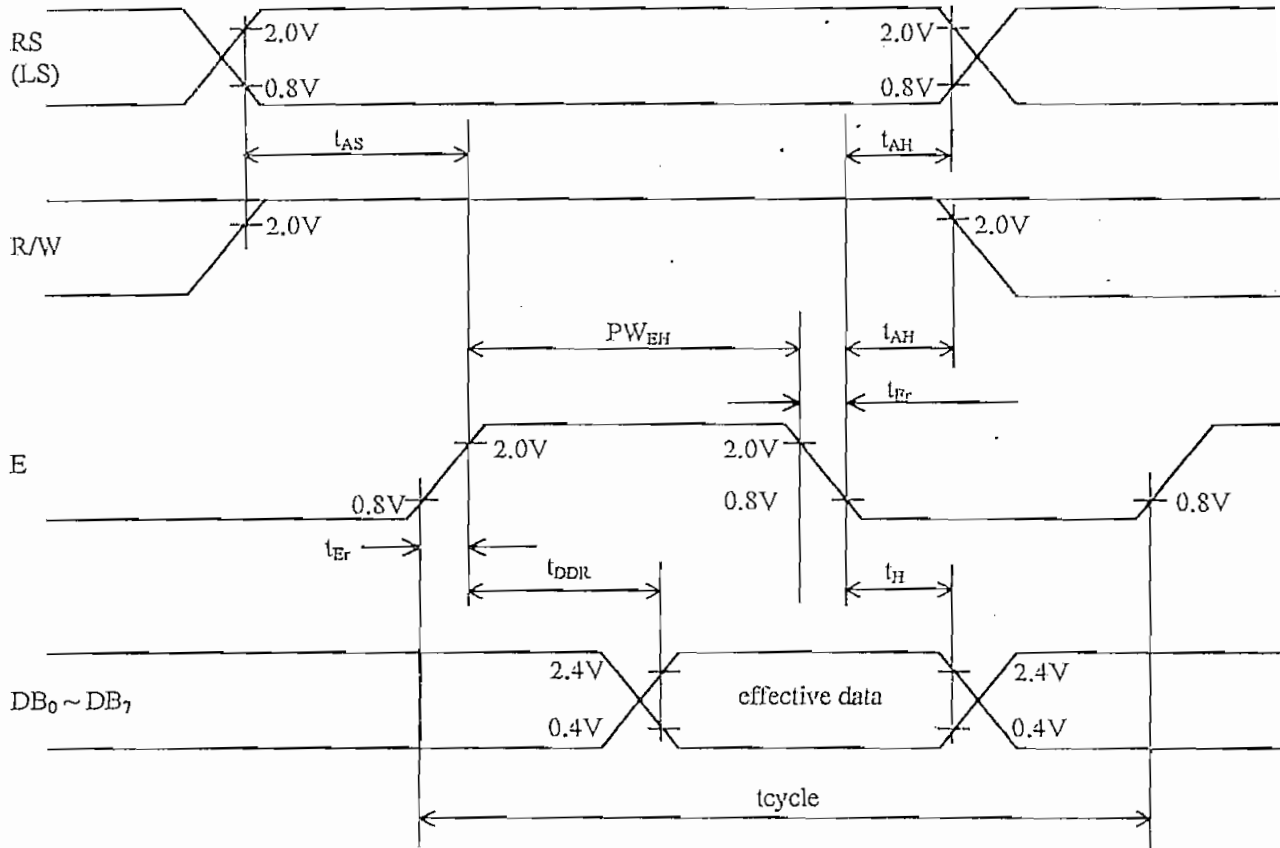
### 4.2 Timing Characteristics

#### 4.2.1 Write Operation



**Fig. 4.1**  
Bus Write Operation Sequence.  
(Writing data from MPU to Module)

### 4.2.2 Read Operation



**Fig. 4.2**  
 Bus Read Operation Sequence  
 (Reading data from Module to MPU)

### 4.2.3 Timing Characteristics of Each Drawing

(V<sub>cc</sub> = 5.0V ± 5%, V<sub>xx</sub> = 0V, T<sub>a</sub> = 0 ~ 50°C)

Write timing characteristics (Fig. 4.1)

Item		Symbol	Specs. Value		Unit
			Min.	Max.	
Enable cycle time		t <sub>cycle</sub>	1000	-	ns
Enable pulse width	"High" level	PW <sub>BH</sub>	450	-	ns
Enable rising, falling time		t <sub>ER</sub> , t <sub>EF</sub>	-	25	ns
Set up time	RS, R/W-E	t <sub>AS</sub>	140	-	ns
Address hold time		t <sub>AH</sub>	10	-	ns
Data set up time		t <sub>DSW</sub>	195	-	ns
Data hold time		t <sub>H</sub>	10	-	ns

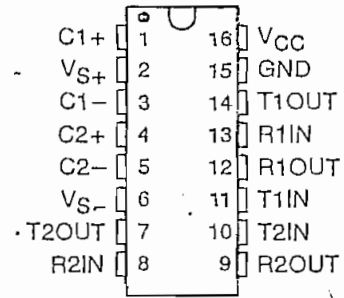
Read timing characteristics (Fig. 4.2)

Item		Symbol	Specs. Value		Unit
			Min.	Max.	
Enable cycle time		t <sub>cycle</sub>	1000	-	ns
Enable pulse width	"High" level	PW <sub>BH</sub>	450	-	ns
Enable rise, fall time		t <sub>ER</sub> , t <sub>EF</sub>	-	25	ns
Set up time	RS, R/W-E	t <sub>AS</sub>	140	-	ns
Data delay time		t <sub>DDR</sub>	-	1320	ns
Data hold time		t <sub>H</sub>	20	-	ns

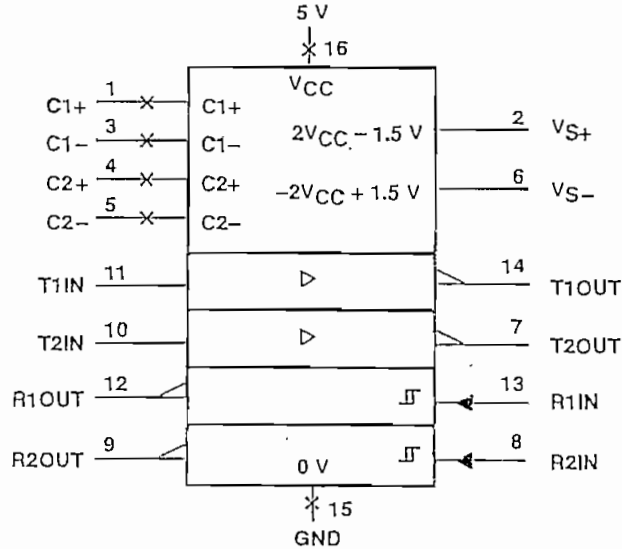
Note: These read and write timing characteristics are for reference only. Please contact your local Optrex sales representative to obtain the complete LCD module specification for more details.

- Operates With Single 5-V Power Supply
- LinBiCMOS™ Process Technology
- Two Drivers and Two Receivers
- ±30-V Input Levels
- Low Supply Current . . . 8 mA Typ
- Meets or Exceeds ANSI EIA/TIA-232-E and ITU Recommendation V.28
- Designed to be Interchangeable With Maxim MAX232
- Applications
  - EIA/TIA-232-E
  - Battery-Powered Systems
  - Terminals
  - Modems
  - Computers
- ESD Protection Exceeds 2000 V Per MIL-STD-883, Method 3015

DW OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



logic symbol†



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

description

The MAX232 is a dual driver/receiver that includes a capacitive voltage generator to supply EIA/TIA-232-E voltage levels from a single 5-V supply. Each receiver converts EIA/TIA-232-E inputs to 5-V TTL/CMOS levels. These receivers have a typical threshold of 1.3 V and a typical hysteresis of 0.5 V, and can accept ±30-V inputs. Each driver converts TTL/CMOS input levels into EIA/TIA-232-E levels. The driver, receiver, and voltage-generator functions are available as cells in the Texas Instruments LinASIC™ library.

The MAX232 is characterized for operation from 0°C to 70°C. The MAX232I is characterized for operation from -40°C to 85°C.

LinASIC and LinBiCMOS are trademarks of Texas Instruments Incorporated.

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

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

Input supply voltage range, $V_{CC}$ (see Note 1)	–0.3 V to 6 V
Positive output supply voltage range, $V_{S+}$	$V_{CC} - 0.3$ V to 15 V
Negative output supply voltage range, $V_{S-}$	–0.3 V to –15 V
Input voltage range, $V_I$ : Driver	–0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Receiver	$\pm 30$ V
Output voltage range, $V_O$ : T1OUT, T2OUT	$V_{S-} - 0.3$ V to $V_{S+} + 0.3$ V
R1OUT, R2OUT	–0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Short-circuit duration: T1OUT, T2OUT	unlimited
Operating free-air temperature range, $T_A$ : MAX232	0°C to 70°C
MAX232I	–40°C to 85°C
Storage temperature range, $T_{stg}$	–65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

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

NOTE 1: All voltage values are with respect to network ground terminal.

## recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, $V_{CC}$	4.5	5	5.5	V
High-level input voltage, $V_{IH}$ (T1IN, T2IN)	2			V
Low-level input voltage, $V_{IL}$ (T1IN, T2IN)			0.8	V
Receiver input voltage, R1IN, R2IN			$\pm 30$	V
Operating free-air temperature, $T_A$	0		70	°C

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP†	MAX	UNIT
$V_{OH}$ High-level output voltage	T1OUT, T2OUT	$R_L = 3$ k $\Omega$ to GND		5	7		V
	R1OUT, R2OUT	$I_{OH} = -1$ mA		3.5			
$V_{OL}$ Low-level output voltage‡	T1OUT, T2OUT	$R_L = 3$ k $\Omega$ to GND			–7	–5	V
	R1OUT, R2OUT	$I_{OL} = 3.2$ mA				0.4	
$V_{IT+}$ Receiver positive-going input threshold voltage	R1IN, R2IN	$V_{CC} = 5$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$			1.7	2.4	V
$V_{IT-}$ Receiver negative-going input threshold voltage	R1IN, R2IN	$V_{CC} = 5$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.8	1.2		V
$V_{hys}$ Input hysteresis voltage	R1IN, R2IN	$V_{CC} = 5$ V		0.2	0.5	1	V
$r_i$ Receiver input resistance	R1IN, R2IN	$V_{CC} = 5$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		3	5	7	k $\Omega$
$r_o$ Output resistance	T1OUT, T2OUT	$V_{S+} = V_{S-} = 0$ , $V_O = \pm 2$ V		300			$\Omega$
$I_{OS}^{\S}$ Short-circuit output current	T1OUT, T2OUT	$V_{CC} = 5.5$ V, $V_O = 0$			$\pm 10$		mA
$I_{IS}$ Short-circuit input current	T1IN, T2IN	$V_I = 0$				200	$\mu\text{A}$
$I_{CC}$ Supply current		$V_{CC} = 5.5$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	All outputs open,		8	10	mA

† All typical values are at  $V_{CC} = 5$  V,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

‡ The algebraic convention, in which the least positive (most negative) value is designated minimum, is used in this data sheet for logic voltage levels only.

§ Not more than one output should be shorted at a time.





switching characteristics,  $V_{CC} = 5\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$t_{PLH(R)}$	Receiver propagation delay time, low- to high-level output	See Figure 2		500		ns
$t_{PHL(R)}$	Receiver propagation delay time, high- to low-level output	See Figure 2		500		ns
SR	Driver slew rate	$R_L = 3\text{ k}\Omega$ to $7\text{ k}\Omega$ , See Figure 3			30	V/ $\mu$ s
$SR(t_r)$	Driver transition region slew rate	See Figure 4		3		V/ $\mu$ s

## APPLICATION INFORMATION

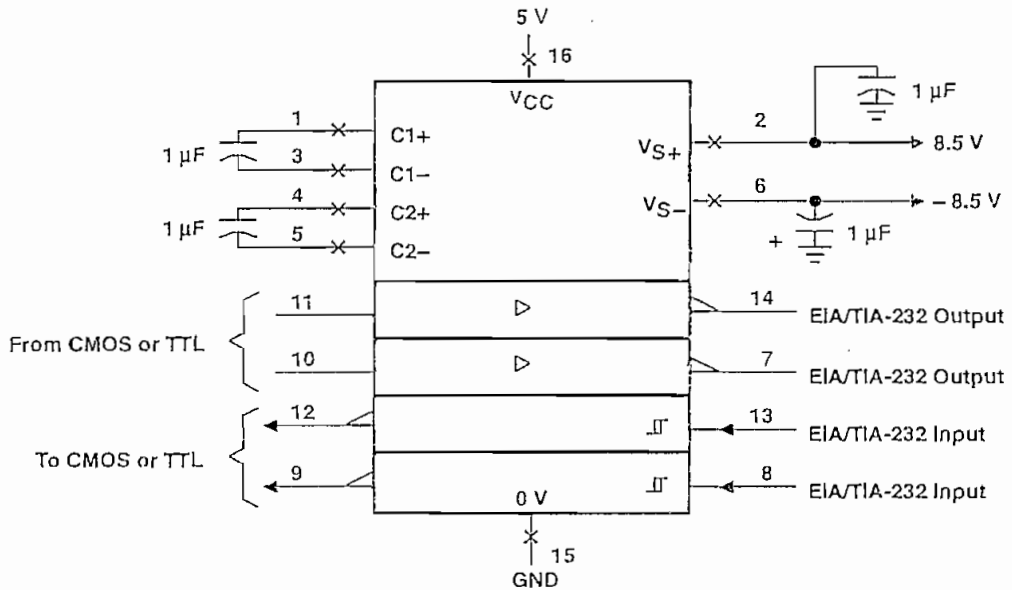


Figure 1. Typical Operating Circuit

 **TEXAS  
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

## DM54LS377/DM74LS377 Octal D Flip-Flop with Common Enable and Clock

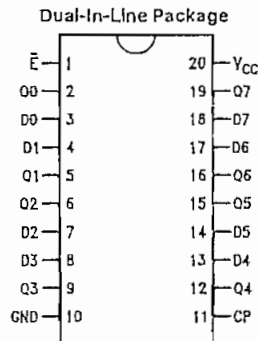
### General Description

The 'LS377 is an 8-bit register built using advanced low power Schottky technology. This register consists of eight D-type flip-flops with a buffered common clock and a buffered common input enable. The device is packaged in the space-saving (0.3 inch row spacing) 20-pin package.

### Features

- 8-bit high speed parallel registers
- Positive edge-triggered D-type flip-flops
- Fully buffered common clock and enable inputs

### Connection Diagram



TL/F/9831-1

Order Number DM54LS377E, DM54LS377J,  
DM54LS377W, DM74LS377WM or DM74LS377N  
See NS Package Number  
E20A, J20A, M20B, N20A or W20A

Pin Names	Description
$\bar{E}$	Enable Input (Active LOW)
D0-D7	Data Inputs
CP	Clock Pulse Input (Active Rising Edge)
Q0-Q7	Flip-Flop Outputs

## Absolute Maximum Ratings (Note)

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

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	
DM54LS	-55°C to +125°C
DM74LS	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

## Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM54LS377			DM74LS377			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current			4			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C
t <sub>s</sub> (H)	Setup Time HIGH or LOW	20			10			ns
t <sub>s</sub> (L)	D <sub>n</sub> to CP	20			10			ns
t <sub>h</sub> (H)	Hold Time HIGH or LOW	5.0			5.0			ns
t <sub>h</sub> (L)	D <sub>n</sub> to CP	5.0			5.0			ns
t <sub>s</sub> (H)	Setup Time HIGH or LOW	10			10			ns
t <sub>s</sub> (L)	$\bar{E}$ to CP	20			20			ns
t <sub>h</sub> (H)	Hold Time HIGH or LOW	5.0			5.0			ns
t <sub>h</sub> (L)	$\bar{E}$ to CP	5.0			5.0			ns
t <sub>w</sub> (H)	CP Pulse Width HIGH or LOW	20			20			ns
t <sub>w</sub> (L)		20			20			ns

## Electrical Characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 1)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max V <sub>IL</sub> = Max	DM54 2.5			V
			DM74 2.7	3.4		
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max V <sub>IH</sub> = Min	DM54		0.4	V
			DM74	0.35	0.5	
		I <sub>OL</sub> = 4 mA, V <sub>CC</sub> = Min	DM74	0.25	0.4	
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V V <sub>I</sub> = 10V	DM74		0.1	mA
			DM54			
I <sub>IH</sub>	High Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20.0	μA
I <sub>IL</sub>	Low Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.4	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 2)	DM54 -20		-100	mA
			DM74 -20		-100	
I <sub>CC</sub>	Supply Current	V <sub>CC</sub> = Max			28	mA

Note 1: All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

Note 2: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

## Switching Characteristics $V_{CC} = +5.0V, T_A = +25^\circ C$



Symbol	Parameter	$R_L = 2\text{ k}\Omega, C_L = 15\text{ pF}$		Units
		Min	Max	
$f_{max}$	Maximum Clock Frequency	30		MHz
$t_{PLH}$ $t_{PHL}$	Propagation Delay CP to $Q_n$		25 25	ns

### Functional Description

The 'LS377 consists of eight edge-triggered D flip-flops with individual D inputs and Q outputs. The Clock (CP) and Enable input ( $\bar{E}$ ) are common to all flip-flops.

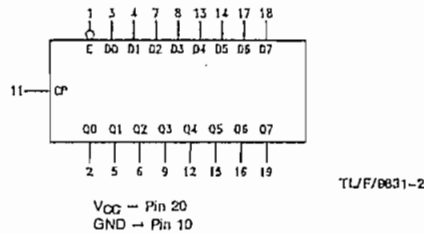
When  $\bar{E}$  is LOW, new data is entered into the register on the next LOW-to-HIGH transition of CP. When  $\bar{E}$  is HIGH, the register will retain the present data independent of the CP.

### Truth Table

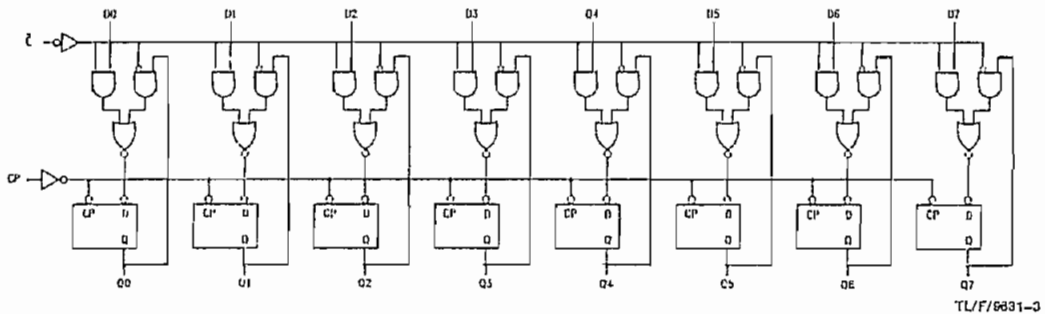
Inputs			Output
$\bar{E}$	CP	$D_n$	$Q_n$
H	X	X	No Change
L		H	H
L		L	L

H - HIGH Voltage Level  
L - LOW Voltage Level  
X - Immaterial

### Logic Symbol



### Logic Diagram



- Package Options include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

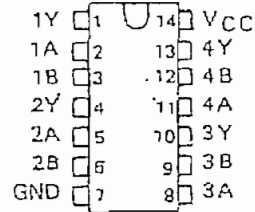
These devices contain four independent 2-input-NOR gates.

The SN5402, SN54LS02, and SN54S02 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The SN7402, SN74LS02, and SN74S02 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

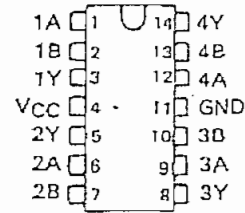
FUNCTION TABLE (each gate)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	X	L
X	H	L
L	L	H

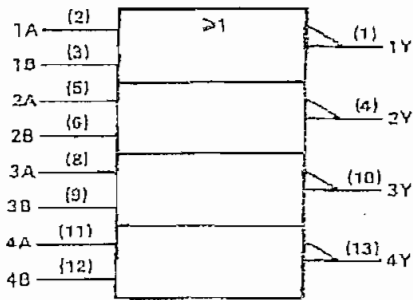
SN5402 . . . J PACKAGE  
SN54LS02, SN54S02 . . . J OR W PACKAGE  
SN7402 . . . N PACKAGE  
SN74LS02, SN74S02 . . . D OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



SN5402 . . . W PACKAGE  
(TOP VIEW)

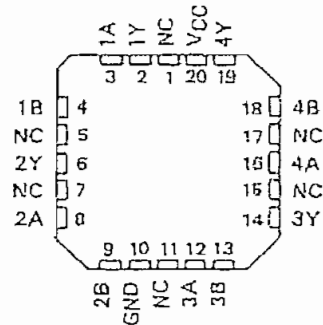


logic symbol†



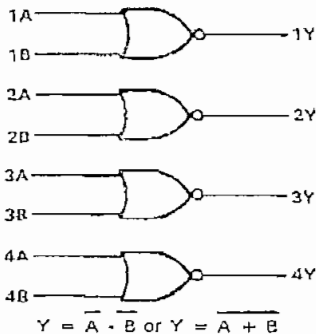
†This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std. 91-1984 and IEC Publication 617-12. Pin numbers shown are for D, J, and N packages.

SN54LS02, SN54S02 . . . FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC - No internal connection

logic diagram (positive logic)



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



# LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

## General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

## Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use;  $V_{OUT} = I_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

## Features

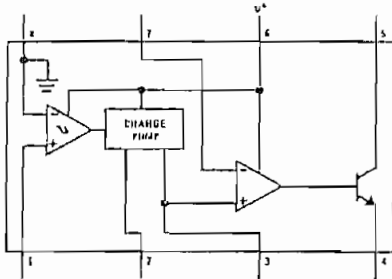
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$  linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above  $V_{CC}$  and below ground

## Applications

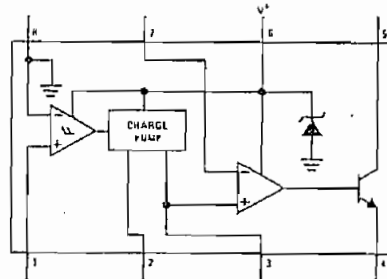
- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

## Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views



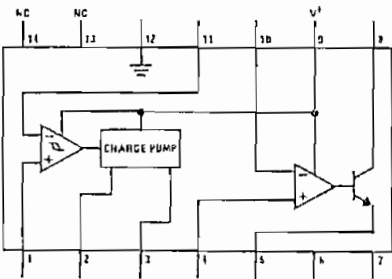
TL/H/7942-1

Order Number LM2907M-8 or LM2907N-8  
See NS Package Number M08A or N08E



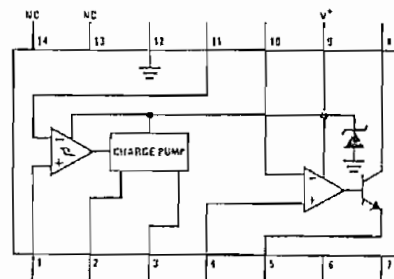
TL/H/7942-2

Order Number LM2917M-8 or LM2917N-8  
See NS Package Number M08A or N08E



TL/H/7942-3

Order Number LM2907N  
See NS Package Number N14A



TL/H/7942-4

Order Number LM2917M or LM2917N  
See NS Package Number M14A or N14A

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	28V
Supply Current (Zener Options)	25 mA
Collector Voltage	28V
Differential Input Voltage	
Tachometer	28V
Op Amp/Comparator	28V
Input Voltage Range	
Tachometer LM2907-8, LM2917-8	±28V
LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Op Amp/Comparator	0.0V to +28V

### Power Dissipation

LM2907-8, LM2917-8	1200 mW
LM2907-14, LM2917-14 (See Note 1)	1580 mW

Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

### Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

### Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{DC}$ , $T_A = 25^\circ C$ , see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>TACHOMETER</b>						
	Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)}$	±10	±25	±40	mV
	Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)}$		30		mV
	Offset Voltage	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)}$		3.5	10	mV
	LM2907/LM2917			5	15	mV
	LM2907-8/LM2917-8					
	Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50 \text{ mV}_{DC}$		0.1	1	μA
$V_{OH}$	Pin 2	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC} \text{ (Note 3)}$		8.3		V
$V_{OL}$	Pin 2	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC} \text{ (Note 3)}$		2.3		V
$I_2, I_3$	Output Current	$V_2 = V_3 = 6.0V \text{ (Note 4)}$	140	180	240	μA
$I_3$	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	μA
K	Gain Constant	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
	Linearity	$f_{IN} = 1 \text{ kHz, 5 kHz, 10 kHz (Note 5)}$	-1.0	0.3	+1.0	%
<b>OP/AMP COMPARATOR</b>						
$V_{OS}$		$V_{IN} = 6.0V$		3	10	mV
$I_{BIAS}$		$V_{IN} = 6.0V$		50	500	nA
	Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5V$	V
	Voltage Gain			200		V/mV
	Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
	Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
	Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
		$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
		$I_{SINK} = 50 \text{ mA}$		1.0	1.5	V





# 1 FUNCTION AND STRUCTURE

## 1.1 General

DMC series is the name given to the dot matrix character LCD display modules that have been developed by OPTREX CORPORATION. The modules consist of high contrast and large viewing angle TN and STN type LC (liquid crystal) panels. Each module contains a CMOS controller and all necessary drivers which have low power consumption. The controller is equipped with an internal character generator ROM, RAM and RAM for display data. All display functions are controllable by instructions making interfacing practical.

Both display data RAM and character generator RAM can be read making it possible to use any part not used for display as general data RAM. The products of this series therefore have wide application possibilities in the field of terminal display or display for measuring devices.

## 1.2 Characteristics

- 1.2.1 5 x 7 dots plus cursor, 5 x 8 dots or 5 x 11 dots, dot matrix LCD (TN and STN mode.)
- 1.2.2 4 bit or 8 bit interface with MPU is possible.
- 1.2.3 Display data RAM 80 x bit (max. 80 characters)
- 1.2.4 Character generator ROM 160 5 x 7 Character fonts.  
32 5 x 10 Character fonts.  
Custom ROM codes available.
- 1.2.5 Character generator RAM Program write (64 x 8 bit)  
8 5 x 7 character fonts.  
4 5 x 10 character fonts.
- 1.2.6 Both display data RAM and Character generator RAM can be read from MPU.
- 1.2.7 Duty ratio 1 Line Display: 1/8 duty 5 x 7 dots plus cursor, 5 x 8 dots.  
1/11 duty 5 x 11 dots.  
1/16 duty 5 x 7 dots plus cursor, 5 x 8 dots.  
2 Line Display: 1/16 duty 5 x 7 dots plus cursor, 5 x 8 dots.  
4 Line Display: 1/16 duty 5 x 8 dots.
- 1.2.8 Wide variety of operating instructions:  
Display clear, Cursor home, Display ON/OFF, Display cursor blink, Cursor shift, Display shift.

- 1.2.9 Internal automatic reset circuit upon power up.
- 1.2.10 Internal oscillator circuit.
- 1.2.11 CMOS circuitry.
- 1.2.12 Logic power source: Single (+5 V) for normal temperature.  
Dual voltage for extended temperature.
- 1.2.13 Operating temperature range: 0 to +50°C (Standard type)  
-20 to +70°C ("H" type)

### 1.3 Handling Precautions

1. LCD panel is made of glass. Avoid subjecting to strong mechanical shock or applying strong pressure on to the surface of display area.
2. The polarizer used on the surface of display panel is easily scratched and damaged. Precautions should be taken when handling.
3. CMOS-LSI is used for module circuit therefore your attention is called to the following:
  - a) All unused input terminals should be connected to Vcc or GND. The selection of Vcc or GND will depend upon which connection will satisfy the desired logical function.
  - b) When power source voltage is not applied avoid applying input signal.
  - c) Anti-static electricity measures:
    - i) When working with modules, either use your naked or gloved hand and wear non-conductive work suit to prevent generating static electricity by friction. ESD ground straps should be utilized.
    - ii) Floors, doors, and work tables must be grounded to discharge electricity.
    - iii) Tools such as soldering iron, cutting pliers and tweezers should be either grounded or properly treated whenever necessary.
4. For long term storage, avoid places of high temperature and humidity or direct sunlight.
5. Caution should be taken not to get the liquid crystal fluid in one's mouth or hands if a panel is broken. If this occurs, immediately wash with water.

## 1.4 List of DMC Series

Table 1.1

	Display Format Characters x Lines	Character Font Hor't'l x Vertical	Duty	Module Size W x H x T (mm)	View Area W x H (mm)	Character Size W x H (mm)	Dot Size W x H (mm)	Available Variations
DMC-16105	16 x 1	5 x 8	1/16	80.0 x 36.0 x 15.0	64.5 x 13	3.2 x 5.95	0.6 x 0.7	NY-LY
DMC-16106A	16 x 1	5 x 11	1/11	EL B/L 80.0 x 36.0 x 10.3 Standard 80.0 x 36.0 x 10.0	64.5 x 13.8 64.5 x 13.0	3.2 x 8.2	0.6 x 0.7	E, H, HU, HE
DMC-16117	16 x 1	5 x 8	1/16	EL B/L 80.0 x 36.0 x 10.3 Standard 80.0 x 36.0 x 10.0	64.5 x 26.3	3.2 x 5.95	0.6 x 0.7	A, H, HE AN, AN-B, ANY, AN-EB
DMC-16128	16 x 1	5 x 8	1/16	LED 122.0 x 33.0 x 15.7 Reflective 122.0 x 33.0 x 11.0	99 x 13	4.84 x 9.66	0.92 x 1.1	N-LY NY-LY
DMC-16129	16 x 1	5 x 8	1/8	122.0 x 33.0 x 11.0	154.0 x 15.3	4.84 x 9.66	0.92 x 1.1	H U
DMC-16188	16 x 1	5 x 8	1/8	LED 151.0 x 40.0 x 14.2 Reflective & EL 151.0 x 40.0 x 10.0	120.0 x 23.0	6.0 x 14.54	1.152 x 1.765	NY-LY NYU-LY
DMC-16202	16 x 2	5 x 8	1/16	84.0 x 45.0 x 15.1	61.0 x 31.5	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65	LY N-LY-B NY-LY NYJ-LY-D
DMC-16204	16 x 2	5 x 8	1/16	LED 80.0 x 40.0 x 16.1 Reflective & EL 80.0 x 40.0 x 10.9	59.5 x 16	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65	NY-LY U-LY
DMC-16205	16 x 2	5 x 8	1/16	88.0 x 34.0 x 16.1	59.5 x 16.0	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65	NY-LY
DMC-16207	16 x 2	5 x 8	1/16	84.0 x 44.0 x 11.0	61.0 x 16.0	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65	* H* N* N-B* N-EB* NY-B U*
DMC-16230	16 x 2	5 x 8	1/16	LED 122.0 x 44.0 x 14.6 Reflective & EL 122.0 x 44.0 x 11.0	99.0 x 36.0	4.84 x 9.66	0.92 x 1.1	E H H-LY N N-EB NY NY-LY NY-LY-B

								NYJ-LYD NYU-LY U
DMC-16249	16 x 2	5 x 8	1/16	80.0 x 36.0 x 11.0	64.5 x 13.8	2.95 x 4.35	0.55 x 0.5	B* N* UB*
DMC-16266								V-YGR
DMC-16433	16 x 4	5 x 8	1/16	87.0 x 60.0 x 11.0	61.8 x 25.2	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55	E H N N-B N-EB N-SEW-B NU-EB NY-SEB-B
DMC-20171	20 x 1	5 x 8	1/8	LED 182 x 33.5 x 14.35max Reflective 182 x 33.5 x 12.7max	154.3 x 15.3	6.7 x 11.5	1.3 x 1.3	E NY-LY
DMC-20215	20 x 2	5 x 8	1/16	116.0 x 44.0 x 11	83.0 x 18.6	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	
DMC-20261	20 x 2	5 x 8	1/16	LED 116.0 x 37.0 x 15.7max Reflective 116.0 x 37.0 x 11.0	83.0 x 18.6	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	ANY-LY-B N N-E NY-LY NYJ-LY-D
DMC-20434	20 x 4	5 x 8	1/16	98.5 x 60.0 x 11.0	76.0 x 25.2	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55	E H HE N N-B N-EB N-SEW NY-EB U
DMC-20481	20 x 4	5 x 8	1/16	98.5 x 61.0 x 15.6	76.0 x 25.2	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55	NY-LY NY-LY-B NYU-LY
DMC-2079	40 x 2	5 x 8	1/16	172.0 x 33.5 x 15.5	142.5 x 16.5	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	LY1 NB-LY-B NY-LY-B
DMC-24227	24 x 2	5 x 8	1/16	118.0 x 36.0 x 11.0	93.5 x 15.8	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	N N-B N-EB
DMC-32132	32 x 1	5 x 11	1/11	174.5 x 31.0 x 11.0	123.5 x 16.5	3.2 x 8.2	0.6 x 0.7	UE
DMC-32239	32 x 2	5 x 8	1/16	174.5 x 31.0 x 11.0	141.0 x 29.7	3.45 x 11.75	0.65 x 0.65	NE
DMC-40131	40 x 1	5 x 11	1/11	182.0 x 33.5 x 11.0	152.5 x 16.5	3.2 x 8.2	0.6 x 0.7	
DMC-40202	40 x 2	5 x 8	1/16	182.0 x 34.5 x 15.1	142.5 x 16.5	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65	N-LY-B NY-LY

DMC-40205									NY-LY-B
DMC-40218	40 x 2	5 x 8	1/16	182.0 x 33.5 x 11.0	152.5 x 16.5	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65		NY-LY-B
									N
									N-EB
									N-SEW-B
									NY
									NY-EB
DMC-40267									NY-LY
									NYJ-LY
DMC-40457	40 x 4	5 x 8	1/16	LED 190 x 54 x 13.6 Reflective 190 x 54 x 11.0	147 x 29.5	2.78 x 4.89	0.5 x 0.55		N
									N-B
									N-EB
									NY-LY
									NY-LYB
									NYJ-LYD
DMC-50097	16 x 2	5 x 8	1/16	84.0 x 44.0 x 11.0	61.0 x 16.0	2.95 x 5.55	0.55 x 0.65		H
DMC-50149	24 x 2	5 x 8	1/16	121.5 x 33.5 x 16.1	93.5 x 15.8	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65		NYU-LY-B
DMC-50218	20 x 2	5 x 8	1/16	LED 116.0 x 37.0 x 15.7 Reflective 116.0 x 37.0 x 11.0	83.0 x 18.6	3.2 x 5.55	0.6 x 0.65		N-B
DMC-50244	20 x 4	5 x 8	1/16	82.5max x 4.8max x 9.5	71.6 x 25.2	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55		N-B
DMC-50292									NY-LY-B
DMC-50448	8 x 2	5 x 8	1/16	40.0 x 35.4 x 8.2	30.4 x 13.9	2.95 x 4.75	0.55 x 0.55		N

## 1.5 Pin Assignments

Table 1.2

Pin Number	Symbol
1	V <sub>ss</sub>
2	V <sub>cc</sub>
3	V <sub>cc</sub>
4	RS
5	R/W
6	E
7	DB0
8	DB1
9	DB2
10	DB3
11	DB4
12	DB5
13	DB6
14	DB7

### Pin Descriptions:

Table 1.3 List of terminal functions

Signal name	No. of Lines	Input/Output	Connected to	Function
DB4 ~ DB7	4	Input/Output	MPU	4 lines of high order data bus. Bi-directional transfer of data between MPU and module is done through these lines. Also DB <sub>7</sub> can be used as a busy flag. These lines are used as data in 4 bit operation.
DB0 ~ DB3	4	Input/Output	MPU	4 lines of low order data bus. Bi-directional transfer of data between MPU and module is done through these lines. In 4 bit operation, these are not used and should be grounded.
E	1	Input	MPU	Enable - Operation start signal for data read/write.
R/W	1	Input	MPU	Signal to select Read or Write "0": Write "1": Read
RS	1	Input	MPU	Register Select "0": Instruction register (Write) : Busy flag; Address counter (Read) "1": Data register (Write, Read)
V <sub>cc</sub>	1		Power Supply	Terminal for LCD drive power source.
V <sub>cc</sub>	1		Power Supply	+5V
V <sub>ss</sub>	1		Power Supply	0V (GND)
E1	1	Input	MPU	Enable 1 - Operation start signal for data Read/Write of upper 2 lines. Applicable to DMC 40457 series only.
E2	1	Input	MPU	Enable 2 - Operation start signal for data Read/Write of lower 2 lines. Applicable to DMC 40457 series only.

## 2 MPU INTERFACING

### 2.1 General

Each character display can be operated in either 4 or 8 bit mode.

Instructions/Data are written to the display using the signal timing characteristics found in section 4.2.

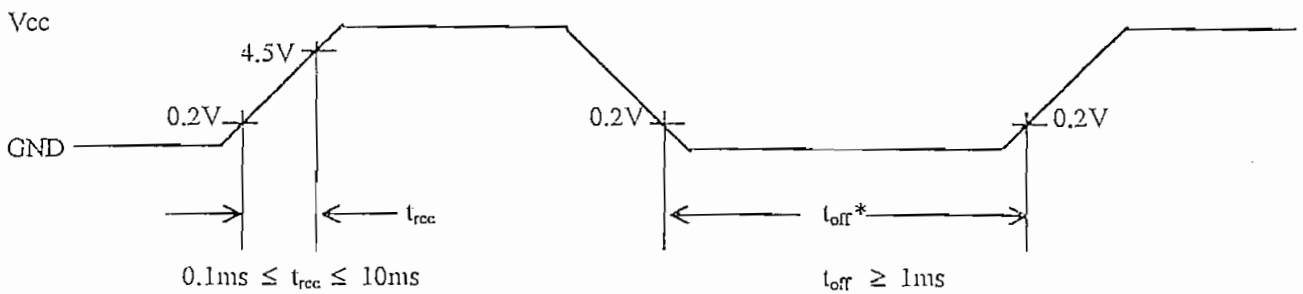
When operating in 4 bit mode, data is transferred in two 4 bit operations using data bits DB<sub>4</sub> - DB<sub>7</sub>. DB<sub>0</sub> - DB<sub>3</sub> are not used and should be tied low. When using 4 bit mode, data is transferred twice before the instruction cycle is complete. First the high order nibble is transferred then the low order nibble. The busy flag should only be checked after both nibbles are transferred.

When operating in 8 bit mode, data is transferred using the full 8 bit bus DB<sub>0</sub> - DB<sub>7</sub>.

### 2.2 Initialization

#### 2.2.1 Initialization using the Internal Reset Circuit

The display can be initialized using the internal reset circuit if the Internal Power Supply Reset timing below is met.



Note: t<sub>off</sub> represents the time of power off condition for a momentary power supply dip or when cycling power off then on.

If the above conditions are met, the busy flag will go active 10ms after  $V_{cc}$  rises to 4.5V. The busy flag will remain active until the following instructions are executed fully.

a. Display Clear

b. Function set:

DL = 1 : 8 bit interface operation  
N = 0 : 1 - line display  
F = 0 : 5 x 7 dot character font

c. Display ON/OFF Control:

D = 0 : Display OFF  
C = 0 : Cursor OFF  
B = 0 : Blink OFF

d. Entry Mode Set:

I/D = 1 : +1 (Increment Mode)  
S = 0 : No Display Shift operation

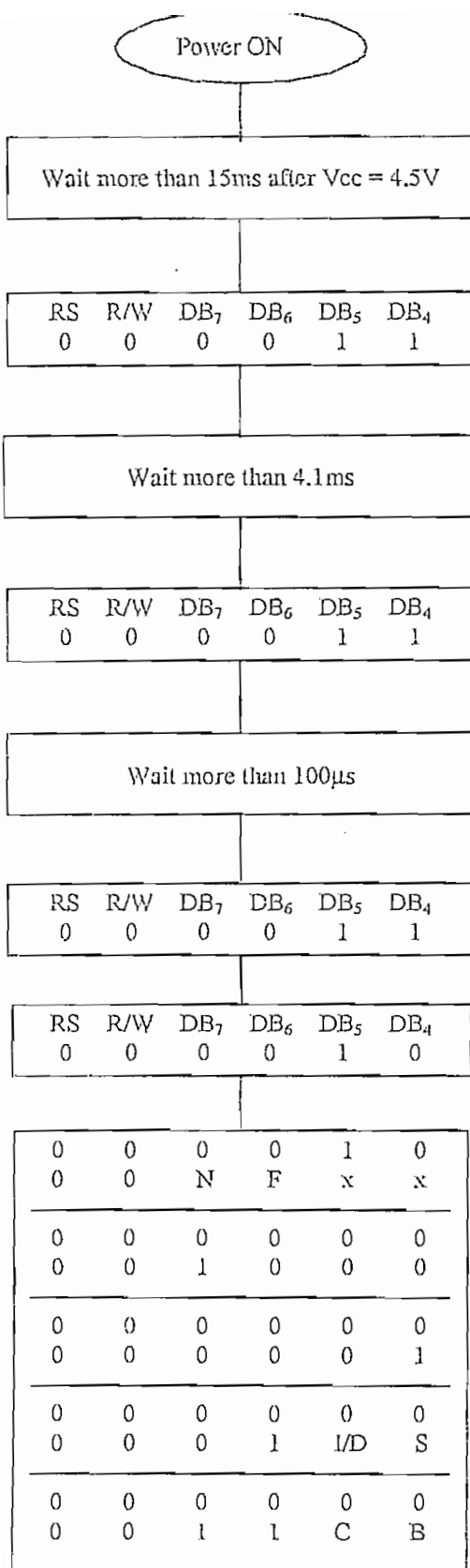
If the internal power supply reset timing cannot be met, the display will not operate normally. In this case, the display can be initialized through software.

Note: Variable power supply loading can have an effect on power supply reset timing. If this is the case, then the software initialization should be performed.

### 2.2.2 Software Initialization

Although software initialization is not mandatory, it is recommended that this procedure always be performed. When the internal power supply reset timing cannot be met, then the display must be initialized using one of the following procedures.





No data should be transferred to or from the display during this time.

Function Set Command: (8-Bit interface)

No data should be transferred to or from the display during this time.

Function Set Command: (8-Bit interface)

No data should be transferred to or from the display during this time.

Function Set Command: (8-Bit interface)  
After this command is written, BF can be checked

Function Set: Sets interface to 4-bit

Function Set (Interface = 4-bit, Set N and F for number of lines and character font)

Display OFF

Clear Display

Entry Mode Set:

Display ON (Set C and B for cursor/Blink options.)

Note: BF should be checked before each of the instructions starting with Display OFF.

Table 3.1  
List of Instructions

Instruction	Code										Description	Execution time (max.) when fcp or fosc is 250 kHz	
	RS	R/W	DB <sub>7</sub>	DB <sub>6</sub>	DB <sub>5</sub>	DB <sub>4</sub>	DB <sub>3</sub>	DB <sub>2</sub>	DB <sub>1</sub>	DB <sub>0</sub>			
Clear Display	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	Clears entire display and sets DD RAM address 0 in address counter.	15.2ms
Return Home	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	x	Sets DD RAM address 0 in address counter. Also returns shifted display to original position. DD RAM contents remain unchanged.	15.2ms
Entry Mode Set	0	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S	Sets cursor move direction and specifies shift or display. These operations are performed during data write and read.	40μs
Display ON/OFF Control	0	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B	Sets ON/OFF of entire display (D), cursor ON/OFF (C), and blink of cursor position character (B).	40μs
Cursor or Display Shift	0	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	x	x	Moves cursor and shifts display without changing DD RAM contents.	40μs
Function Set	0	0	0	0	1	DL	N	F	x	x	x	Sets interface data length (DL), number of display lines (N) and character font (F).	40μs
Set CG RAM Address	0	0	0	1	ACG						Sets CG RAM address. CG RAM data is sent and received after this setting.	40μs	
Set DD RAM Address	0	0	1	ADD						Sets DD RAM address. DD RAM data is sent and received after this setting.	40μs		
Read Busy Flag & Address	0	1	BF	AC						Reads busy flag (BF) indicating internal operation is being performed and reads address counter contents.	40μs		
Write Data to CG or DD RAM	1	0	Write Data						Writes data into DD RAM or CG RAM.	40μs			
Read Data from CG or DD RAM	1	1	Read Data						Reads data from DD RAM or CG RAM.	40μs			
	I/D=1 : Increment I/D=0 : Decrement S=1 : Accompanies display shift S/C=1 : Display shift S/C=0 : Cursor move R/L=1 : Shift to the right R/L=0 : Shifts to the left DL=1 : 8 bits, DL=0 : 4 bits N=1 : 2 lines, N=0 : 1 line F=1 : 5x10 dots, F=0 : 5x7 dots BF=1 : Internally operating BF=0 : Can accept instruction										DD RAM : Display Data RAM CG RAM : Character Generator RAM ACG : CG RAM address ADD : DD RAM address. Corresponds to cursor address. AC : Address counter used for both DD and CG RAM address.	Execution time changes when frequency changes.  Example: When fcp or fosc is 270kHz: $40\mu s \times 250/270 = 37 \mu s$	

x = don't care. (No Effect)

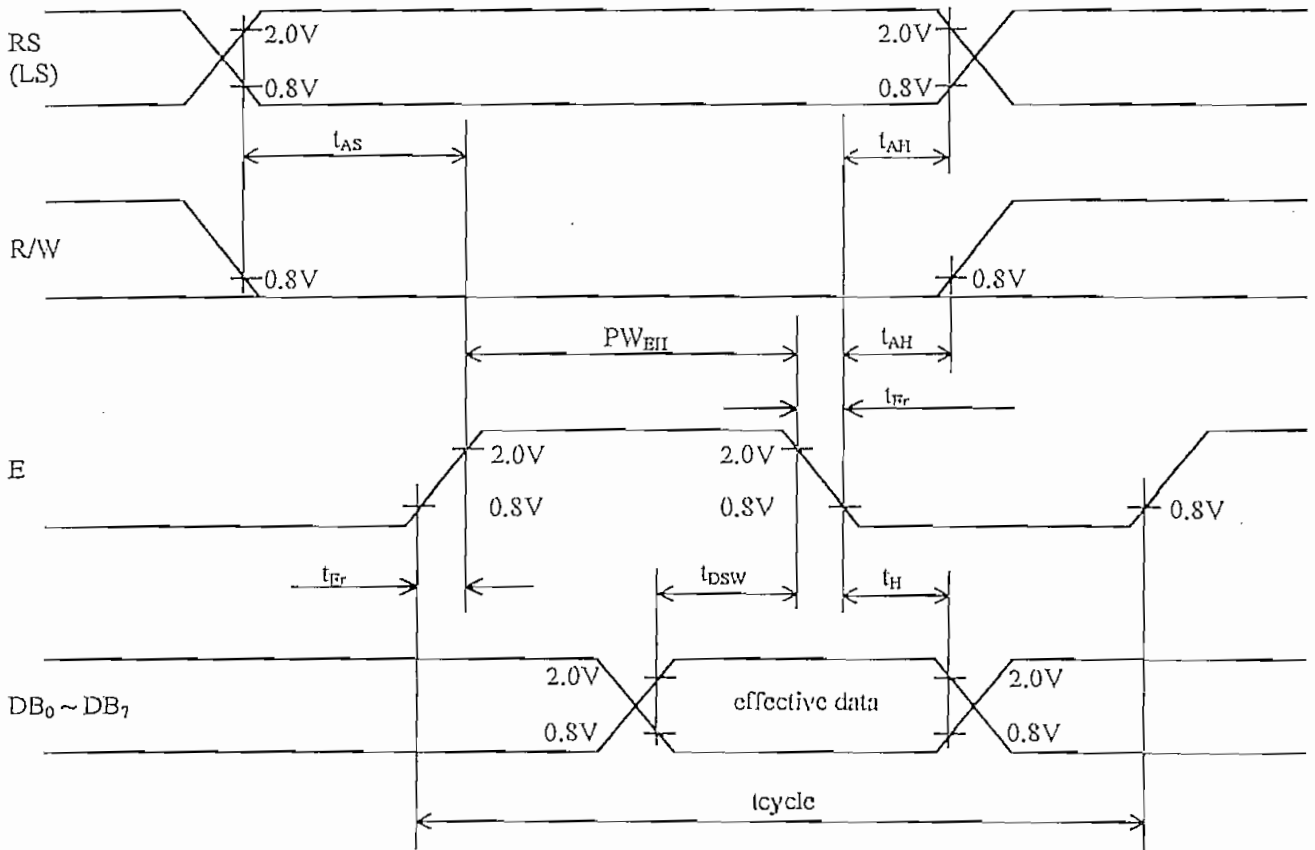
## 4 Electrical Characteristics

### 4.1 Absolute Maximum Ratings

The absolute maximum ratings of a display module may vary from one to another. Please contact your local Optrex Sales Representative for a detailed module specification.

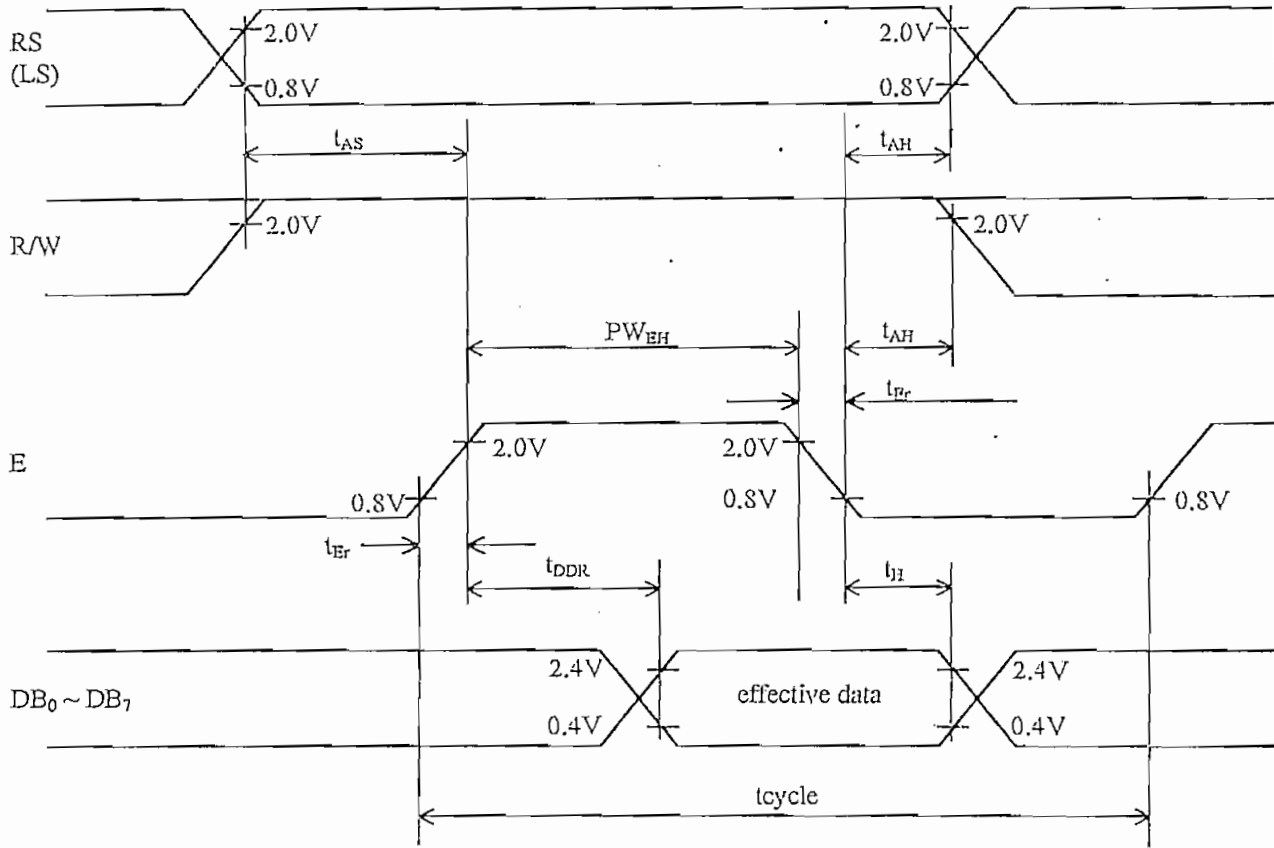
### 4.2 Timing Characteristics

#### 4.2.1 Write Operation



**Fig. 4.1**  
Bus Write Operation Sequence.  
(Writing data from MPU to Module)

### 4.2.2 Read Operation



**Fig. 4.2**  
 Bus Read Operation Sequence  
 (Reading data from Module to MPU)

### 4.2.3 Timing Characteristics of Each Drawing

(Vcc = 5.0V ± 5%, Vxx = 0V, Ta = 0 ~ 50°C)

Write timing characteristics (Fig. 4.1)

Item	Symbol	Specs. Value		Unit
		Min.	Max.	
Enable cycle time	t <sub>cycle</sub>	1000	-	ns
Enable pulse width	“High” level PW <sub>BH</sub>	450	-	ns
Enable rising, falling time	t <sub>Er</sub> , t <sub>Ef</sub>	-	25	ns
Set up time	RS, R/W-E t <sub>AS</sub>	140	-	ns
Address hold time	t <sub>AH</sub>	10	-	ns
Data set up time	t <sub>DSW</sub>	195	-	ns
Data hold time	t <sub>H</sub>	10	-	ns

Read timing characteristics (Fig. 4.2)

Item	Symbol	Specs. Value		Unit
		Min.	Max.	
Enable cycle time	t <sub>cycle</sub>	1000	-	ns
Enable pulse width	“High” level PW <sub>BH</sub>	450	-	ns
Enable rise, fall time	t <sub>Er</sub> , t <sub>Ef</sub>	-	25	ns
Set up time	RS, R/W-E t <sub>AS</sub>	140	-	ns
Data delay time	t <sub>DDR</sub>	-	1320	ns
Data hold time	t <sub>H</sub>	20	-	ns

Note: These read and write timing characteristics are for reference only. Please contact your local Optrex sales representative to obtain the complete LCD module specification for more details.

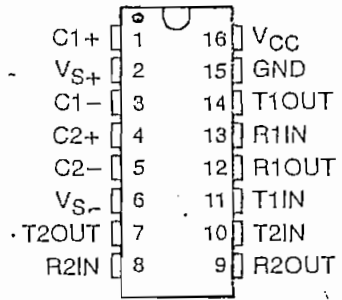
- Operates With Single 5-V Power Supply
- LinBICMOS™ Process Technology
- Two Drivers and Two Receivers
- ±30-V Input Levels
- Low Supply Current . . . 8 mA Typ
- Meets or Exceeds ANSI EIA/TIA-232-E and ITU Recommendation V.28
- Designed to be Interchangeable With Maxim MAX232
- Applications
  - EIA/TIA-232-E
  - Battery-Powered Systems
  - Terminals
  - Modems
  - Computers
- ESD Protection Exceeds 2000 V Per MIL-STD-883, Method 3015

**description**

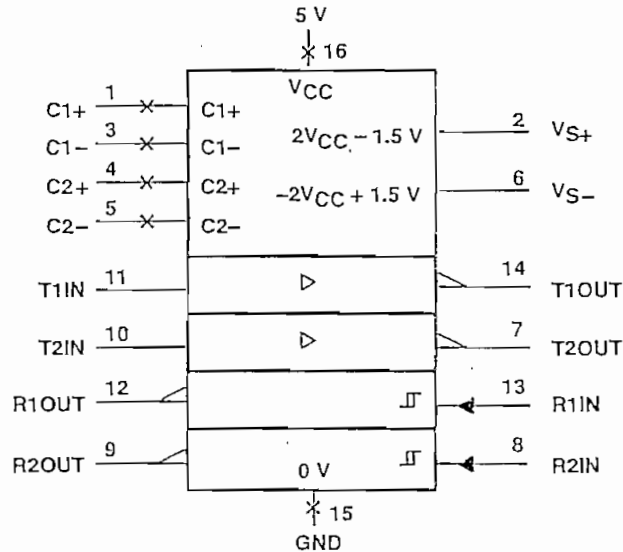
The MAX232 is a dual driver/receiver that includes a capacitive voltage generator to supply EIA/TIA-232-E voltage levels from a single 5-V supply. Each receiver converts EIA/TIA-232-E inputs to 5-V TTL/CMOS levels. These receivers have a typical threshold of 1.3 V and a typical hysteresis of 0.5 V, and can accept ±30-V inputs. Each driver converts TTL/CMOS input levels into EIA/TIA-232-E levels. The driver, receiver, and voltage-generator functions are available as cells in the Texas Instruments LinASIC™ library.

The MAX232 is characterized for operation from 0°C to 70°C. The MAX232I is characterized for operation from -40°C to 85°C.

DW OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



**logic symbol†**



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

LinASIC and LinBICMOS are trademarks of Texas Instruments Incorporated.

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

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

Input supply voltage range, $V_{CC}$ (see Note 1)	.....	-0.3 V to 6 V
Positive output supply voltage range, $V_{S+}$	.....	$V_{CC} - 0.3$ V to 15 V
Negative output supply voltage range, $V_{S-}$	.....	-0.3 V to -15 V
Input voltage range, $V_I$ : Driver	.....	-0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Receiver	.....	$\pm 30$ V
Output voltage range, $V_O$ : T1OUT, T2OUT	.....	$V_{S-} - 0.3$ V to $V_{S+} + 0.3$ V
R1OUT, R2OUT	.....	-0.3 V to $V_{CC} + 0.3$ V
Short-circuit duration: T1OUT, T2OUT	.....	unlimited
Operating free-air temperature range, $T_A$ : MAX232	.....	0°C to 70°C
MAX232I	.....	-40°C to 85°C
Storage temperature range, $T_{stg}$	.....	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	.....	260°C

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

NOTE 1: All voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, $V_{CC}$	4.5	5	5.5	V
High-level input voltage, $V_{IH}$ (T1IN, T2IN)	2			V
Low-level input voltage, $V_{IL}$ (T1IN, T2IN)			0.8	V
Receiver input voltage, R1IN, R2IN			$\pm 30$	V
Operating free-air temperature, $T_A$	0		70	°C

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
$V_{OH}$ High-level output voltage	T1OUT, T2OUT	$R_L = 3$ k $\Omega$ to GND	5	7		V
	R1OUT, R2OUT	$I_{OH} = -1$ mA	3.5			
$V_{OL}$ Low-level output voltage‡	T1OUT, T2OUT	$R_L = 3$ k $\Omega$ to GND		-7	-5	V
	R1OUT, R2OUT	$I_{OL} = 3.2$ mA			0.4	
$V_{IT+}$ Receiver positive-going input threshold voltage	R1IN, R2IN	$V_{CC} = 5$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1.7	2.4	V
$V_{IT-}$ Receiver negative-going input threshold voltage	R1IN, R2IN	$V_{CC} = 5$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.8	1.2		V
$V_{hys}$ Input hysteresis voltage	R1IN, R2IN	$V_{CC} = 5$ V	0.2	0.5	1	V
$r_i$ Receiver input resistance	R1IN, R2IN	$V_{CC} = 5$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	3	5	7	k $\Omega$
$r_o$ Output resistance	T1OUT, T2OUT	$V_{S+} = V_{S-} = 0$ , $V_O = \pm 2$ V	300			$\Omega$
$I_{OS}^{\S}$ Short-circuit output current	T1OUT, T2OUT	$V_{CC} = 5.5$ V, $V_O = 0$		$\pm 10$		mA
$I_{IS}$ Short-circuit input current	T1IN, T2IN	$V_I = 0$			200	$\mu\text{A}$
$I_{CC}$ Supply current		$V_{CC} = 5.5$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ All outputs open,		8	10	mA

† All typical values are at  $V_{CC} = 5$  V,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

‡ The algebraic convention, in which the least positive (most negative) value is designated minimum, is used in this data sheet for logic voltage levels only.

§ Not more than one output should be shorted at a time.



switching characteristics,  $V_{CC} = 5\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$t_{PLH(R)}$	Receiver propagation delay time, low- to high-level output	See Figure 2		500		ns
$t_{PHL(R)}$	Receiver propagation delay time, high- to low-level output	See Figure 2		500		ns
SR	Driver slew rate	$R_L = 3\text{ k}\Omega$ to $7\text{ k}\Omega$ , See Figure 3			30	$\text{V}/\mu\text{s}$
$SR(tr)$	Driver transition region slew rate	See Figure 4		3		$\text{V}/\mu\text{s}$

## APPLICATION INFORMATION

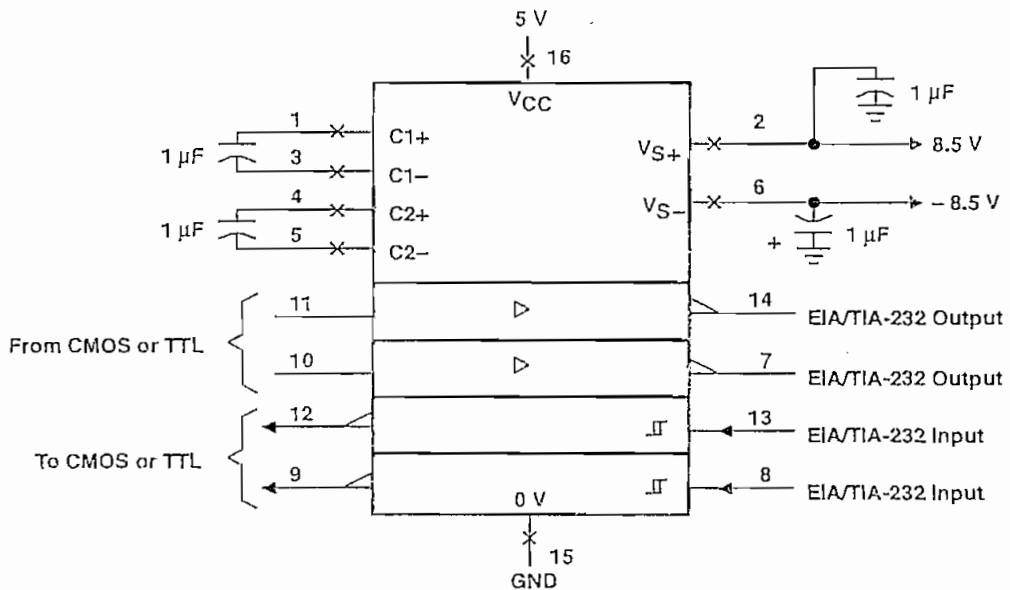


Figure 1. Typical Operating Circuit





## DM54LS377/DM74LS377 Octal D Flip-Flop with Common Enable and Clock

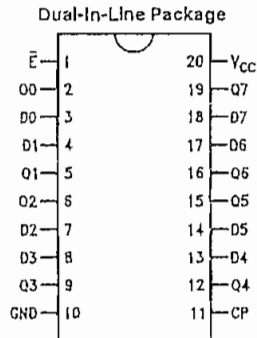
### General Description

The 'LS377 is an 8-bit register built using advanced low power Schottky technology. This register consists of eight D-type flip-flops with a buffered common clock and a buffered common input enable. The device is packaged in the space-saving (0.3 inch row spacing) 20-pin package.

### Features

- 8-bit high speed parallel registers
- Positive edge-triggered D-type flip-flops
- Fully buffered common clock and enable inputs

### Connection Diagram



TL/F/9831-1

Order Number DM54LS377E, DM54LS377J,  
DM54LS377W, DM74LS377WM or DM74LS377N  
See NS Package Number  
E20A, J20A, M20B, N20A or W20A

Pin Names	Description
$\bar{E}$	Enable Input (Active LOW)
D0-D7	Data Inputs
CP	Clock Pulse Input (Active Rising Edge)
Q0-Q7	Flip-Flop Outputs

## Absolute Maximum Ratings (Note)

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

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	
DM54LS	-55°C to +125°C
DM74LS	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

## Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM54LS377			DM74LS377			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current			4			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C
t <sub>s</sub> (H)	Setup Time HIGH or LOW	20			10			ns
t <sub>s</sub> (L)	D <sub>n</sub> to CP	20			10			ns
t <sub>h</sub> (H)	Hold Time HIGH or LOW	5.0			5.0			ns
t <sub>h</sub> (L)	D <sub>n</sub> to CP	5.0			5.0			ns
t <sub>s</sub> (H)	Setup Time HIGH or LOW	10			10			ns
t <sub>s</sub> (L)	$\bar{E}$ to CP	20			20			ns
t <sub>h</sub> (H)	Hold Time HIGH or LOW	5.0			5.0			ns
t <sub>h</sub> (L)	$\bar{E}$ to CP	5.0			5.0			ns
t <sub>w</sub> (H)	CP Pulse Width HIGH or LOW	20			20			ns
t <sub>w</sub> (L)		20			20			ns

## Electrical Characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 1)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max V <sub>IL</sub> = Max	DM54 2.5			V
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max V <sub>IH</sub> = Min	DM54		0.4	V
			DM74	0.35	0.5	
		I <sub>OL</sub> = 4 mA, V <sub>CC</sub> = Min	DM74	0.25	0.4	
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V V <sub>I</sub> = 10V	DM74		0.1	mA
			DM54			
I <sub>IH</sub>	High Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20.0	μA
I <sub>IL</sub>	Low Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.4	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 2)	DM54	-20	-100	mA
			DM74	-20	-100	
I <sub>CC</sub>	Supply Current	V <sub>CC</sub> = Max			28	mA

Note 1: All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

Note 2: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

## Switching Characteristics $V_{CC} = +5.0V, T_A = +25^\circ C$



Symbol	Parameter	$R_L = 2\text{ k}\Omega, C_L = 15\text{ pF}$		Units
		Min	Max	
$f_{max}$	Maximum Clock Frequency	30		MHz
$t_{PLH}$	Propagation Delay CP to $Q_n$		25	ns
$t_{PHL}$			25	

### Functional Description

The 'LS977 consists of eight edge-triggered D flip-flops with individual D inputs and Q outputs. The Clock (CP) and Enable input ( $\bar{E}$ ) are common to all flip-flops.

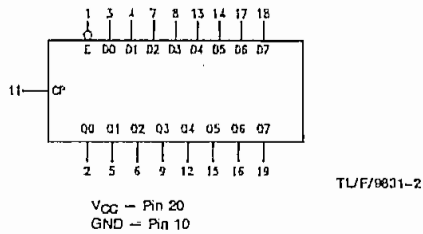
When  $\bar{E}$  is LOW, new data is entered into the register on the next LOW-to-HIGH transition of CP. When  $\bar{E}$  is HIGH, the register will retain the present data independent of the CP.

### Truth Table

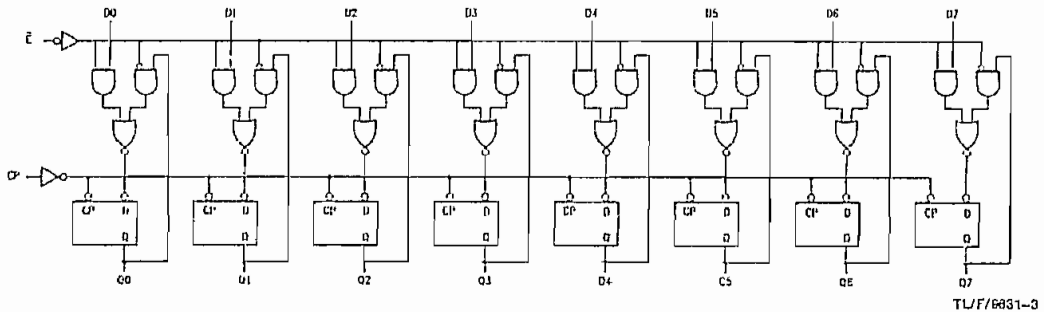
Inputs			Output
$\bar{E}$	CP	$D_n$	$Q_n$
H	X	X	No Change
L		H	H
L		L	L

H - HIGH Voltage Level  
L - LOW Voltage Level  
X - Immaterial

### Logic Symbol



### Logic Diagram



- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

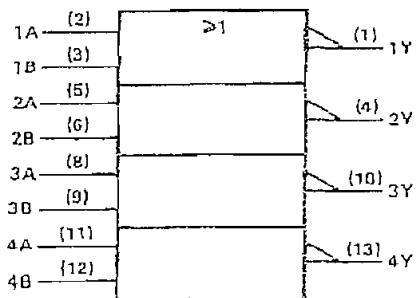
These devices contain four independent 2-input-NOR gates.

The SN5402, SN54LS02, and SN54S02 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The SN7402, SN74LS02, and SN74S02 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

FUNCTION TABLE (each gate)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	X	L
X	H	L
L	L	H

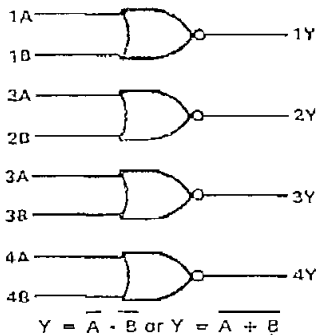
logic symbol†



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

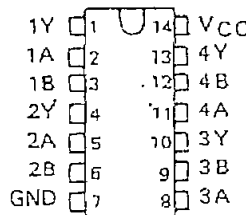
Pin numbers shown are for D, J, and N packages.

logic diagram (positive logic)

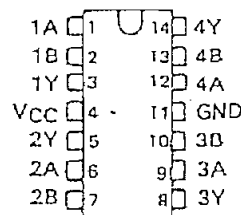


$$Y = \overline{A \cdot B} \text{ or } Y = \overline{A + B}$$

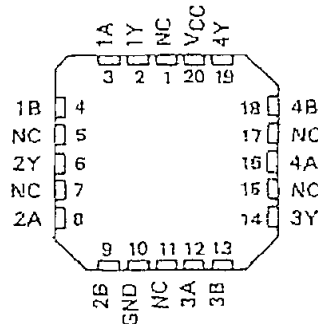
SN6402 . . . J PACKAGE  
SN64LS02, SN54S02 . . . J OR W PACKAGE  
SN7402 . . . N PACKAGE  
SN74LS02, SN74S02 . . . D OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



6N5402 . . . W PACKAGE  
(TOP VIEW)



SN54LS02, SN54S02 . . . FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC - No internal connection

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



## LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

### General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

### Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use;  $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

### Features

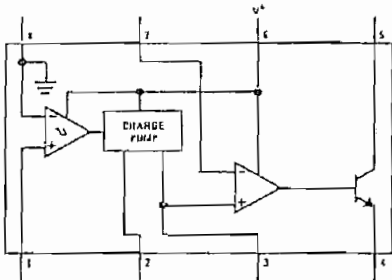
- Ground referenced tachometer input interlaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$  linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above  $V_{CC}$  and below ground

### Applications

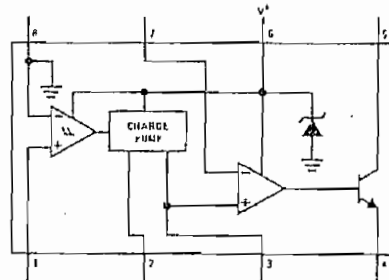
- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

### Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views



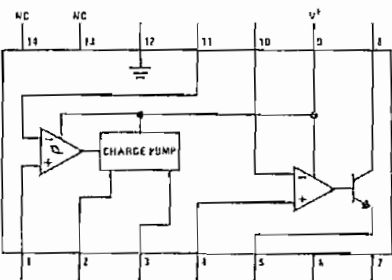
TL/H/7942-1

Order Number LM2907M-8 or LM2907N-8  
See NS Package Number M08A or N08E



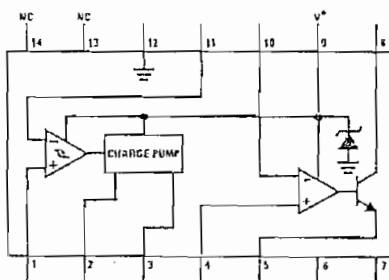
TL/H/7942-2

Order Number LM2917M-8 or LM2917N-8  
See NS Package Number M08A or N08E



TL/H/7942-3

Order Number LM2907N  
See NS Package Number N14A



TL/H/7942-4

Order Number LM2917M or LM2917N  
See NS Package Number M14A or N14A

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	28V
Supply Current (Zener Options)	25 mA
Collector Voltage	28V
Differential Input Voltage	
Tachometer	28V
Op Amp/Comparator	28V
Input Voltage Range	
Tachometer LM2907-8, LM2917-8	±28V
LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Op Amp/Comparator	0.0V to +28V

### Power Dissipation

LM2907-8, LM2917-8	1200 mW
LM2907-14, LM2917-14 (See Note 1)	1580 mW

Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

### Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

### Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{DC}$ , $T_A = 25^\circ C$ , see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>TACHOMETER</b>						
	Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{p-p} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)	±10	±25	±40	mV
	Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{p-p} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)		30		mV
	Offset Voltage	$V_{IN} = 250 \text{ mV}_{p-p} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)		3.5	10	mV
	LM2907/LM2917			5	15	mV
	LM2907-8/LM2917-8					
	Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50 \text{ mV}_{DC}$		0.1	1	μA
$V_{OH}$	Pin 2	$V_{IN} = +125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		8.3		V
$V_{OL}$	Pin 2	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		2.3		V
$I_2, I_3$	Output Current	$V_2 = V_3 = 6.0V$ (Note 4)	140	180	240	μA
$I_3$	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	μA
K	Gain Constant	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
	Linearity	$f_{IN} = 1 \text{ kHz}, 5 \text{ kHz}, 10 \text{ kHz}$ (Note 5)	-1.0	0.3	+1.0	%
<b>OP/AMP COMPARATOR</b>						
$V_{OS}$		$V_{IN} = 6.0V$		3	10	mV
$I_{BIAS}$		$V_{IN} = 6.0V$		50	500	nA
	Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5V$	V
	Voltage Gain			200		V/mV
	Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
	Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
	Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
		$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
		$I_{SINK} = 50 \text{ mA}$		1.0	1.5	V

# Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{DC}$ , $T_A = 25^\circ C$ , see test circuit (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>ZENER REGULATOR</b>						
	Regulator Voltage	$R_{DROD} = 470\Omega$		7.56		V
	Series Resistance			10.5	15	$\Omega$
	Temperature Stability			+1		mV/ $^\circ C$
	TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above  $25^\circ C$ , the device must be derated based on a  $150^\circ C$  maximum junction temperature and a thermal resistance of  $101^\circ C/W$  junction to ambient for LM2907-B and LM2917-B, and  $79^\circ C/W$  junction to ambient for LM2907-14 and LM2917-14.

Note 2: Hysteresis is the sum  $+V_{TH} - (-V_{TH})$ , offset voltage is their difference. See test circuit.

Note 3:  $V_{OH}$  is equal to  $\frac{3}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$ ,  $V_{OL}$  is equal to  $\frac{1}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$  therefore  $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$ . The difference,  $V_{OH} - V_{OL}$ , and the mirror gain,  $I_2/I_3$ , are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

Note 4: Be sure when choosing the time constant  $R1 \times C1$  that  $R1$  is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be reached with  $I_3 \times R1$ . The maximum value for  $R1$  is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than  $10 M\Omega$  typically.

Note 5: Nonlinearity is defined as the deviation of  $V_{OUT}$  (at pin 3) for  $f_{IN} = 5$  kHz from a straight line defined by the  $V_{OUT}$  at 1 kHz and  $V_{OUT}$  at 10 kHz.  $C1 = 1000$  pF,  $R1 = 60k$  and  $C2 = 0.22$  mF.

## General Description (Continued)

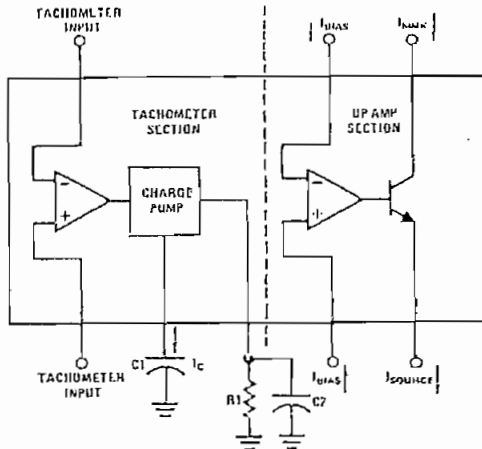
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above  $V_{CC}$  up to a maximum  $V_{CE}$  of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer* input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

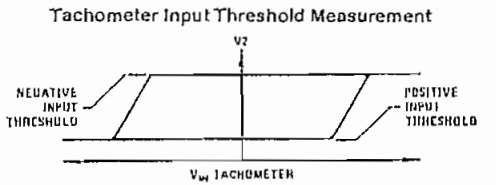
The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

## Test Circuit and Waveform

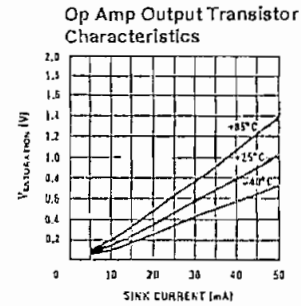
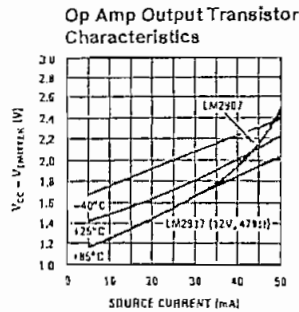
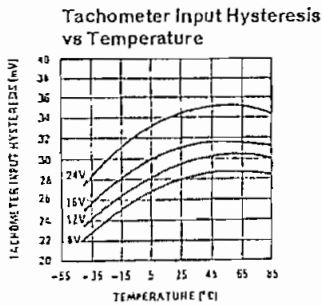
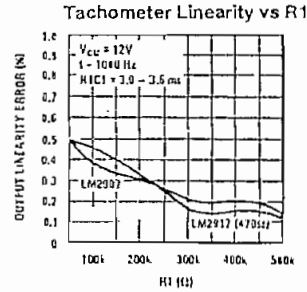
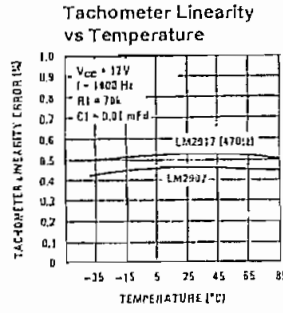
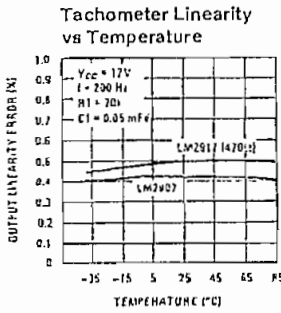
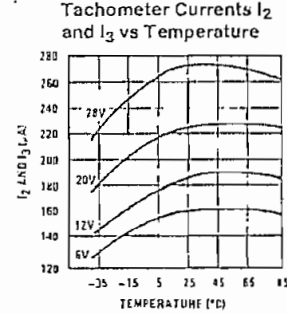
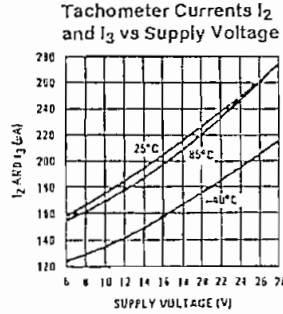
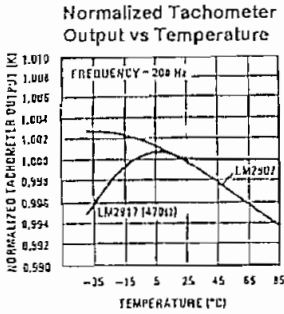
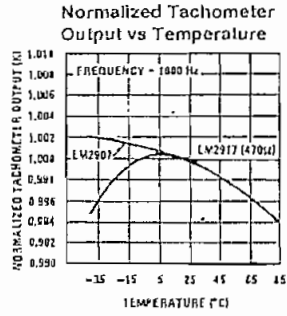
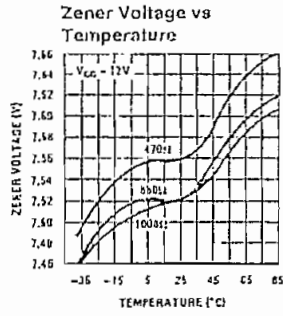
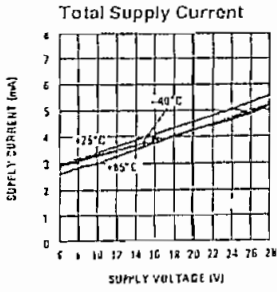


TL/H/7942-6



TL/H/7942-7

# Typical Performance Characteristics



TL/H/7942-5



## Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility. In order to fully exploit its features and advantages let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of this stage changes state. Two options (LM2907-8, LM2917-8) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to  $\pm 28V$ , which are easily attained with these types of pickups.

The differential input options (LM2907, LM2917) give the user the option of setting his own input switching level and still have the hysteresis around that level for excellent noise rejection in any application. Of course in order to allow the inputs to attain common-mode voltages above ground, input protection is removed and neither input should be taken outside the limits of the supply voltage being used. It is very important that an input not go below ground without some resistance in its lead to limit the current that will then flow in the epi-substrate diode.

Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the input) the timing capacitor is either charged or discharged linearly between two voltages whose difference is  $V_{CC}/2$ . Then in one half cycle of the input frequency or a time equal to  $1/2 I_{IN}$  the change in charge on the timing capacitor is equal to  $V_{CC}/2 \times C1$ . The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

$$\frac{\Delta Q}{T} = I_{C(AVG)} = C1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{CC} \times I_{IN} \times C1$$

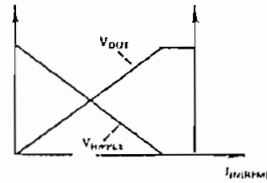
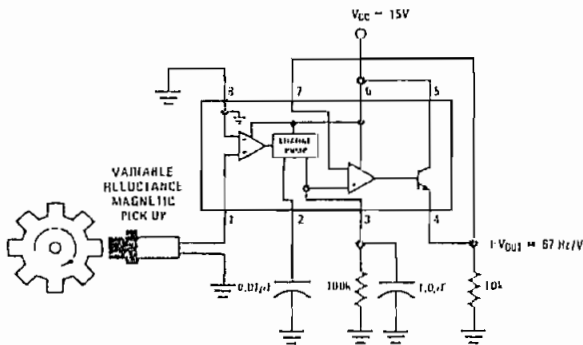
The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor R1, connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter capacitor, then  $V_O = I_C \times R1$ , and the total conversion equation becomes:

$$V_O = V_{CC} \times I_{IN} \times C1 \times R1 \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

## Typical Applications

Minimum Component Tachometer



The size of C2 is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

### CHOOSING R1 AND C1

There are some limitations on the choice of R1 and C1 which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 500 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on R1, especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing R1. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore  $V_O/R1$  must be less than or equal to this value. If R1 is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of C2 is affected by R1. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left( 1 - \frac{V_{CC} \times I_{IN} \times C1}{I_2} \right) \text{ pk-pk}$$

It appears R1 can be chosen independent of ripple, however response time, or the time it takes  $V_{OUT}$  to stabilize at a new voltage increases as the size of C2 increases, so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully.

As a final consideration, the maximum attainable input frequency is determined by  $V_{CC}$ , C1 and  $I_2$ :

$$f_{MAX} = \frac{I_2}{C1 \times V_{CC}}$$

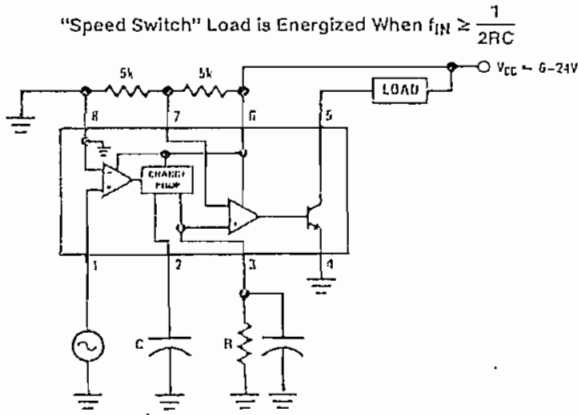
### USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)

For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op amp circuitry alone require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA circuit current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9V to 16V, a resistance of 470 $\Omega$  will minimize the zener voltage variation to 160 mV. If the resistance goes under 400 $\Omega$  or over 600 $\Omega$  the zener variation quickly rises above 200 mV for the same input variation.

TL/H/7942-B

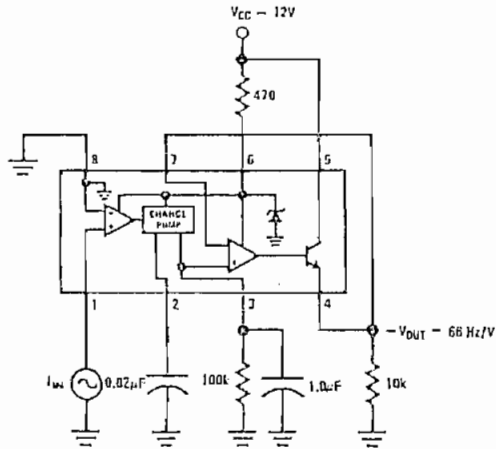
Typical Applications (Continued)

"Speed Switch" Load is Energized When  $f_{IN} \geq \frac{1}{2RC}$



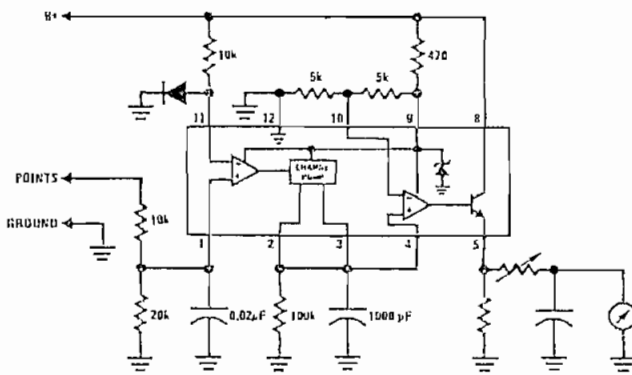
TL/H/7842-9

Zener Regulated Frequency to Voltage Converter



TL/H/7942-10

Breaker Point Dwell Meter



TL/H/7842-11

## LM136-2.5/LM236-2.5/LM336-2.5V Reference Diode

### General Description

The LM136-2.5/LM236-2.5 and LM336-2.5 integrated circuits are precision 2.5V shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low-temperature-coefficient 2.5V zener with 0.2Ω dynamic impedance. A third terminal on the LM136-2.5 allows the reference voltage and temperature coefficient to be trimmed easily.

The LM136-2.5 series is useful as a precision 2.5V low voltage reference for digital voltmeters, power supplies or op amp circuitry. The 2.5V make it convenient to obtain a stable reference from 5V logic supplies. Further, since the LM136-2.5 operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

The LM136-2.5 is rated for operation over -55°C to +125°C while the LM236-2.5 is rated over a -25°C to +85°C temperature range.

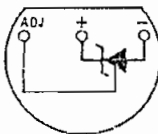
The LM336-2.5 is rated for operation over a 0°C to +70°C temperature range. See the connection diagrams for available packages.

### Features

- Low temperature coefficient
- Wide operating current of 400 μA to 10 mA
- 0.2Ω dynamic impedance
- ±1% initial tolerance available
- Guaranteed temperature stability
- Easily trimmed for minimum temperature drift
- Fast turn-on
- Three lead transistor package

### Connection Diagrams

TO-92  
Plastic Package



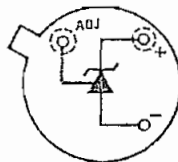
TL/H/5715-8

Bottom View

Order Number LM236Z-2.5,  
LM236AZ-2.5, LM336Z-2.5 or  
LM336BZ-2.5

See NS Package Number Z03A

TO-46  
Metal Can Package



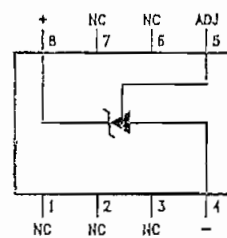
TL/H/5715-20

Bottom View

Order Number LM136H-2.5,  
LM136H-2.5/883, LM236H-2.5,  
LM136AH-2.5, LM136AH-2.5/883  
or LM236AH-2.5

See NS Package Number H03H

SO Package



TL/H/5715-12

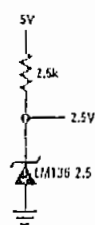
Top View

Order Number LM236M-2.5,  
LM236AM-2.5, LM336M-2.5  
or LM336BM-2.5

See NS Package Number M08A

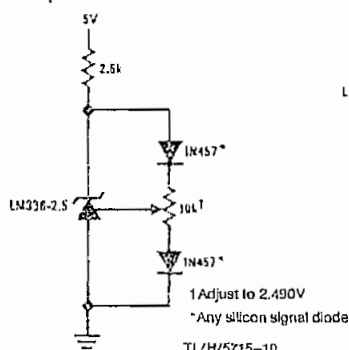
### Typical Applications

2.5V Reference



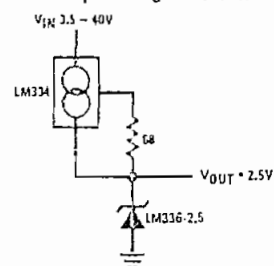
TL/H/5715-9

2.5V Reference with Minimum  
Temperature Coefficient



TL/H/5715-10

Wide Input Range Reference



TL/H/5715-11

## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Reverse Current	15 mA
Forward Current	10 mA
Storage Temperature	-60°C to +150°C
Operating Temperature Range (Note 2)	
LM136	-55°C to +150°C
LM236	-25°C to +85°C
LM336	0°C to +70°C

## Soldering Information

TO-92 Package (10 sec.)	260°C
TO-46 Package (10 sec.)	300°C
SO Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

## Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM136A-2.5/LM236A-2.5 LM136-2.5/LM236-2.5			LM336B-2.5 LM336-2.5			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reverse Breakdown Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_R = 1\text{ mA}$ LM136, LM236, LM336 LM136A, LM236A, LM336B	2.440 2.465	2.490 2.490	2.540 2.515	2.390 2.440	2.490 2.490	2.590 2.540	V V
Reverse Breakdown Change With Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $400\ \mu\text{A} \leq I_R \leq 10\text{ mA}$		2.6	6		2.6	10	mV
Reverse Dynamic Impedance	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_R = 1\text{ mA}$ , $f = 100\text{ Hz}$		0.2	0.6		0.2	1	$\Omega$
Temperature Stability (Note 4)	$V_R$ Adjusted to 2.490V $I_R = 1\text{ mA}$ , (Figure 2) $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ (LM336) $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ (LM236H, LM236Z) $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ (LM236M) $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM136)					1.8	6	mV mV mV mV
Reverse Breakdown Change With Current	$400\ \mu\text{A} \leq I_R \leq 10\text{ mA}$		3	10		3	12	mV
Reverse Dynamic Impedance	$I_R = 1\text{ mA}$		0.4	1		0.4	1.4	$\Omega$
Long Term Stability	$T_A = 25^\circ\text{C} \pm 0.1^\circ\text{C}$ , $I_R = 1\text{ mA}$ , $t = 1000\text{ hrs}$		20			20		ppm

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

Note 2: For elevated temperature operation,  $T_J$  max is:

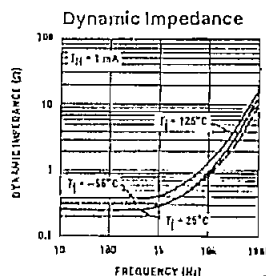
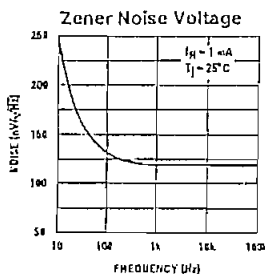
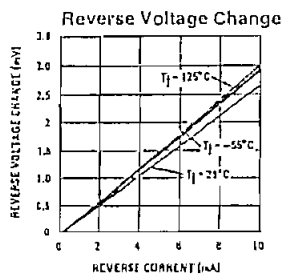
LM136	150°C
LM236	125°C
LM336	100°C

Thermal Resistance	TO-92	TO-46	SO-8
$\theta_{JA}$ (Junction to Ambient)	100°C/W (0.4" leads) 170°C/W (0.125" lead)	410°C/W	165°C/W
$\theta_{JC}$ (Junction to Case)	n/a	80°C/W	n/a

Note 3: Unless otherwise specified, the LM136-2.5 is specified from  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ , the LM236-2.5 from  $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$  and the LM336-2.5 from  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ .

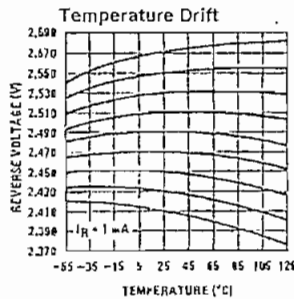
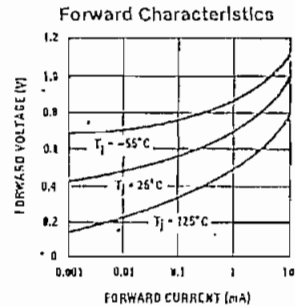
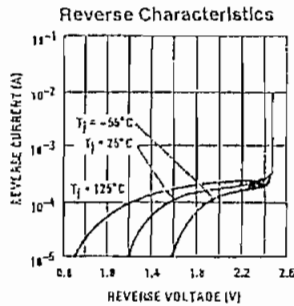
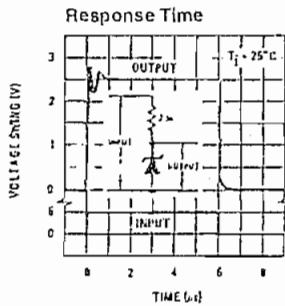
Note 4: Temperature stability for the LM336 and LM236 family is guaranteed by design. Design limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the indicated temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels. Stability is defined as the maximum change in  $V_{REF}$  from  $25^\circ\text{C}$  to  $T_A$  (min) or  $T_A$  (max).

## Typical Performance Characteristics



TL/H/5715-2

## Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/6715-3

## Application Hints

The LM136 series voltage references are much easier to use than ordinary zener diodes. Their low impedance and wide operating current range simplify biasing in almost any circuit. Further, either the breakdown voltage or the temperature coefficient can be adjusted to optimize circuit performance.

Figure 1 shows an LM136 with a 10k potentiometer for adjusting the reverse breakdown voltage. With the addition of R1 the breakdown voltage can be adjusted without affecting the temperature coefficient of the device. The adjustment range is usually sufficient to adjust for both the initial device tolerance and inaccuracies in buffer circuitry.

If minimum temperature coefficient is desired, two diodes can be added in series with the adjustment potentiometer as shown in Figure 2. When the device is adjusted to 2.490V the temperature coefficient is minimized. Almost any silicon signal diode can be used for this purpose such as a 1N914, 1N4148 or a 1N457. For proper temperature compensation the diodes should be in the same thermal environment as the LM136. It is usually sufficient to mount the diodes near the LM136 on the printed circuit board. The absolute resistance of R1 is not critical and any value from 2k to 20k will work.

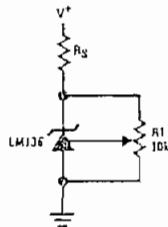


FIGURE 1. LM136 With Pot for Adjustment of Breakdown Voltage (Trim Range =  $\pm 120 \text{ mV}$  typical)

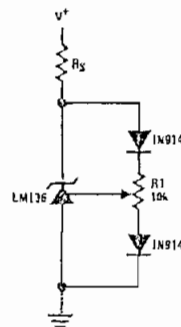


FIGURE 2. Temperature Coefficient Adjustment (Trim Range =  $\pm 70 \text{ mV}$  typical)

TL/H/6715-4

# LM108/LM208/LM308 Operational Amplifiers

## General Description

The LM108 series are precision operational amplifiers having specifications a factor of ten better than FET amplifiers over a  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$  temperature range.

The devices operate with supply voltages from  $\pm 2\text{V}$  to  $\pm 20\text{V}$  and have sufficient supply rejection to use unregulated supplies. Although the circuit is interchangeable with and uses the same compensation as the LM101A, an alternate compensation scheme can be used to make it particularly insensitive to power supply noise and to make supply bypass capacitors unnecessary.

The low current error of the LM108 series makes possible many designs that are not practical with conventional amplifiers. In fact, it operates from  $10\text{ M}\Omega$  source resistances,

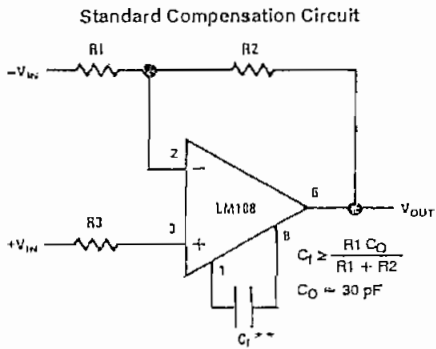
introducing less error than devices like the 709 with  $10\text{ k}\Omega$  sources. Integrators with drifts less than  $500\ \mu\text{V}/\text{sec}$  and analog time delays in excess of one hour can be made using capacitors no larger than  $1\ \mu\text{F}$ .

The LM108 is guaranteed from  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ , the LM208 from  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$ , and the LM308 from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ .

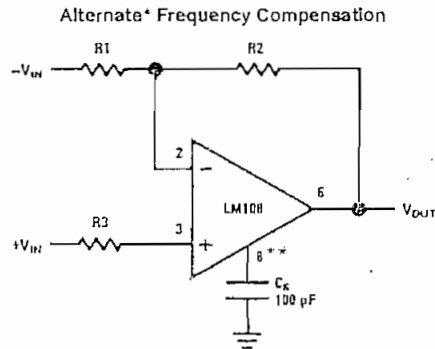
## Features

- Maximum input bias current of  $3.0\ \text{nA}$  over temperature
- Offset current less than  $400\ \text{pA}$  over temperature
- Supply current of only  $300\ \mu\text{A}$ , even in saturation
- Guaranteed drift characteristics

## Compensation Circuits

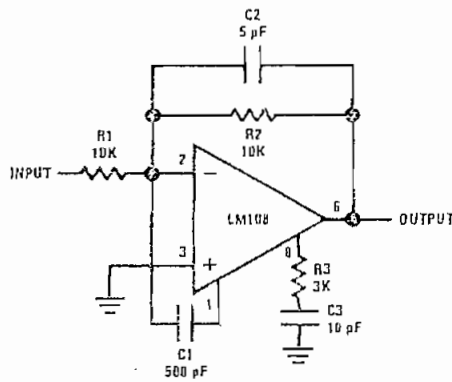


\*\*Bandwidth and slew rate are proportional to  $1/C_1$



\*Improves rejection of power supply noise by a factor of ten.  
 \*\*Bandwidth and slew rate are proportional to  $1/C_c$

## Feedforward Compensation



## Absolute Maximum Ratings

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

(Note 5)

	LM108/LM208	LM308
Supply Voltage	±20V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW
Differential Input Current (Note 2)	±10 mA	±10 mA
Input Voltage (Note 3)	±15V	±15V
Output Short-Circuit Duration	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range (LM108)	-55°C to +125°C	0°C to +170°C
(LM208)	-25°C to +85°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		
DIP	260°C	260°C
H Package Lead Temp (Soldering 10 seconds)	300°C	300°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	
Infrared (15 seconds)	220°C	
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD Tolerance (Note 6)	2000V	

## Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Condition	LM108/LM208			LM308			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.7	2.0		2.0	7.5	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.05	0.2		0.2	1	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.8	2.0		1.5	7	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	30	70		10	40		MΩ
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3	0.6		0.3	0.8	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}, R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	50	300		25	300		V/mV
Input Offset Voltage				3.0			10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage			3.0	15		6.0	30	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current				0.4			1.5	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current			0.5	2.5		2.0	10	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				3.0			10	nA
Supply Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		0.15	0.4				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}, V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 10\text{ k}\Omega$	±13	±14		±13	±14		V

## Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Condition	LM108/LM208			LM308			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	$\pm 13.5$			$\pm 14$			V
Common Mode Rejection Ratio		85	100		80	100		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		80	96		80	96		dB

Note 1: The maximum junction temperature of the LM108 is 150°C, for the LM208, 100°C and for the LM308, 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the HO8 package must be derated based on a thermal resistance of 180°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 2: The inputs are shunted with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

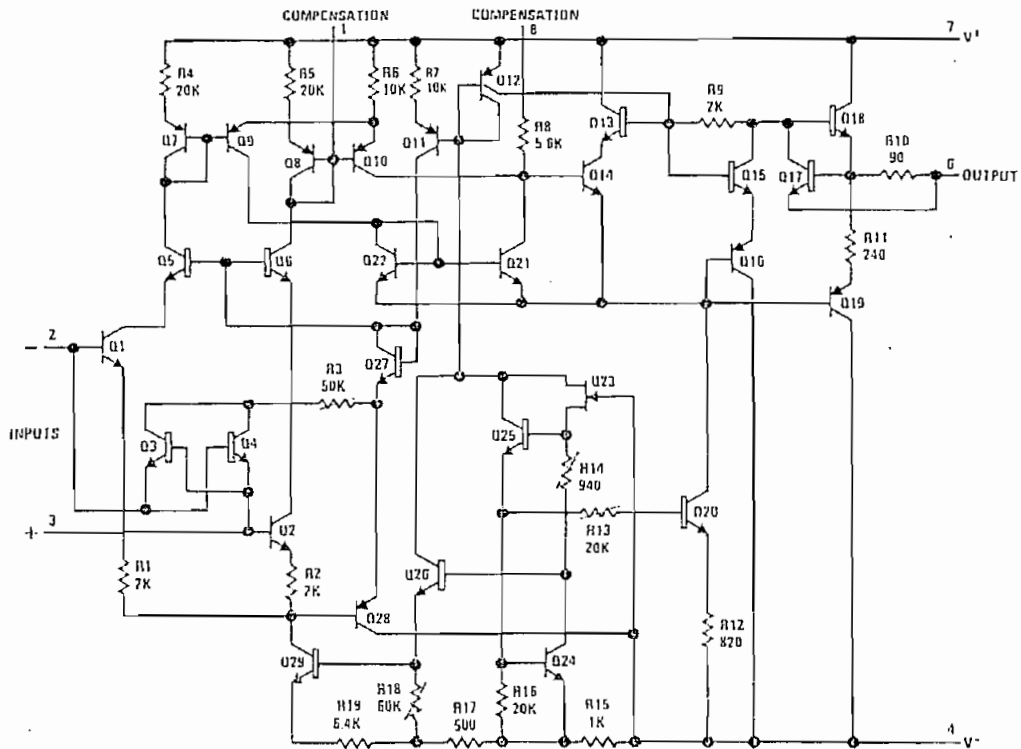
Note 3: For supply voltages less than  $\pm 15V$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for  $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 20V$  and  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ , unless otherwise specified. With the LM208, however, all temperature specifications are limited to  $-25^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$ , and for the LM308 they are limited to  $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ .

Note 5: Refer to RETS108X for LM108 military specifications and RETS 108AX for LM108A military specifications.

Note 6: Human body model, 1.5 k $\Omega$  in series with 100 pF.

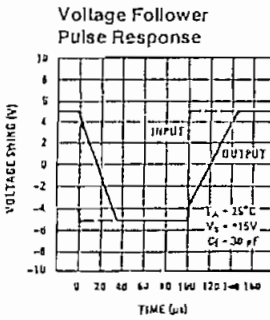
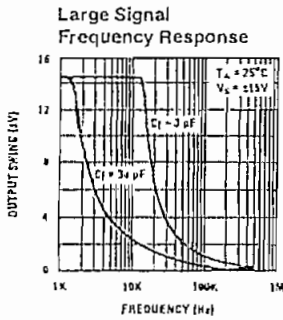
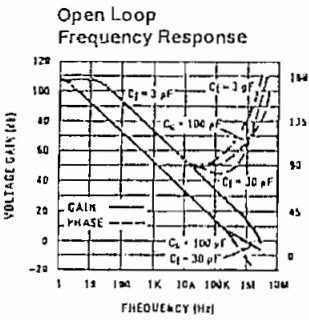
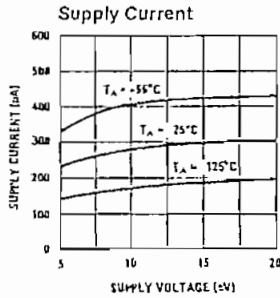
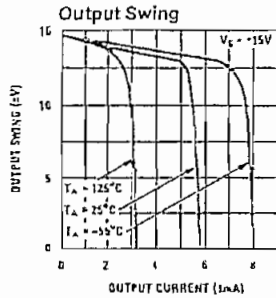
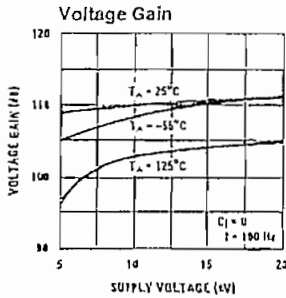
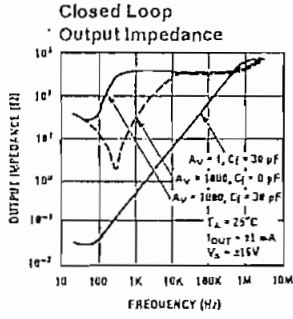
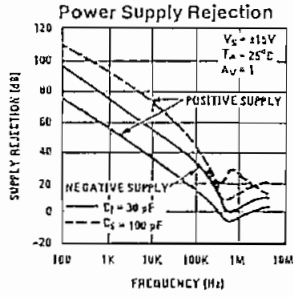
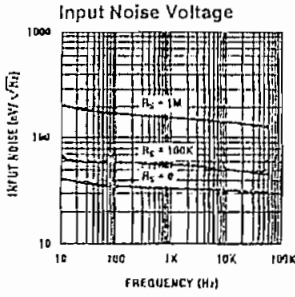
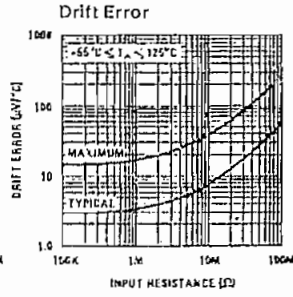
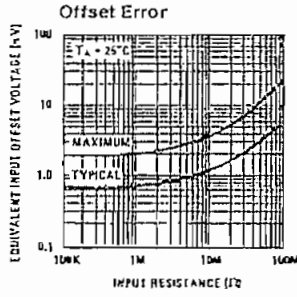
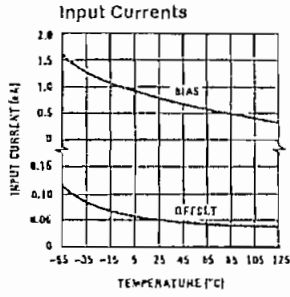
## Schematic Diagram



TL/H/7758-B

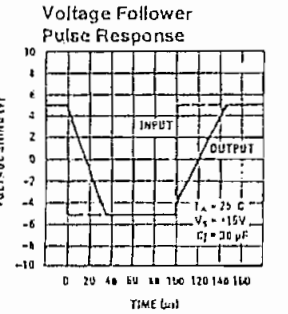
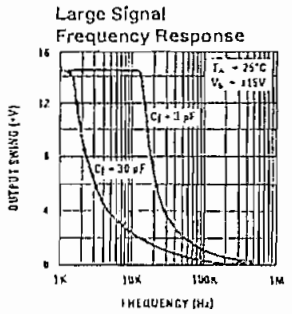
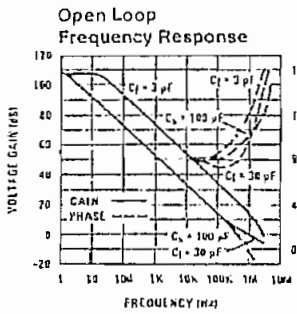
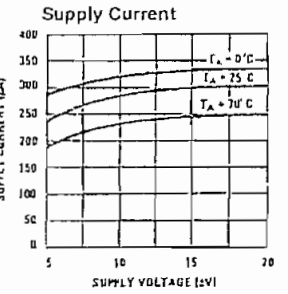
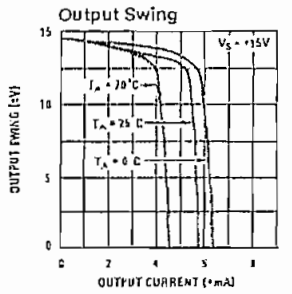
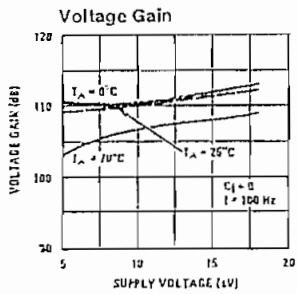
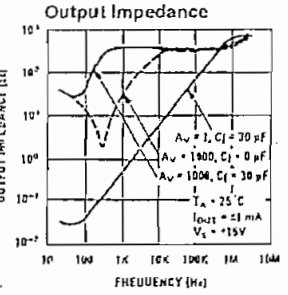
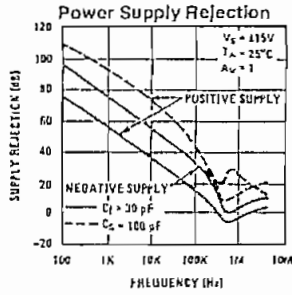
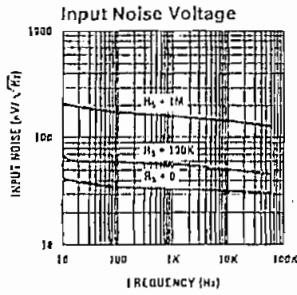
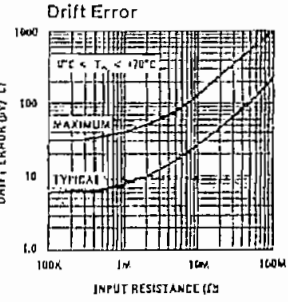
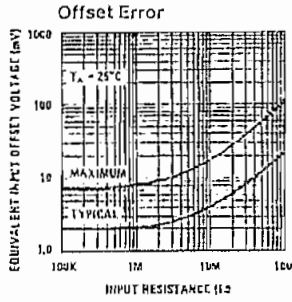
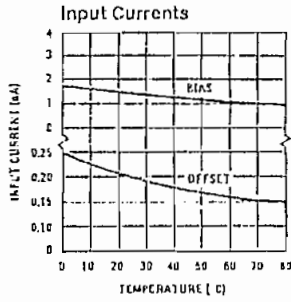


# Typical Performance Characteristics LM108/LM208



TL/H/7758-6

# Typical Performance Characteristics LM308



TL/H/7758-7



## 1N4728A - 1N4752A Series One Watt Zeners

## Absolute Maximum Ratings\*

TA = 25°C unless otherwise noted

Tolerance: A = 5%

Parameter	Value	Units
Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
Maximum Junction Operating Temperature	+ 200	°C
Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	+ 230	°C
Total Device Dissipation Derate above 25°C	1.0 6.67	W mW/°C
Surge Power**	10	W

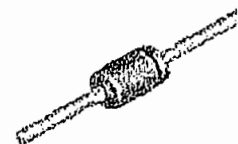
\*These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

\*\*Non-recurrent square wave PW= 8.3 ms, TA= 55 degrees C.

## NOTES:

1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.

2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.



DO-41

## Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Device	V <sub>Z</sub> (V)	Z <sub>Z</sub> (Ω)	@ I <sub>ZT</sub> (mA)	Z <sub>ZK</sub> (Ω)	@ I <sub>ZK</sub> (mA)	V <sub>R</sub> (V)	@ I <sub>R</sub> (μA)	I <sub>SURGE</sub> (mA)	I <sub>ZM</sub> (mA)
1N4728A	3.3	10	76	400	1.0	1.0	100	1,380	276
1N4729A	3.6	10	69	400	1.0	1.0	100	1,260	252
1N4730A	3.9	9.0	64	400	1.0	1.0	50	1,190	234
1N4731A	4.3	9.0	58	400	1.0	1.0	10	1,070	217
1N4732A	4.7	8.0	53	500	1.0	1.0	10	970	193
1N4733A	5.1	7.0	49	550	1.0	1.0	10	890	178
1N4734A	5.6	5.0	45	600	1.0	2.0	10	810	162
1N4735A	6.2	2.0	41	700	1.0	3.0	10	730	146
1N4736A	6.8	3.5	37	700	1.0	4.0	10	660	133
1N4737A	7.5	4.0	34	700	0.5	5.0	10	605	121
1N4738A	8.2	4.5	31	700	0.5	6.0	10	550	110
1N4739A	9.1	5.0	28	700	0.5	7.0	10	500	100
1N4740A	10	7.0	25	700	0.25	7.6	10	454	91
1N4741A	11	8.0	23	700	0.25	8.4	5.0	414	83
1N4742A	12	9.0	21	700	0.25	9.1	5.0	380	76
1N4743A	13	10	19	700	0.25	9.9	5.0	344	69
1N4744A	15	14	17	700	0.25	11.4	5.0	304	61
1N4745A	16	16	15.5	700	0.25	12.2	5.0	285	57
1N4746A	18	20	14	750	0.25	13.7	5.0	250	50
1N4747A	20	22	12.5	750	0.25	15.2	5.0	225	45
1N4748A	22	23	11.5	750	0.25	16.7	5.0	205	41
1N4749A	24	25	10.5	750	0.25	18.2	5.0	190	38
1N4750A	27	35	9.5	750	0.25	20.6	5.0	170	34
1N4751A	30	40	8.5	1,000	0.25	22.8	5.0	150	30
1N4752A	33	45	7.5	1,000	0.25	25.1	5.0	135	27

V<sub>F</sub> Forward Voltage = 1.2 V Maximum @ I<sub>F</sub> = 200 mA for all 1N4700 series

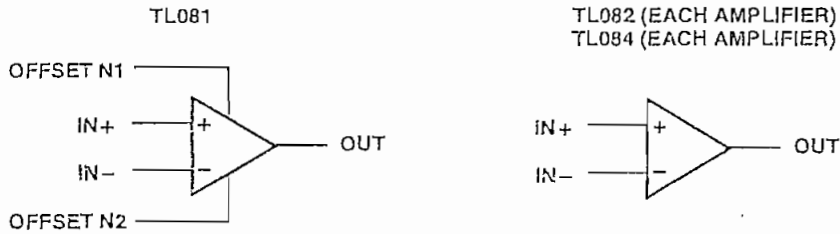
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ $\mu$ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes  $V_{CC+}$

description

The TL08x JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

symbols



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

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



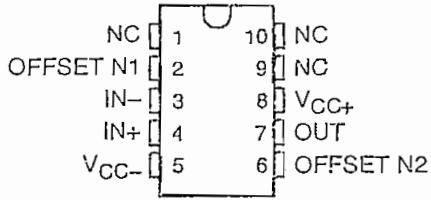
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1997, Texas Instruments Incorporated. On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

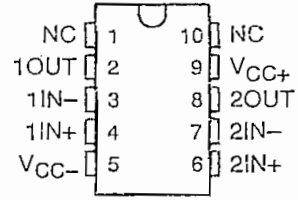
# JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SL06081D - FEBRUARY 1977 - REVISED FEBRUARY 1997

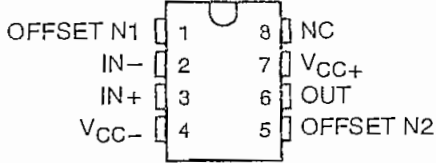
TL081M  
U PACKAGE  
(TOP VIEW)



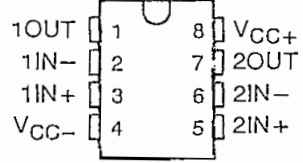
TL082M  
U PACKAGE  
(TOP VIEW)



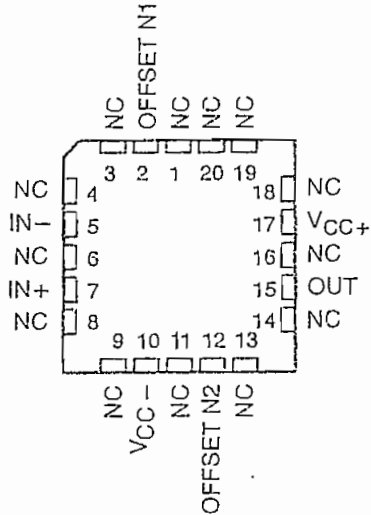
TL081, TL081A, TL081B  
D, JG, P, OR PW PACKAGE  
(TOP VIEW)



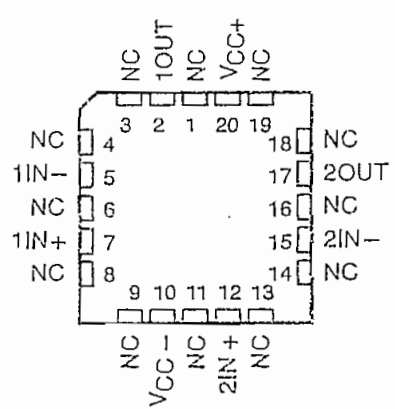
TL082, TL082A, TL082B  
D, JG, P, OR PW PACKAGE  
(TOP VIEW)



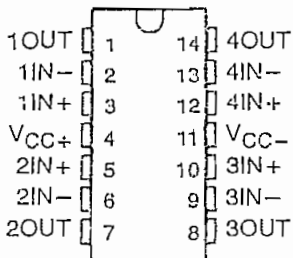
TL081M ... FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



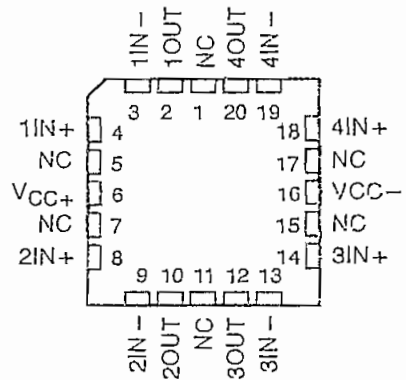
TL082M ... FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



TL084, TL084A, TL084B  
D, J, N, PW, OR W PACKAGE  
(TOP VIEW)



TL084M ... FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC - No internal connection



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

AVAILABLE OPTIONS

T <sub>A</sub>	V <sub>IO</sub> max AT 25°C	PACKAGED DEVICES										CHIP FORM (Y)
		SMALL OUTLINE (D008)	SMALL OUTLINE (D014)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP (PW)	FLAT PACK (U)	FLAT PACK (W)	
0°C to 70°C	15 mV	TL081CD	—	—	—	—	—	TL081CP	TL081CPW	—	—	—
	6 mV	TL081ACD	—	—	—	—	—	TL081ACP	—	—	—	—
	3 mV	TL081BCD	—	—	—	—	—	TL081BCP	—	—	—	—
0°C to 70°C	15 mV	TL082CD	—	—	—	—	—	TL082CP	TL082CPW	—	—	TL082Y
	6 mV	TL082ACD	—	—	—	—	—	TL082ACP	—	—	—	—
	3 mV	TL082BCD	—	—	—	—	—	TL082BCP	—	—	—	—
-40°C to 85°C	15 mV	—	TL084CD	—	—	—	TL084CN	—	TL084CPW	—	—	TL084Y
	6 mV	—	TL084ACD	—	—	—	TL084ACN	—	—	—	—	—
	3 mV	—	TL084BCD	—	—	—	TL084BCN	—	—	—	—	—
-40°C to 85°C	6 mV	TL081D	—	—	—	—	—	TL081IP	—	—	—	—
	6 mV	TL082D	—	—	—	—	—	TL082IP	—	—	—	—
	6 mV	TL084D	TL084D	—	—	—	TL084IN	—	—	—	—	—
-55°C to 125°C	6 mV	—	—	TL081MFK	—	TL081MJG	—	—	—	TL081MU	—	—
	6 mV	—	—	TL082MFK	—	TL082MJG	—	—	—	TL082MU	—	—
	9 mV	—	—	TL084MFK	TL084MJ	—	—	—	—	—	TL084MW	—

The D package is available taped and reeled. Add R suffix to the device type (e.g., TL081CDR).

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

## General Description

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

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

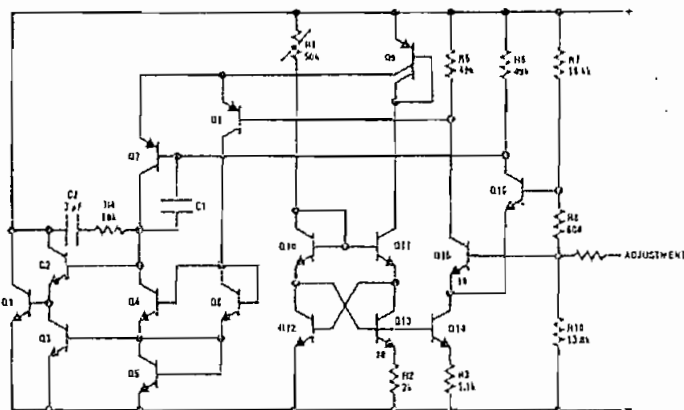
The LM135 operates over a  $-55^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$  temperature range while the LM235 operates over a  $-40^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$

temperature range. The LM335 operates from  $-40^\circ\text{C}$  to  $+100^\circ\text{C}$ . The LM135/LM235/LM335 are available packaged in hermetic TO-46 transistor packages while the LM335 is also available in plastic TO-92 packages.

## Features

- Directly calibrated in  $^\circ\text{Kelvin}$
- $1^\circ\text{C}$  initial accuracy available
- Operates from  $400 \mu\text{A}$  to  $5 \text{ mA}$
- Less than  $1\Omega$  dynamic impedance
- Easily calibrated
- Wide operating temperature range
- $200^\circ\text{C}$  overrange
- Low cost

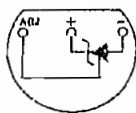
## Schematic Diagram



TL/H/5698-1

## Connection Diagrams

TO-92  
Plastic Package

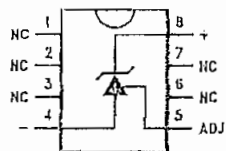


Bottom View

TL/H/5698-0

Order Number LM335Z or LM335AZ  
See NS Package Number Z03A

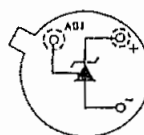
SO-8  
Surface Mount Package



TL/H/5698-25

Order Number LM335M or  
LM335AM  
See NS Package Number M08A

TO-46  
Metal Can Package\*



Bottom View

TL/H/5698-26

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

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

## Absolute Maximum Ratings

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

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

Specified Operating Temp. Range

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

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

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

## Temperature Accuracy LM335, LM335A (Note 1)

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

## Electrical Characteristics (Note 1)

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

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

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

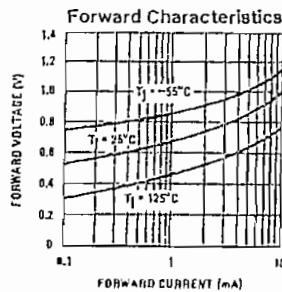
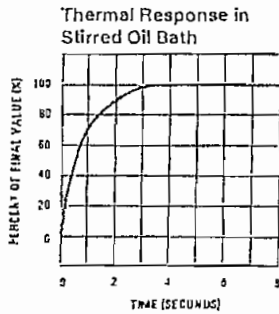
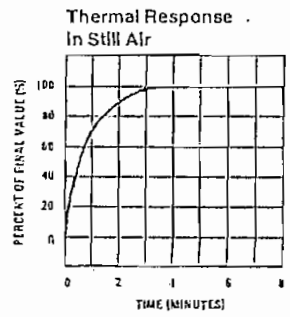
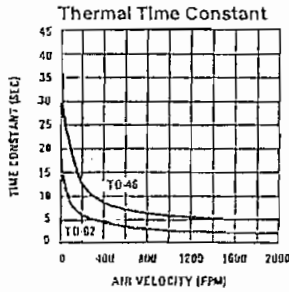
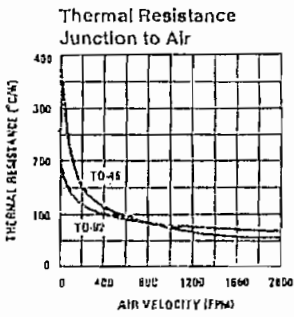
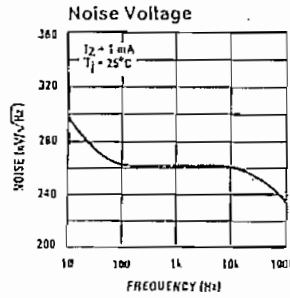
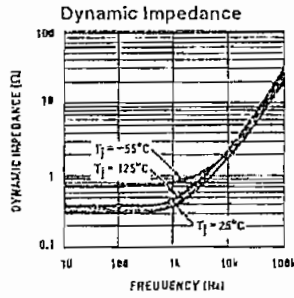
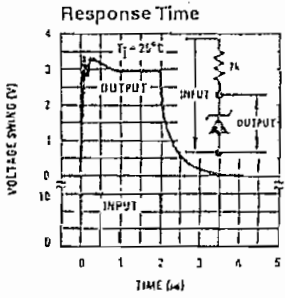
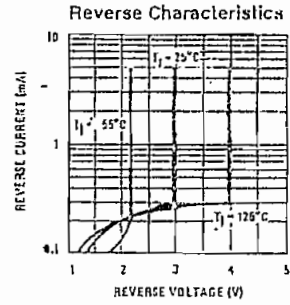
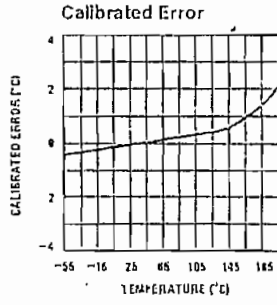
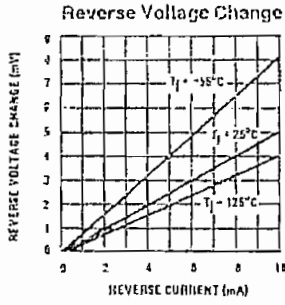
Note 3: Thermal Resistance

	TO-92	TO-46	SO-8
$\theta_{JA}$ (junction to ambient)	202°C/W	400°C/W	165°C/W
$\theta_{JC}$ (junction to case)	170°C/W	N/A	N/A

Note 4: Refer to RETS135H for military specifications.



# Typical Performance Characteristics



TL/H/5698-3

# Application Hints

## CALIBRATING THE LM135

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

This single point calibration works because the output of the LM135 is proportional to absolute temperature with the extrapolated output of sensor going to 0V output at 0°K (-273.15°C). Errors in output voltage versus temperature are only slope (or scale factor) errors so a slope calibration at one temperature corrects at all temperatures.

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

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

where T is the unknown temperature and T<sub>0</sub> is a reference temperature, both expressed in degrees Kelvin. By calibrating the output to read correctly at one temperature the output at all temperatures is correct. Nominally the output is calibrated at 10 mV/°K.

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

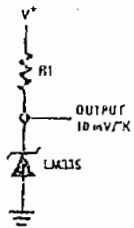
If the sensor is used in an ambient where the thermal resistance is constant, self heating errors can be calibrated out. This is possible if the device is run with a temperature stable current. Heating will then be proportional to zener voltage and therefore temperature. This makes the self heating error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

## WATERPROOFING SENSORS

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

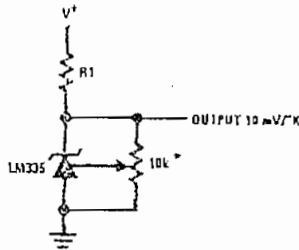
## Typical Applications

Basic Temperature Sensor



TL/H/5606-2

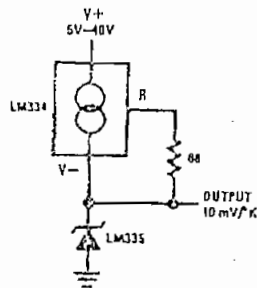
Calibrated Sensor



TL/H/5608-9

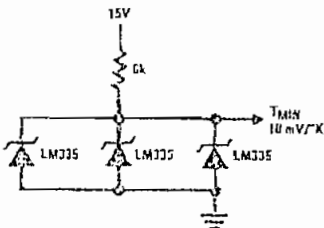
\*Calibrate for 2.902V at 25°C

Wide Operating Supply



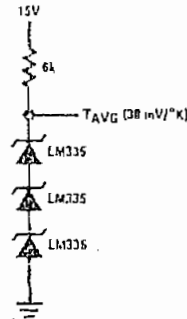
TL/H/5608-10

Minimum Temperature Sensing



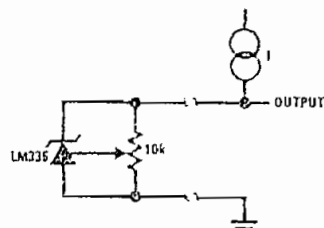
TL/H/5608-4

Average Temperature Sensing



TL/H/5608-18

Remote Temperature Sensing



TL/H/5608-19

Wire length for 1°C error due to wire drop

AWG	I <sub>R</sub> = 1 mA	I <sub>R</sub> = 0.5 mA*
14	4000	8000
16	2500	5000
18	1600	3200
20	1000	2000
22	625	1250
24	400	800

\*For I<sub>R</sub> = 0.5 mA, the trim pot must be deleted.

# Application Note: Measuring Relative Humidity

---

Relative humidity is a parameter that is more difficult to measure than other common parameters. Relative humidity is the ratio (in percent) of the amount of water vapor in moist air versus the amount of water vapor in saturated air at the same temperature and pressure. Relative humidity is strongly affected by changes in temperature.

A thorough discussion of relative humidity, and various means to measure it, is beyond the scope of this owner's manual. The book *Environmental Instrumentation* by Fritschen and Gay contains an excellent discussion of both the theory behind humidity measurements and the techniques used to measure it.

The RHT-2 sensor package from RMS performs relative humidity and temperature measurements. A new monolithic integrated circuit is used as the sensing element. As the moisture in the atmosphere changes, it changes the capacitance of a thin polymer layer between two porous platinum layers. These layers are built on a silicon substrate and covered with a second polymer layer to protect against dirt, dust, oils and other hazards.

The RHT-2 sensor converts this capacitance into a voltage that is linearly proportional to relative humidity.

In addition to this relative humidity sensor, the RHT-2 contains an AD590JH temperature sensor.

The operating range of the RHT-2 is from 0 to 100 % RH over temperatures from -40 F to 185 F. The RHT-2 is sold with a calibration data sheet which is derived from air in equilibrium with four saturated salt solutions. Since the RHT-2 output spans about 200 mV, the resolution when connected to a standard ADC-1 is better than 0.1% RH. However, the repeatability is generally no better than 0.5%, and the accuracy, when calibrated, is approximately 2% RH. Extended exposure to >90% RH causes a reversible shift of approximately 3%.

Since the RHT-2 operates via the changing dielectric constant in a thin film, it requires a time period of about 1 minute to fully equilibrate after a change in relative humidity. It's 1/e response time is about 15 seconds. Thus, you should be able to see an immediate response after gently blowing on the sensor.

Humidity sensors measure only the water vapor in the immediate layer of gas contacting the surface of the sensor. Thus, place the sensor where it sees a representative sample of the gas or atmosphere being measured. Mount the sensor where there is good circulation yet where it can never be struck by liquid water.

---

Remote Measurement Systems, Inc.  
2633 Eastlake Ave, Suite 200, Seattle, WA, 98102  
Tel: (206) 328-2255  
web: <http://www.measure.com>  
email: [rmstechinfo@measure.com](mailto:rmstechinfo@measure.com)

## Connecting the RHT to the ADC-1

Connection of the RHT-2 to the ADC-1 requires four wires, one each for power (+ voltage), ground, relative humidity, and temperature. These wires should be connected as follows:

Terminal strip #	RHT-2 Function	ADC-1 Connection
1	Power (+6 to +15 volts)	Controlled Output(+) or external
2	Ground	Controlled Output(-), or GND and external
3	Humidity Output	Analog Input (+)
4	Temperature Output	Analog Input (+)

The RHT-2 has an internal 5 V regulator so it requires a power source of greater than 6 VDC, and operates with voltage sources up to 18 V. Power consumption when the supply voltage is 15 V DC is 3 mA.

The +5 V terminal on the face of the ADC-1 between the analog and digital inputs does not supply sufficient power for proper RHT-2 operation. The ADC-1 controlled outputs do not supply sufficient voltage for the RHT-2. RHT-2 power should be supplied by external connection. If you want to splice in a "Y" connection, the same power supply that powers the ADC-1 can be used.

*your RHT's have an extra terminal with a 0-4 volt output.*

*\* this is mV out*

## Measuring Light Levels

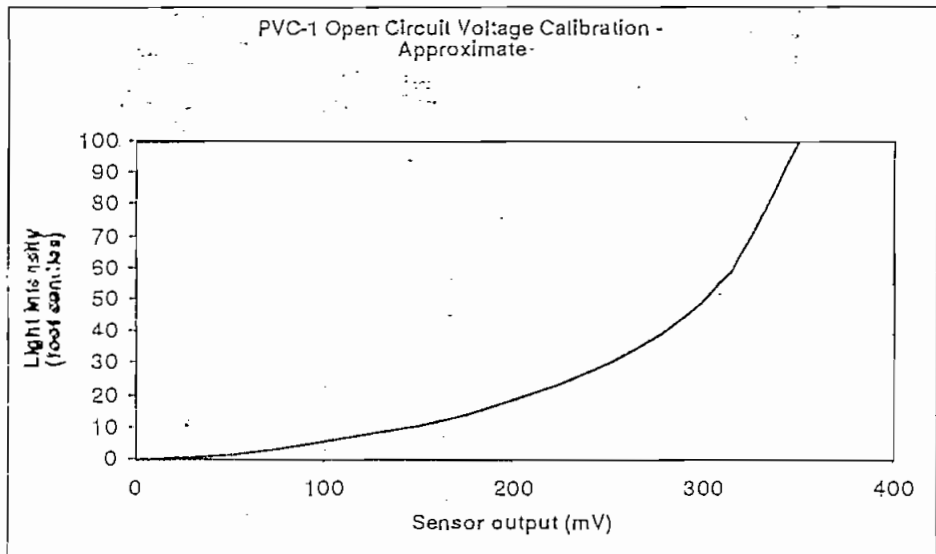
---

Photovoltaic and photoresistive sensors are available from a variety of electronic distributors. The inexpensive photovoltaic cells have generally proved to be simple to install, and function extremely well for home or office applications where high accuracy is not required. Some photovoltaics may be connected directly across the analog inputs, while others require a pair of resistors configured as a voltage divider. In most cases it is advisable to ground the negative side of the photovoltaic cell to ADC-1 ground. This will reduce electrical noise induced by a floating ground level in the sensor.

The PVC-1 from Remote Measurement Systems is a 1 cm by 1 cm square silicon photovoltaic cell. In most cases, you can connect the leads from it directly to an analog input, and you will be directly monitoring the voltage produced by the sensor (called the open circuit voltage). In this configuration, the sensor will produce good results for detecting changes in light levels at relatively low intensities for such purposes as turning on lights as daylight fades, or monitoring indoor lighting levels.

PVC-1 sensors are uncalibrated. You can simply monitor the millivolt output, and pick an appropriate level at which to turn on lights, etc.

However, since some customers have asked for more details on the response characteristics of the PVC-1, we have added the following more technical discussion. You don't need to read any further if you only want to use the PVC-1 as a trigger to turn devices on when it's dark. From the manufacturer's specifications sheet, the PVC-1 should respond similar to the chart below.



---

Remote Measurement Systems, Inc.

2633 Eastlake Ave, Suite 200, Seattle, WA, 98102

Tel: (206) 328-2255

web: <http://www.rmeasure.com>

email: [rmstechinfo@measure.com](mailto:rmstechinfo@measure.com)

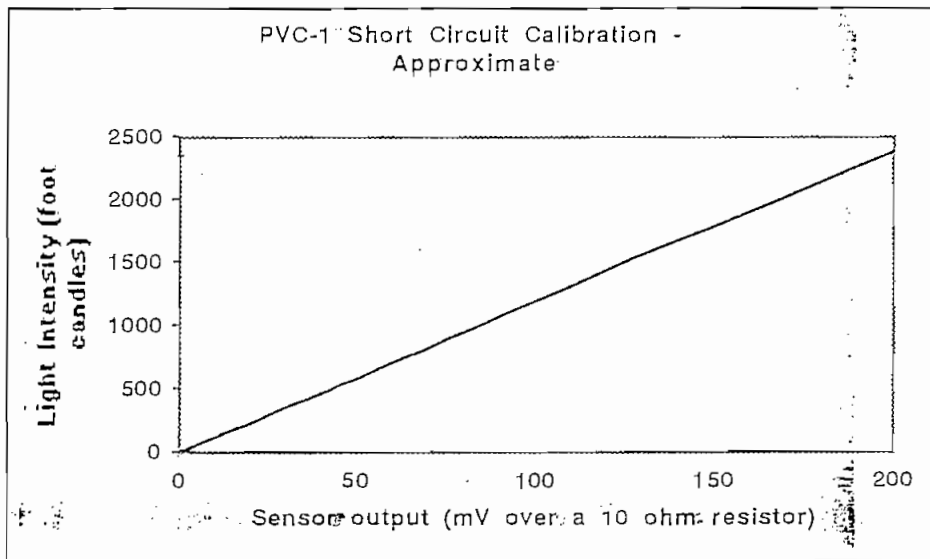
A foot candle (fc) is the illumination produced on a one square foot surface located one foot from a point source of light that equals one candle. One foot candle is the same as 1 Lumen/sq. ft., A full moon produces an illuminance of 0.02 fc, steady reading requires about 10-15 fc, while areas used for detailed work need about 30-40 fc. Full sunlight, when the sun is at zenith, is about 2,700 fc.

In metric units, 1 foot candle equals 10.7639 Lux, where a Lux equals 1 Lumen/ sq. meter. One Lux equals the intensity of light that falls on a one meter surface that is placed one meter from a 1 candle power light source.

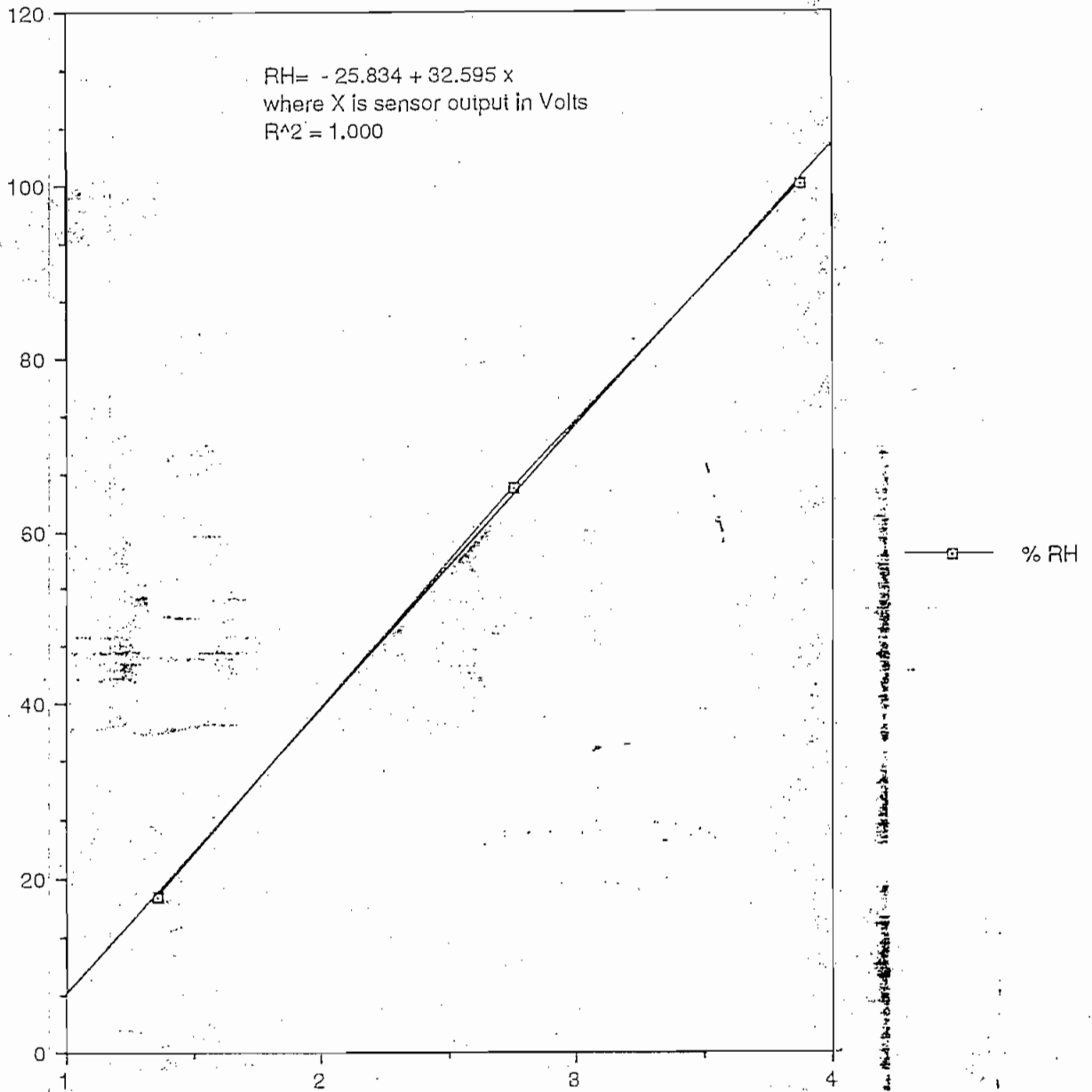
One candle power is similar in visual intensity to the light from a burning wax candle, but has an official "standards" definition of *1/60 of the intensity of light produced by 1 sq cm. of a black body radiator held at the temperature of solidification of platinum (1772 C)*

As the light level increases beyond 100 fc, the voltage from the PVC-1 increases very slowly. In the 10,000 fc of full sunlight, the PVC-1 will produce about 550 mV. This voltage is above the 409.5 mV maximum for a standard ADC-1, so a voltage divider is required for measurements in outdoor situations. For open circuit voltage measurements, the total resistance of the voltage divider should be 100 Kohm or greater. However, for indoor use, you most likely will not need a voltage divider as the PVC-1 will output about 350 mV or less under incandescent lighting.

For outdoor use, or where variations in high light levels need to be monitored, it is possible to use the PVC-1 in a different configuration, one in which you measure the "short circuit current" of the PVC-1. Connect a 10 ohm resistor to the red and black leads of the PVC-1 and monitor the voltage drop across this resistor. The current is converted to voltage by the 10 ohm fixed resistor.

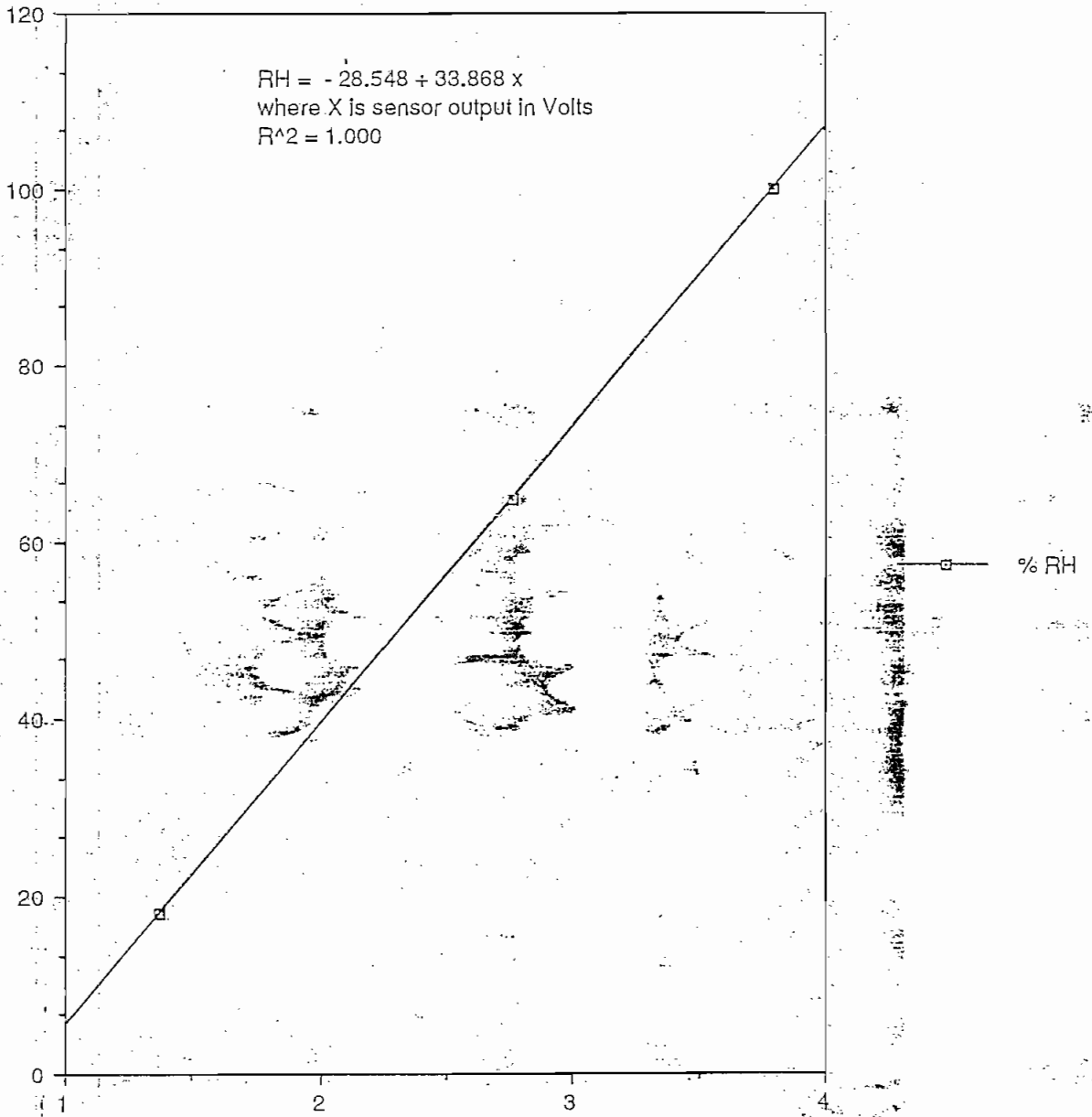


# RH Calibration Data for Sensor #20



Sensor #20 output in Volts

RH Calibration Data for Sensor #23



→ Sensor #23 output in Volts



## Overview

The speed of air flow can be measured by sensing instruments which can be grouped into four classes.

The first group measures the dynamic pressure of the wind, and is best represented by the pilot tube or pressure tube. The differential between upstream and downstream pressures is measured by a differential pressure transducer. The pressure differential is quite small, as is the resulting signal. Though useful for wind tunnel standards and other special applications, the pilot tube is not recommended for general purpose wind measurements.

The second group measures the speed or frequency of a pressure pulse and is represented by sonic or acoustic doppler anemometers. These instruments rely on the variation in the speed of sound with wind speed. They are expensive and not recommended for general use, though they do have the advantage of being able to measure the wind velocity in all three dimensions simultaneously.

The third group is based on the measurement of the convective heat loss to the surrounding air, and these instruments are referred to as hot-wire anemometers. Though there are several circuit configurations, the general principal is as the wind speed increases, increased current flow is needed to maintain the heated wire at a given temperature. Though useful for special applications since it has no moving parts (it was used on the Viking landers on Mars), the current maintenance circuitry and associated temperature measurements create a situation too complicated for general use.

The final group is a set of simple and easy to use wind sensors that respond to the dynamic force on an exposed surface. These generally have either a set of 3 cups or a propeller that rotates at a speed proportional to the wind speed. The rotation is converted to electrical signals either in the form of pulses or a voltage.

The pulse type anemometers produce a pulse once or twice per rotation. By counting the pulses occurring in a given time interval, the wind speed can be determined. The wind speed at which rotation begins is low, generally 1 MPH or less. The price of such instruments is moderate, but measurements do require the determination of pulses per unit time.

The anemometers with a voltage output consist of a small generator driven by the rotation of the propeller or cups, and produce a voltage proportional to wind speed. Though they have a slightly higher starting speed, they are extremely durable and are the least expensive wind sensor available.

---

Remote Measurement Systems, Inc.  
2633 Eastlake Ave, Suite 200, Seattle, WA, 98102  
Tel: (206) 328-2255  
web: <http://www.measure.com>  
email: [rmsinfo@measure.com](mailto:rmsinfo@measure.com)

## The WS-1

The WS-1 is a rotating cup anemometer manufactured by Tradewind Instruments. It has a starting speed of 6 MPH. With wind speeds below this threshold, the cups do not turn. Above this starting speed, winds up to 100 MPH can be measured with a resolution of 0.03 MPH.

The anemometer mounts on standard 1/2 inch pipe and is made of black lexan. Through the use of a small generator, it produces a millivolt output which is measured directly by the ADC-1. The two leads from the anemometer are connected directly into an analog input terminal pair (+ and -).

Wind tunnel tests on several anemometer heads have proven that voltage output is linear with wind speed, and that the variation of output with different anemometer heads is quite small (less than 1 MPH at any given voltage output).

Use the following equations to convert the voltage output, as measured by the ADC-1, into wind speed in MPH:

$$\begin{array}{ll} Z < 10.0 & \text{Wind Speed is less than 6 MPH} \\ Z > 10.0 & \text{Wind Speed (MPH) = } 0.295 * Z + 3.05 \\ Z > 60.0 & \text{Wind Speed (MPH) = } 0.319 * Z + 1.61 \end{array}$$

where Z is the millivolt value returned by the ADC-1.

# Application Note: Measuring Wind Direction

---

## Overview

The most common and least expensive method of monitoring wind direction employs a lightweight vane which orients itself parallel to the wind. The electrical output of such a vane can be either a discrete signal for each direction, or an analog voltage output proportional to the orientation.

The former uses reed switches, LEDs, or an optical encoder which is activated as the vane rotates. Usually, the vane monitors only 8 or 16 directions (such as N, NNW, NW, ENW, etc.). This method requires running a cable to the vane, with approximately the same number of wires as directions monitored.

Vanes which produce an analog voltage output employ a potentiometer which is capable of continuous 360° rotation. They require only two conductor cable for connection, but generally have an open spot of from 2° to 20° where the ends of the circular resistor are located. The changing resistance can be converted to an analog voltage output suitable for input to the ADC-1 via a voltage divider circuit.

More costly alternatives to wind vanes include hot-wire, sonic, and doppler anemometers. These instruments are normally only used for research in microscale and boundary layer meteorology.

## The WD-1

The WD-1 Wind Vane from Remote Measurement Systems employs a 1 k $\Omega$  potentiometer as its sensing element. The potentiometer has the capability of continuous 360° rotation with a "dead spot" of approximately 8° where the ends of the circular resistor are located.

The WD-1 is constructed from durable, but lightweight plastic, requires only a two conductor cable, and mounts on standard 1/2 inch pipe. The WD-1 has an accuracy of better than 3 degrees, and orients itself in winds above 3 MPH.

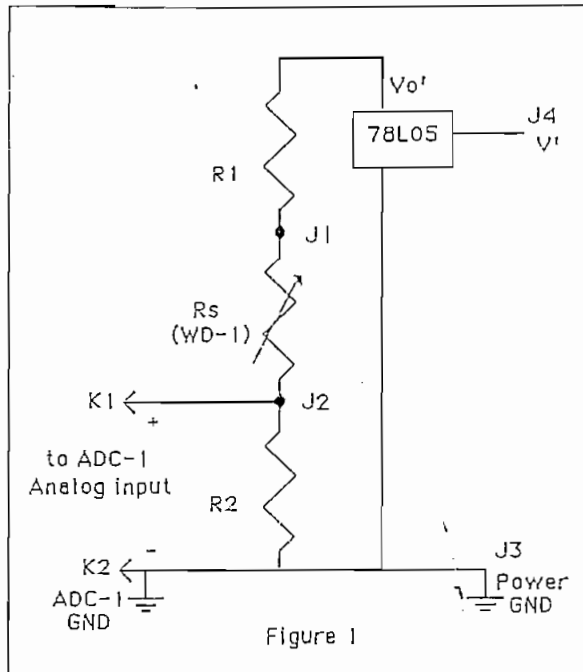
The WD-1, and wind vanes in general, will indicate the true direction of the wind only when the wind is very steady. When the wind is turbulent or gusty, the wind vane will tend to oscillate about the true direction. You can obtain a more stable reading from the ADC-1 by averaging several wind direction readings, or by adding a capacitor across the input leads from the WD-1.

---

Remote Measurement Systems, Inc.  
2633 Eastlake Ave, Suite 200, Seattle, WA, 98102  
Tel: (206) 328-2255  
web: <http://www.measure.com>  
email: [rmstechinfo@measure.com](mailto:rmstechinfo@measure.com)

## Installation instructions for the WD-1

The WD-1 uses a voltage divider circuit (as shown on the next page) to convert the changing resistance to an analog voltage suitable for the ADC-1. More accurate readings result from a stable supply voltage, so a 5 volt regulator is included in the circuit.



Normally, a small plastic box with the above circuit is provided with the WD-1. Two terminal strip blocks, K and J, are provided for connection to the ADC-1, the WD-1 sensing element, and the power supply.

The connection to the ADC-1 analog input is via the two position terminal strip. K1 connects to the positive side, and K2 connects to the negative side of an analog input on the ADC-1.

The wind vane is connected to the voltage divider by the first two positions on the four position terminal strip. J1 connects to the top leg of the WD-1 trimpot and J2 connects to the middle leg of the WD-1 trimpot. The positive side of the power supply is connected to J4 and the negative side (ground) is connected to J3.

Please note a jumper is needed from the '-' side of the analog input to ground.

