

159  
201



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA  
DE MEXICO**

**FACULTAD DE INGENIERIA**

**AUTOMATIZACION DE LA ADQUISICION DE DATOS  
DE LA CAMARA DE CURADO SECA DEL  
INSTITUTO DE INGENIERIA**

**TESIS PROFESIONAL  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
(AREA ELECTRICA Y ELECTRONICA)  
P R E S E N T A  
JORGE SANCHEZ TERREROS**

**DIRECTOR DE TESIS: M. I. LAURO SANTIAGO CRUZ**



**CIUDAD UNIVERSITARIA.**

**MEXICO, D. F., 1996**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

# TESIS CON FALLA DE ORIGEN



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

AUTOMATIZACION DE LA ADQUISICION  
DE DATOS DE LA CAMARA DE CURADO SECA  
DEL INSTITUTO DE INGENIERIA

**TESIS PROFESIONAL**  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
(AREA ELECTRICA Y ELECTRONICA)  
PRESENTA:

**JORGE SANCHEZ TERREROS**

DIRECTOR DE TESIS  
M. I. LAURO SANTIAGO CRUZ

CIUDAD UNIVERSITARIA, MEXICO D.F. 1996

# INDICE

INTRODUCCION	III
--------------	-----

## CAPITULO 1. DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA DE ADQUISICION DE DATOS

1.1 Descripción del Problema	1
1.2 Descripción General de un Sistema de Instrumentación	10
1.3 Descripción Funcional del Sistema de Adquisición de Datos	17

## CAPITULO 2. DISEÑO DE LAS ETAPAS DE ACONDICIONAMIENTO DE LAS VARIABLES A MEDIR

2.1 Deformación	21
2.2 Humedad	55
2.3 Temperatura	74

## CAPITULO 3. DESCRIPCION DE LA TARJETA DE ADQUISICION DE DATOS PCL 812 PG

3.1 Características del Sistema de Adquisición de Datos	87
3.2 Características Generales de la Tarjeta de Adquisición PCL 812-PG	89
3.3 Interacción de la Tarjeta de Adquisición de Datos con la Computadora	100
3.4 Estructura de Registros y Formato de Datos de las Funciones de la Tarjeta de Adquisición PCL-812PG	115

## **CAPITULO 4. DESCRIPCION DEL PROGRAMA DEL SISTEMA**

<b>4.1 Diagramas de Flujo del Programa de Adquisición de Datos</b>	<b>127</b>
<b>4.2 Descripción Funcional del Programa del Sistema de Adquisición de Datos</b>	<b>135</b>

<b>RESULTADOS Y CONCLUSIONES</b>	<b>144</b>
----------------------------------	------------

<b>BIBLIOGRAFIA</b>	<b>150</b>
---------------------	------------

## **APENDICES**

- A. Hojas de Datos Característicos**
- B. Diagramas Electrónicos**
- C. Fuente de Alimentación del Sistema**
- D. Listado del programa de adquisición de datos**

## Introducción

Una de las funciones del Instituto de Ingeniería es el generar normas técnicas complementarias para el diseño y construcción de estructuras de concreto. Para generar estas normas se requiere de la realización de pruebas a diversos concretos, estas pruebas se apegan a las normas establecidas por la ASTM (*American Society for Testing and Materials*).

En el Instituto de Ingeniería se cuenta con una cámara de curado diseñada para el almacenamiento de los especímenes de concreto durante el periodo de prueba.

Las pruebas que se realizan a los concretos en la cámara de curado son principalmente la contracción por secado, el *creep* y el flujo por esfuerzo.

El llevar a cabo el estudio de los concretos por medio de estas pruebas en el laboratorio, permite tener un seguimiento del comportamiento de las variaciones, alteraciones y deformaciones que puedan sufrir los concretos al ser utilizados en la construcción de estructuras.

Debido a que actualmente el proceso de recopilación de datos es realizado por una persona, éstos están sujetos a errores que podrían ser de gran repercusión, debido a que los datos son utilizados para generar normas de construcción.

## *Introducción*

---

El presente trabajo tiene como objetivo el diseño de un sistema de adquisición automática de datos aplicable a la cámara de curado seca del Instituto de Ingeniería.

Para efectuar el estudio y análisis de la forma más confiable posible, se requiere de un sistema que se encargue de sensor y recopilar la información proveniente de la realización de las pruebas. Las variables que debe sensor el sistema son deformación, humedad y temperatura, principalmente.

La temperatura y humedad son variables de las que depende el comportamiento del concreto. Se espera que en el futuro se realice un control automático sobre ellas, ya que las normas establecen que las características ambientales de la cámara deben ser una temperatura de 23°C con incertidumbre de 1.1°C y una humedad relativa de 50% con incertidumbre de 4 %.

El presente trabajo está estructurado de la siguiente manera: en el capítulo 1 se hace la reseña del problema, una descripción del sistema de adquisición y procesamiento de datos, además se dan los objetivos funcionales y especificaciones que ha de cumplir el sistema a diseñar.

En el capítulo 2 se hace una descripción de las variables a medir con el objeto de analizar algunos métodos de medición (transducción) de las mismas y poder tener bases para seleccionar el más adecuado; asimismo, se proponen los circuitos acondicionadores para manejar la salida de los transductores y tener niveles de voltaje sensibles para el sistema.

En el capítulo 3 se hace una descripción del funcionamiento del sistema de adquisición de datos, así como su interacción con la microcomputadora.

El capítulo 4 contiene la descripción de los elementos que conforman el software o programación del sistema. En este capítulo se presenta de manera clara tal desarrollo, desde los diagramas de flujo hasta la descripción funcional del programa principal.

Finalmente se comentan los resultados y las conclusiones obtenidas durante el proceso llevado a cabo en este trabajo.



También se tiene una sección de apéndices, en el apéndice A se presentan las hojas de especificaciones técnicas de los circuitos integrados más importantes, así como de los transductores seleccionados.

En el apéndice B se presentan los diseños completos de los circuitos para las tarjetas de acondicionamiento de las variables, estos diseños comprenden tanto el diagrama esquemático como el de circuito impreso.

En el apéndice C se presentan el diseño y diagrama de la fuente de alimentación del sistema.

En el apéndice D se presenta el listado del programa de adquisición de datos desarrollado.

## *Capítulo I*

# *Descripción General del Sistema de Adquisición de Datos*

### **1.1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA**

La realización de pruebas a concretos se elaboran con el objetivo de generar normas técnicas para el diseño y construcción de estructuras de concreto. Para comprender el comportamiento del concreto se describirán algunas de sus propiedades mecánicas así como las pruebas realizadas para cuantificar algunas de dichas propiedades.

El concreto es una mezcla heterogénea de sólidos y gel. Los sólidos son partículas agregadas de tamaños diferentes y posiblemente también de propiedades diferentes, en general están formadas por grava, arena, residuos de cemento no hidratado e hidróxido de calcio. El gel se compone básicamente de una pasta de cemento y agua, la cual forma una aglomeración porosa de partículas estrechamente entrelazadas, en su mayor parte laminadas o fibrosas, paquetes de tales fibras forman uniones en redes que contienen material amorfo.

---

Curado húmedo. Un paso muy importante en la manufactura de un concreto es el curado. Como la hidratación del cemento toma lugar solamente en la presencia de humedad y temperatura favorables, estas condiciones se deben mantener durante un intervalo de tiempo adecuado llamado el período de curado. Se dice que el curado consiste en prevenir la evaporación del agua mezclada.

En el laboratorio el trabajo involucra el curado y almacenamiento de los especímenes de concreto de prueba, una temperatura de 22 °C es comúnmente mantenida y los especímenes son almacenados en una atmósfera de 100 % de humedad relativa o bajo agua. El curado húmedo se extiende hasta el endurecimiento del concreto.

Una vez concluida la etapa de curado húmedo de los especímenes de prueba, éstos se almacenan en la cámara de curado seco en donde las condiciones de humedad del ambiente disminuyen.

Una de las principales propiedades del concreto es la inelasticidad, la cual ha contribuido al éxito del concreto como material de construcción, la inelasticidad del concreto está relacionada con la naturaleza heterogénea del material (pasta de cemento y agregados). Una característica importante del concreto es la dependencia de muchas de sus propiedades con la edad, con el tiempo bajo carga y con la humedad y temperatura del ambiente. Esta dependencia incluye propiedades tales como resistencia, elasticidad y deformación, extendiéndose al comportamiento estructural de miembros de concreto. De estas propiedades la que nos ocupa es la deformación, la cual comprende a la *contracción* y al *creep*.

La *contracción* es básicamente un cambio de volumen que ocurre en el concreto, independientemente de esfuerzos aplicados externamente y de cambios de temperatura. Las principales formas de *contracción* se comentan a continuación.

*Contracción Plástica*. Este cambio de volumen toma lugar mientras el concreto se encuentra en el estado plástico. Durante la hidratación, el volumen del sistema, cemento más agua, disminuye y mientras la pasta de cemento es plástica, ésta sufre una *contracción*

---

volumétrica, esta contracción es conocida como contracción plástica. Dado que esta contracción ocurre a una edad temprana del concreto, no es objetivo del presente trabajo medirla.

Contracción por secado. Este cambio de volumen ocurre una vez que el concreto se ha solidificado y se puede presentar en la forma de contracción o dilatación. Cuando existe humedad excesiva en el ambiente se produce expansión, provocando incremento en el volumen y en su peso; esta dilatación es debida a la absorción de agua en el gel de cemento: las moléculas de agua actúan en contra de las fuerzas cohesivas y tiende a separar a las partículas de gel resultando en la presión de dilatación. Si no existe intercambio de humedad entre el concreto y el ambiente, y la temperatura es constante, puede ocurrir contracción. La contracción de tal sistema conservativo es conocida como *contracción autógena*. La contracción por secado ocurre cuando el concreto se encuentra en un ambiente con aire no saturado. La importancia del monitoreo de la deformación por secado estándar se debe a que el método empleado para realizar la prueba de *creep* requiere de especímenes testigo no cargados para ser observados en paralelo con los cargados, estos especímenes testigo indican deformaciones debido a causas diferentes a la carga. Tales deformaciones pueden ser usadas como la base de una "corrección autógena" a los cambios de longitud observados en la prueba de *creep*.

*Creep*. El *creep* se define como un incremento en la deformación bajo un esfuerzo sostenido o carga constante. Bajo condiciones de carga, la deformación instantánea registrada depende de la velocidad de aplicación de la carga e incluye, principalmente, a la deformación elástica y un poco de *creep*. Es difícil diferenciar con precisión entre la deformación elástica inmediata y el *creep* temprano, pero esto no es de importancia práctica, ya que regularmente lo que importa es la deformación total inducida por la aplicación de carga. Como el módulo de elasticidad del concreto se incrementa con la edad (tiempo), la deformación elástica disminuye gradualmente, y estrictamente hablando el *creep* será tomado como deformación en exceso de la deformación elástica a partir del tiempo en el cual se considera nula la deformación elástica. Frecuentemente el módulo de elasticidad no se determina a diferentes edades y el *creep* es simplemente tomado como un incremento en la deformación sobre la deformación

---

elástica inicial. Si un espécimen bajo carga es afectado por condiciones de secado o humedecimiento, se asume que el *creep* y la contracción o dilatación se suman, el incremento total en deformación de un espécimen cargado se asume que consiste de una contracción (de igual magnitud que un espécimen similar no cargado) y de un cambio en la deformación debido a la carga (*creep*). Esta aproximación no es exacta. El *creep* y la contracción no son fenómenos independientes en los que el principio de superposición pueda ser aplicado. Debido a que todos los datos de *creep* disponibles actualmante han sido obtenidos a partir de la suposición de las propiedades aditivas del *creep* y de la contracción, en este trabajo el *creep* se considerará como una deformación en sobrante de la contracción.

La definición del *creep* hace referencia al incremento en la deformación con el tiempo pero no se menciona nada sobre la presencia o ausencia de un valor terminal. Todas las curvas de *creep* con el tiempo muestran una disminución progresiva del mismo, en la siguiente tabla se muestran los aumentos en *creep* para una duración de carga de más de un año.

Tiempo bajo carga, años	Creep, 10 <sup>-4</sup>
1	1.00
2	1.14
5	1.20
10	1.26
20	1.33
30	1.36

Los valores son promedio para concreto con las siguientes características: relación cemento-agregados de 4.25 a 6.75 y relación cemento-agua de 0.5 a 0.8, edades de carga: 28 y 90 días, durante almacenamiento con humedad relativa de 50 a 100 %. Especímenes de 10 cm de diámetro.

La relación *creep*-tiempo se puede expresar en forma matemática, de forma tal que el *creep* se pueda predecir sin realizar pruebas de tiempos grandes, el *creep* es expresado por una curva estándar la cual se modifica por factores que toman en cuenta propiedades de una mezcla particular y condiciones de almacenamiento. Entre las ecuaciones que hacen que el *creep* tienda hacia un límite finito están la de Lorman y Ross. Ross sugiere la relación entre el *creep* específico  $c$  (deformación / psi , psi=lb/ptg<sup>2</sup>) y el tiempo bajo carga  $t$  en la forma:

$$c = \frac{t}{a + bt}$$

donde a y b son constantes, las cuales pueden ser fácilmente evaluadas a partir de una gráfica de  $t/c$  contra t, esta aproximación da una buena predicción de los valores de *creep* para periodos largos bajo carga.

Una simple ecuación exponencial fue sugerida por Shank en donde el *creep* específico está dado por

$$c = a t^{1/b}$$

donde a es una constante, y b es un coeficiente que depende de las propiedades del concreto. Los valores de a y b pueden ser obtenidos de una gráfica del log c contra el log t, la ecuación de Shank puede ser usada para estimar *creep* a más de un año bajo carga.

**Flujo por esfuerzo.** Se le llama flujo por esfuerzo al comportamiento que presenta el concreto cuando la carga se aplica de forma rápida, presentando el comportamiento del concreto bajo carga desde el inicio de la deformación hasta su ruptura o falla, en general esta prueba es de corta duración.

El módulo de elasticidad se define como el cambio en la tensión con respecto a la deformación y se puede calcular por la siguiente ecuación:

$$\text{Módulo de elasticidad} = \frac{\text{tensión unitaria}}{\text{deformación unitaria}}$$

es una medida de la resistencia del material a la deformación. El módulo de elasticidad puede ser obtenido a partir de la gráfica de tensión contra deformación, la cual se puede obtener a partir de la prueba del flujo por esfuerzo.

### **Métodos de prueba**

Los métodos de prueba para la deformación del concreto se establecen en la norma ASTM volumen 4.02, designación C512.

---

## Capítulo 1

**Condiciones ambientales.** Para la elaboración de las pruebas se cuenta con una cámara de curado. Tanto las pruebas como las condiciones ambientales de la cámara se apegan a normas establecidas por la *ASTM*, estas normas establecen que las características ambientales de la cámara deben ser una temperatura de  $23^{\circ}\text{C}$  con incertidumbre de  $\pm 1^{\circ}\text{C}$  y una humedad relativa de 50% con incertidumbre de 4 %.

Con el propósito de establecer las características ambientales de la cámara en donde se almacenan los especímenes de concreto durante el tiempo que duran las pruebas, se realizaron lecturas de humedad y temperatura en diferentes puntos de la misma, obteniendo las siguientes lecturas promedio para cada punto que se muestra en la figura 1.1.

Punto de localización	Humedad (%)	Temperatura ( $^{\circ}\text{C}$ )
1	44.4	24
2	44.1	24.1
3	44.2	24.1
4	44.1	24.1

Tabla 1.1. Caracterización de la cámara de curado seca.

La figura 1.1 muestra un diagrama esquemático de la cámara de curado. Como se observa en los datos de la tabla 1.1, las características de temperatura y humedad se mantienen prácticamente constantes dentro de las dimensiones de la cámara.

Las lecturas de temperatura y humedad se llevaron a cabo con un equipo de medición comercial con las siguientes características, proporcionadas por el fabricante.

### Medidor de humedad:

- Rango de humedad relativa: 0 a 100%
- Precisión:  $\pm 2\%$
- Resolución: 0.1%

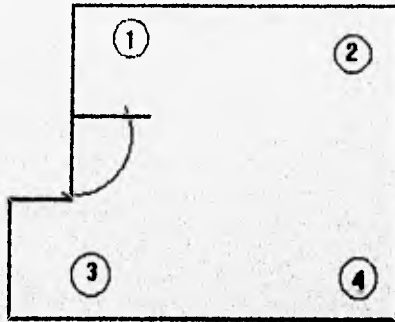


Figura 1.1. Localización de los puntos en donde se realizaron las mediciones.

Medidor de temperatura:

- Rango de temperatura       $-20$  a  $80$  °C
- Precisión                       $\pm 0.3$  °C
- Resolución                     $0.1$  °C

Las lecturas de humedad y temperatura de la cámara de curado se toman periódicamente para tener una historia de las condiciones ambientales bajo las cuales se encuentran los concretos en estudio durante el periodo de prueba.

**Número de especímenes para las pruebas.** Para las pruebas se deben hacer no menos de ocho especímenes de una homada de concreto, dos serán probados para fuerza compresiva (flujo por esfuerzo), cuatro serán cargados y observados para deformación total (*creep*) y dos permanecerán sin carga (contracción por secado). Todos los especímenes, tanto los de carga como los de control, deben someterse al mismo tratamiento de curado y almacenamiento.



La forma de los especímenes de prueba debe ser cilíndrica, el diámetro de cada espécimen debe ser de 6 pulgadas (15.24 cm) y la longitud mínima de 11 ½ pulgadas (29.21 cm).

**Prueba para la contracción por secado.** En esta prueba se utilizan 2 especímenes para ser usados como controles, con el fin de indicar deformaciones debido a causas diferentes a la carga. Estos especímenes deben almacenarse bajo el mismo ambiente que en el que se encuentren los especímenes de las otras pruebas. Cada espécimen de esta prueba se instrumenta con dos medidores de deformación, con lo que se proporcionan 4 salidas para medición de deformación. El tiempo de toma de lecturas debe coincidir con el tiempo de lecturas para la prueba del *creep*.

**Prueba para el *creep*.** El método cubre la determinación del *creep* de cilindros de concreto sujetos a una carga compresiva longitudinal sostenida.

Para aplicar y mantener la carga requerida en los especímenes se instala un marco de carga que consiste de platos metálicos como cabezales aguantando en el final de los especímenes cargados; el elemento que mantiene la carga es un mecanismo a base de tornillo en el que puede haber varios especímenes apilados para ser cargados simultáneamente, en general, se utiliza una columna compuesta por 4 especímenes; cuando se desea el comportamiento completo de *creep* de un concreto dado, se preparan los especímenes para carga inicial en las siguientes edades a partir de la edad de secado: 2, 7, 28, 90 días y un año. Cada espécimen de esta prueba se instrumenta con tres medidores de deformación, proporcionando un total 12 salidas de medición de deformación para esta prueba.

La toma de lecturas de deformación se debe hacer inmediatamente antes y después de cargarse, 2 a 6 horas después, después diariamente durante un lapso de 14 días; posteriormente, se toman lecturas cada 3 días hasta cumplir 28 días; de 29 días hasta 6 meses cada semana; de seis meses más un día hasta un año cada dos semanas y cada año hasta cumplir una edad de 25 años. Antes de tomar cada lectura de deformación se debe medir la carga. Si la carga varía más del 2 % del valor correcto, ésta debe ser ajustada.

**Prueba para el flujo por esfuerzo.** Para esta prueba se requieren dos especímenes de concreto para ser cargados mediante una máquina hidráulica, la prueba concluye hasta que se presenta la ruptura o falla del espécimen de concreto, esto puede durar de 10 a 20 minutos. Cada espécimen de esta prueba se instrumenta con tres medidores de deformación, con lo que se proporcionan 6 salidas de información de deformación.

En total se tienen 22 salidas de información para el estudio del comportamiento de un solo tipo de concreto. La figura 1.2 ilustra el número de especímenes que se instrumentan para el estudio de un concreto.

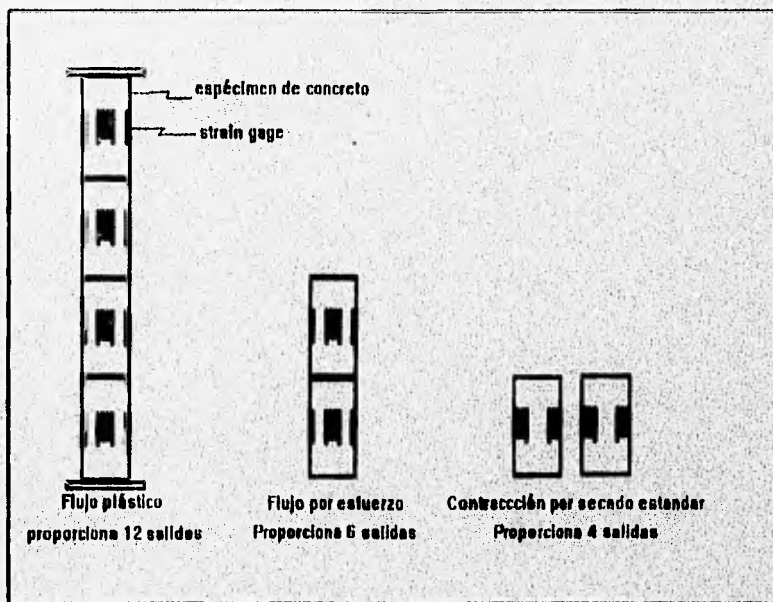


Figura 1.2. Especímenes para el estudio de un concreto.

Debido a que en la cámara de curado se estudian simultáneamente varios concretos a la vez, se requiere de un sistema de instrumentación que sea capaz de aceptar un mínimo de 22

entradas de deformación, pero que pueda ser expandido a un número mayor de entradas con el objetivo de poder estudiar un número mayor de concretos.

De acuerdo con la descripción hecha anteriormente sobre la toma de lecturas de deformación, el tiempo requerido es demasiado largo y el trabajo se vuelve tedioso, teniéndose que el estudio se lleva a cabo de una manera pausada y tardada.

Una vez que se recopilan los datos, se lleva a cabo su análisis mediante el uso de una microcomputadora.

Aunado a los errores que se pueden presentar en el momento de tomar lecturas de deformación, se encuentran también los errores del manejo de datos, es decir, al hacer uso de una microcomputadora para el almacenamiento y manejo de los datos, al ser introducida toda la información a la misma, se corre el riesgo de introducir datos erróneos. Además, para grandes cantidades de datos la probabilidad de error es mayor y el tiempo de captura de la información aumenta también.

Una vez realizado un análisis del problema, el sistema de medición a diseñar tiene por objetivo resolver los problemas antes mencionados en la toma de lecturas y manejo de la información en forma manual. Para ello, a continuación se describen las características generales que debe cumplir un sistema de instrumentación.

## **1.2. DESCRIPCIÓN GENERAL DE UN SISTEMA DE INSTRUMENTACIÓN**

La integración o el diseño de un sistema de instrumentación requiere principalmente de los siguientes módulos: transductores o sensores adecuados a la variable a medir, módulos de acondicionamiento de las señales provenientes de los transductores, módulos de multiplexaje, módulos de conversión analógica-digital y digital-analógica, módulos de adquisición y almacenamiento de datos y módulo de comunicaciones.

El siguiente diagrama a bloques nos muestra las etapas necesarias de un sistema de instrumentación.

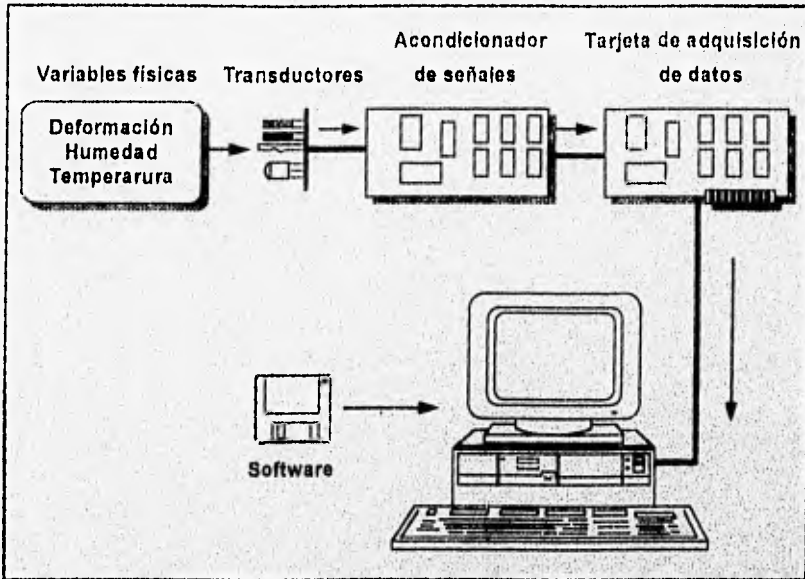


Figura 1.3. Diagrama de bloques de un sistema de instrumentación.

#### Descripción de los bloques del sistema

De acuerdo con el diagrama anterior, un sistema de instrumentación consta de los siguientes elementos:

- Variables físicas
- Transductores o sensores
- Acondicionadores de señal
- Adquisición de datos
- Sistema de cómputo

- Software

### **Variables físicas**

El sistema de instrumentación mide los fenómenos del mundo real (temperatura, humedad, deformación, etc.). Estos fenómenos son sensados por transductores para convertirlos en señales analógicas, principalmente eléctricas, las cuales, son finalmente enviadas a la computadora como señales digitales. La computadora guarda y analiza estos datos digitales para interpretar el fenómeno del mundo real como información útil. El mundo real puede ser controlado por dispositivos o equipos que son operados a través de señales analógicas o digitales generadas por la computadora.

### **Transductores**

Un transductor es un dispositivo que convierte una forma de energía en otra, manteniendo una proporcionalidad entre ellas.

En la mayoría de los sistemas de instrumentación la variable de entrada no es eléctrica, por lo que se emplean los transductores o sensores como el medio por el cual se sensan los fenómenos físicos, a fin de convertirlos en señales eléctricas que sean aceptadas por el sistema de instrumentación. Las señales eléctricas producidas por los sensores son proporcionales al fenómeno que se está monitoreando.

En general, para un sistema de instrumentación, la selección apropiada del transductor es uno de los pasos más importantes para la obtención de resultados adecuados.

Algunos factores importantes en la selección de un transductor son los siguientes:

### *Características eléctricas y mecánicas*

- a) Parámetros fundamentales. Tipo y rango de medición, sensibilidad, y tipo de excitación si es necesario.
- b) Condiciones físicas. Conexiones eléctricas y/o mecánicas, tipo de montaje y resistencia a la corrosión.

### *Exactitud del transductor*

Los parámetros que influyen en la exactitud del transductor y que deben ser tomados en cuenta se enuncian a continuación:

- a) Características del transductor. Efectos de no linealidad, histéresis, respuesta en frecuencia o ancho de banda y resolución.
- b) Condiciones ambientales. Efectos de la temperatura, choques térmicos, manejo del dispositivo y vibración.
- c) **Compatibilidad con el equipo asociado. Tolerancia de la sensibilidad, acoplo de impedancias, resistencia de aislamiento.**

### **Acondicionadores de señal**

Un acondicionador de señal es un módulo específicamente destinado para proporcionar escalamiento de señales, amplificación, linealización, compensación, filtrado, atenuación, excitación, rechazo de modo común, aislamiento del sistema digital de las señales provenientes del transductor.

El acondicionador de señal afecta la calidad de las señales generadas por los transductores para ser convertidas en señales digitales mediante el hardware del adquirente de datos.

Una de las funciones más comunes de un acondicionador de señal es la amplificación. Amplificando la señal transducida se incrementa la resolución, proporcionando una conversión A/D más robusta. Para adquirir la resolución más alta durante la conversión A/D, la señal amplificada debe ser igual a aproximadamente el máximo rango de entrada del convertidor A/D.

### **Multiplexaje**

En sistemas que miden más de una señal es recomendable emplear un sistema de multiplexaje, a fin de aprovechar las etapas posteriores a los módulos de acondicionamiento y que son comunes al proceso de las diferentes señales, como son: los convertidores A/D y D/A, los módulos de adquisición, de almacenamiento, de proceso y de comunicaciones. De esta manera el multiplexor permite el acceso de una señal a la vez al sistema de adquisición.

En la selección del multiplexor se consideran factores como:

- a) El número de canales acorde al número de señales provenientes de los módulos de acondicionamiento.
- b) Tipo de señal (analógica o digital).
- c) Señales diferenciales o no diferenciales.

Cuando las señales que maneja el módulo de adquisición de datos son señales de DC, el sistema deberá ser diseñado para compensar contra señales no deseables de ruido que se encuentren presentes en la entrada a ser muestreada.

El promedio de la señal es frecuentemente una solución a este problema. Al usar esta aproximación, se hace un gran número de mediciones de las señales combinadas dc/ruido y

---

su suma es dividida entre el número de mediciones. La velocidad de muestreo debe ser relativamente baja para minimizar el efecto de señales de ruido aleatorio. Otro método usado cuando se muestrea una señal de DC que contiene ruido es eliminarlo con un filtro pasobajas.

### Adquisición de datos

En general, las señales del adquisidor de datos se agrupan en señales de entrada y señales de salida. Cada uno de estos grupos contiene señales analógicas, digitales, y de contadores y temporizadores.

### Entradas analógicas (conversión A/D)

La conversión analógica a digital es una función que produce una salida digital, directamente proporcional a una señal de entrada analógica, de esta forma, la información puede ser leída digitalmente por una computadora.

Los aspectos más importante de selección de hardware A/D son:

- Número de canales de entrada.
- Entradas diferenciales y entradas referidas a tierra (*single-ended*).
- Velocidad de muestreo (muestras por segundo).
- Resolución o número de bits suficientes para representar a la señal analógica en forma adecuada y evitar al máximo los errores incurridos por la conversión. A mayor resolución, mayor es el número de divisiones en las que el rango de entrada es dividido y por lo tanto, más pequeña es la variación de tensión detectable (normalmente referido en bits de resolución).



- Rango de entrada (especificado en volts a plena escala).
- Precisión. El error de escala completa y el error de linealidad debe encontrarse en un rango de 0.1 % al 1.0 % o menores, de acuerdo a la aplicación que se requiera.
- Codificación. El tipo de codificación debe ser compatible con las etapas posteriores.
- Ruido y no linealidad.

### **Salidas analógicas (conversión D/A)**

La conversión digital a analógica es una función que convierte la información digital en un voltaje analógico. Esta función permite a la computadora controlar los eventos del mundo real.

Las salidas analógicas pueden controlar directamente equipo en un proceso que es medido por una entrada analógica. Es posible realizar un control de ~~mal~~ cerrada o PID con esta función.

### **Entradas digitales**

Son aquellas en las que el nivel de tensión es o bien alto (1) o bien bajo (0). Las señales digitales son a menudo señales TTL. Aplicaciones comunes para entradas digitales pueden incluir el recibir datos binarios de instrumentos, y el monitorear las entradas de 'bn' y 'bff' de los mismos.

### **Salidas digitales**

Son aquellas representadas por un estado alto 'bn' o un estado bajo 'bff'. Las salidas digitales son comúnmente señales TTL. Aplicaciones comunes de salidas digitales incluyen el

transferir datos binarios a otros instrumentos, controlar cuentas tales como la activación de motores, líneas de control para dispositivos externos, etc.

#### **Contador / temporizador (E/S)**

Las señales de contadores y temporizadores son señales digitales en las que el parámetro que se mide es el número de transiciones entre el nivel bajo y el alto o bien su frecuencia. Normalmente los contadores/temporizadores son necesarios cuando las señales cambian a alta velocidad. Se usan para contar las ocurrencias de un evento, para medir el tiempo de pulsos digitales y generar formas de onda rectangulares o trenes de pulsos.

#### **Sistema de cómputo**

Este bloque tiene por función controlar la adquisición de los datos provenientes del sistema de medición hacia el sistema de procesamiento de datos. Esta etapa debe estar constituida por un microprocesador, memorias RAM y ROM, puertos de datos serie y paralelo y circuitos lógicos de control.

### **1.3. DESCRIPCION FUNCIONAL DEL SISTEMA DE ADQUISICION DE DATOS**

El sistema tiene por función general medir tres variables físicas, que son: deformación, temperatura y humedad, almacenarlas en memoria y procesarlas. Asimismo guardar en memoria la fecha en la que se lleva a cabo el proceso de medición.

Para cumplir su función, el sistema de adquisición ha de poseer al menos veinticuatro sensores con las siguientes características básicas:

Variable	No. de sensores	Rango de Medición	Observaciones
Deformación	22	0 a 0.15 cm o 0.005 def. unitaria	Medición utilizando un transductor de deformación ( <i>strain gage</i> )
Temperatura	1	0 a 50 °C	Medición utilizando el circuito integrado LM35 como transductor
Humedad	1	0 a 100 %	Medición utilizando un transductor del tipo higrómetro resistivo

Tabla 1.2. Variables a medir con el sistema de instrumentación

Las señales producidas por estos sensores serán acondicionadas, transformadas a un código binario y almacenadas para su posterior análisis en una microcomputadora.

Los requerimientos del sistema de instrumentación se especifican a continuación:

- El sistema debe realizar la toma de lecturas de forma sencilla y rápida, sin ocasionar alteraciones a los especímenes de concreto.
- Las lecturas tomadas deben ser precisas y confiables.
- Se debe poder manejar la información de una manera segura y tener disponibilidad de la misma de una forma clara y útil.
- El muestreo se lleva a cabo de forma automática con intervalos de tiempo entre un muestreo y otro, los cuales son establecidos por el usuario.
- El usuario debe poder configurar el tiempo de muestreo para cada variable de forma independiente.

## Capítulo 1

---

- El sistema debe tener acceso a un reloj de tiempo real para tener control de la fecha y hora de la toma de lecturas.
- La información obtenida por los sensores en cada muestreo es enviada a la microcomputadora para su almacenamiento de forma permanente en archivos con un identificador único dentro del disco duro de la misma microcomputadora.
- Una vez guardada dicha información podrán obtenerse listados de los datos para un estudio detallado y preciso, teniéndose también la posibilidad de que los datos sean desplegados en forma gráfica para un análisis y la comparación de los cambios presentados desde el último muestreo.
- Se puede suspender el funcionamiento del sistema de adquisición de datos cuando no sean necesarias las lecturas para disponer de la microcomputadora.

## ***Capítulo II***

### ***Diseño de las Etapas de Acondicionamiento de las Variables a Medir***

Para diseñar adecuadamente un sistema de instrumentación se deben conocer las variables físicas que se pretenden medir, sus principales características (curvas de comportamiento, rangos de variación, valores máximos, valores mínimos, condiciones físicas, etc.). A partir de estas características y de acuerdo a una investigación de los métodos de transducción disponibles, se debe seleccionar el método más apropiado para posteriormente diseñar su etapa de acondicionamiento. En el presente capítulo se llevarán a cabo estos procedimientos para las variables de interés, las cuales son: la deformación del concreto, bajo sus diferentes modalidades, y las variables ambientales de temperatura y humedad en la cámara de curado.

---

---

## 2.1. DEFORMACION

### *Descripción de la variable*

La deformación es un fenómeno fundamental en Ingeniería civil. Este existe en toda la materia y es causada por cargas externas o por el peso de la materia misma. El término deformación se usa para hacer referencia al cambio en cualquier dimensión física de un cuerpo, esta definición de deformación es frecuentemente referida como "deformación total", para hacer distinción de la deformación unitaria. La deformación unitaria promedio es la deformación total del cuerpo en una dirección dada, dividida entre la longitud original en esa dirección. Los cambios de volumen en un concreto involucran cambios en sus dimensiones físicas, pudiéndose apreciar éstos como cambios de longitud o deformaciones.

El resultado de aplicar una carga rápida a un espécimen de concreto es una deformación, la cual es en gran parte elástica; el módulo de elasticidad y la relación de Poisson son medidas de los efectos de tal carga. Si la carga se sostiene sobre cualquier periodo de tiempo, la deformación normalmente continúa, esta deformación continúa con el tiempo, debida a la carga, es llamada flujo plástico o *creep*.

Las deformaciones que regularmente ocurren en el concreto son del orden de 1000 millonésimas por unidad de longitud. Un cambio en longitud de 1000 millonésimas corresponde a 0.1 por ciento o para un espécimen de 30 cm corresponde una deformación de 0.3 mm

### **Definiciones:**

**Elasticidad.** Es la propiedad que tienen los cuerpos en virtud de la cual tienden a recuperar su forma o tamaño primitivo después de una deformación y al cesar las fuerzas exteriores aplicadas que la provocan.

**Límite de elasticidad o elástico.** Es el mínimo valor del esfuerzo que produce una deformación permanente en el cuerpo.

**Módulo de Elasticidad.** Considérese la barra mostrada en la figura 2.1., sometida a una carga axial T.

En condiciones sin carga, la longitud de la barra es L y el diámetro es D. El área de la sección transversal de la barra es A. Si se aplica una carga tal que el esfuerzo no exceda el límite elástico del material, la deformación axial estará definida por la ecuación:

$$\epsilon = \frac{T/A}{E} = \frac{\sigma_a}{E} \quad (2.1)$$

donde  $\sigma_a$  es el esfuerzo axial y E es el módulo de Young o módulo de elasticidad para el material.

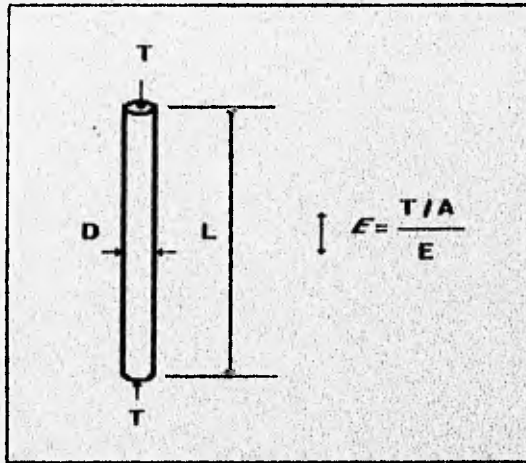


Figura 2.1. Barra simple en deformación axial.

A partir de las pruebas dedicadas para obtener la deformación del concreto se puede obtener la relación existente entre la deformación y la carga aplicada (tensión). La relación existente entre la tensión aplicada y la deformación se conoce como módulo de elasticidad del material o módulo de Young. Matemáticamente se puede expresar como:

$$E = \frac{\sigma_a}{\epsilon_a} \quad (2.2)$$

**Deformación Unitaria.** La deformación unitaria axial  $\epsilon_a$  se define por la relación:

$$\epsilon_a = \frac{dL}{L} \quad (2.3)$$

donde  $dL$  es la deformación total del cuerpo en una dirección dada y  $L$  es la longitud original en esa dirección.

**Relación de Poisson.** Como resultado de la deformación en la dirección axial se presenta una deformación correspondiente en el área de la sección transversal de la barra. El cambio del área lo evidencia el cambio de diámetro ( $D$ ). La deformación unitaria transversal  $\epsilon_t$ , se define por la relación:

$$\epsilon_t = \frac{dD}{D}$$

en donde  $dD$  es el cambio de diámetro del cuerpo y  $D$  es el diámetro original.

La razón de la deformación unitaria en la dirección transversal a la deformación unitaria en la dirección axial se define como razón de Poisson ( $\mu$ ) y debe determinarse en forma experimental para diversos materiales.

$$\mu = -\frac{\epsilon_t}{\epsilon_p} = -\frac{dD/D}{dL/L} \quad (2.4)$$

La relación de Poisson no se considera en muchos problemas de diseño de concreto, pero los valores de esta relación se necesitan para el análisis estructural de estructuras estáticas.

#### **Unidades de medición de la deformación unitaria**

Debido a que la deformación unitaria se define como la relación entre la variación experimentada por alguna dimensión del cuerpo y el valor de esta dimensión antes de la deformación, la deformación unitaria es un número puro, es decir, adimensional.

#### **Métodos de medición de la deformación**

Cualquier medición de deformación debe realizarse con una longitud finita de la pieza de trabajo. Mientras menor es esta longitud, la medición se aproxima más a la deformación unitaria en un punto. La longitud con que se toma la medición promedio de deformación se llama longitud base. La sensibilidad a la deformación se define como la deformación mínima que puede indicarse con un medidor apropiado. La sensibilidad a la fatiga es la deformación mínima que puede indicarse con un medidor por unidad base de longitud.



Los métodos de medición de deformación se clasifican según el principio de funcionamiento en :

**a) Medidores mecánicos**

**Método de rejilla.** Este método simple de medición de la deformación consiste en colocar algún tipo de rejilla marcada en la superficie de la pieza de trabajo en condiciones de carga cero, posteriormente se mide la deformación de esta rejilla cuando se somete al espécimen a una carga. La rejilla puede marcarse en la superficie, dibujarse con una fina pluma de tinta, o fotografiarse.

La sensibilidad del método de rejilla depende de la exactitud con que se puedan medir los desplazamientos de las líneas de la rejilla, y con frecuencia se emplea un microscopio con micrómetro.

Por lo general los métodos de rejilla se aplican a materiales y procesos que tienen una deformación apreciable bajo la carga.

**b) Medidores con resistencia eléctrica**

El medidor de deformación con resistencia eléctrica (también llamado banda o galga extensométrica , o *strain gage*) es el dispositivo más usado para medir deformación.

Un *strain gage* es un dispositivo electrónico hecho de piezas pequeñas de alambre u hojuela capaces de medir la magnitud de una deformación. Cuando una carga se aplica sobre algún material, éste se expande o comprime, causando una deformación. Si una rejilla de alambre se une al objeto, ésta se deformará exactamente como la superficie del espécimen en prueba. Una lectura de la deformación puede ser calibrada electrónicamente cuando una corriente eléctrica pase a través del filamento de rejilla. El cambio en la resistencia de alargamiento, o compresión, del alambre es proporcional a la deformación en el miembro de prueba.

Su operación se basa en el principio de que la resistencia eléctrica de un conductor cambia cuando se somete a una deformación mecánica. En forma típica, un conductor eléctrico se

fija al espécimen con un cemento aislante en condiciones sin carga; entonces se aplica una carga que produce una deformación en el espécimen y en el elemento de resistencia. Esta deformación se indica por medio de una medición en el cambio de la resistencia eléctrica del elemento.

Las relaciones básicas para el medidor de deformación con resistencia son:

-Resistencia del conductor

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (2.5)$$

donde  $L$  = longitud del conductor.  
 $A$  = área de la sección transversal del conductor.  
 $\rho$  = resistividad del material conductor.

Existe un factor que relaciona al cambio en la resistencia con el cambio en la longitud o deformación del *strain gage*. La relación adimensional entre estas dos variables es el llamado el factor de medida  $F$  del *strain gage* y se expresa matemáticamente como:

$$F = \frac{\Delta R / R}{\Delta L / L} \quad (2.6)$$

$R$  y  $L$  representan, respectivamente, la resistencia inicial y la longitud inicial del filamento del *strain gage*,  $\Delta R$  y  $\Delta L$  representan los pequeños cambios de resistencia y longitud que ocurren cuando el medidor se deforma junto con la superficie a la que se encuentra pegado. El factor de medida de un *strain gage* es una medida de la cantidad de cambio de resistencia para una deformación dada y es, por lo tanto, un índice de la sensibilidad a la deformación del medidor.

El cambio en la resistencia es debido únicamente a los cambios dimensionales que acompañan a la deformación longitudinal del alambre. Tomando en cuenta el alargamiento del alambre y la reducción del área de la sección transversal, se tienen las siguientes relaciones para el factor de medida.

Tomado la derivada con respecto a la deformación, de la ecuación 2.5 se tiene:

$$dR = d \left[ \frac{\rho L}{A} \right] = \frac{A d(\rho L) - \rho L dA}{A^2} = \frac{A(\rho dL + L d\rho) - \rho L dA}{A^2} = \frac{A \rho dL + A L d\rho - \rho L dA}{A^2} \quad (2.7)$$

$$A^2 dR = A \rho dL + A L d\rho - \rho L dA \quad (2.8)$$

Dividiendo ambos lados entre  $A L \rho$  se tiene:

$$\frac{A}{L\rho} dR = \frac{dR}{R} = \frac{dL}{L} + \frac{d\rho}{\rho} - \frac{dA}{A} \quad (2.9)$$

Si el material conductor del *strain gage* se deforma dentro de su estado plástico, el volumen permanece constante con el cambio en deformación, si  $V = LA$  donde  $V$  es el volumen del conductor,  $L$  su longitud y  $A$  el área de su sección transversal, entonces:

$$dV = LdA + AdL = 0 \quad (2.10)$$

$$\frac{dA}{A} = -\frac{dL}{L} \quad (2.11)$$

De la ecuación que define a la relación de Poisson, ecuación 2.4, se tiene:

$$-\frac{dL}{L} = \frac{1}{\mu} \frac{dD}{D} = \frac{dA}{A} = -\epsilon_s \quad (2.12)$$

Sustituyendo las igualdades anteriores en 2.9, se tiene:

$$\frac{dR}{R} = 2\epsilon_s + \frac{d\rho}{\rho} \quad (2.13)$$

Sustituyendo la ecuación 2.6 en 2.13, se obtiene el factor de medida  $F$ :

$$F = 2 + \frac{1}{\epsilon_s} \frac{d\rho}{\rho} \quad (2.14)$$

donde  $F$  es el factor de medida,  $\epsilon_s$  es la deformación unitaria axial y  $\rho$  es la resistividad. Se puede expresar la deformación unitaria ( $\epsilon$ ) en términos del factor del medidor ( $F$ ), la resistencia del medidor sin deformación ( $R$ ) y el cambio de resistencia con la deformación ( $\Delta R$ ), como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\epsilon = \frac{1}{F} \frac{\Delta R}{R} \quad (2.15)$$

Por lo regular, los fabricantes especifican el valor del factor del medidor y la resistencia del sensor sin deformación, de modo que el usuario sólo necesita medir el valor de la variación de la resistencia con objeto de establecer la deformación local. En la mayor parte de los medidores  $F$  es una constante en una amplia gama de deformaciones.

Para nuestro propósito es deseable un alto factor de medida, debido a que se produce un cambio  $\Delta R$  más grande en la resistencia para una entrada de deformación dada; por lo tanto, se necesita un circuito de lectura menos sensible.

---

Existen 3 tipos comunes de medidores de deformación con resistencia.

- a) Medidor de alambre
- b) Medidor de hojuela
- c) Medidor semiconductor

Los medidores de alambre y de hojuela son los más usados en análisis experimental de esfuerzos. Estos medidores consisten de una longitud muy fina de alambre en forma de rejilla o una hoja delgada de material conductor, los cuales se pegan en el dorso de una metriz portadora, comúnmente, este respaldo o forro del medidor puede ser de papel (actualmente en desuso), fenólico ó epoxia. Estos medidores se pegan a la pieza de prueba, de tal manera que el filamento del medidor se deforma junto con la superficie de la pieza de prueba. Los adhesivos utilizados para pegar al *strain gage* con el espécimen de prueba pueden ser: acrílico cianico (*crazy blue*), epoxia o cerámico. En la figura 2.2 se muestra la instalación de un medidor de resistencia en un espécimen de prueba.

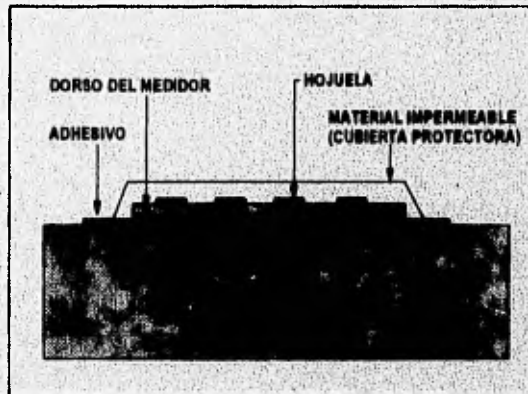


Figura 2.2. Corte transversal de la instalación de un medidor de hojuela.

El material usado para el filamento del medidor tiene la propiedad de variar linealmente su resistencia eléctrica con la deformación.

---

---

**Materiales sensibles a la deformación**

El principal componente que determina las características de operación de un medidor de deformación es el material con el que está construido el filamento o la hojuela. Las propiedades de mayor importancia que definen el comportamiento de un *strain gage* son el factor de medida (F) y el coeficiente de temperatura ( $\alpha$ ). El coeficiente de temperatura describe la variación de la resistencia con la temperatura, un coeficiente de temperatura positivo indica que la resistencia crece cuando la temperatura se eleva, si el coeficiente de temperatura es negativo, indica que la resistencia decrece cuando la temperatura se eleva. El coeficiente lineal de temperatura de una resistencia se define como:

$$\alpha = \frac{R_2 - R_1}{R_1(T_2 - T_1)} \quad (2.16)$$

donde  $\alpha$  es el coeficiente lineal de temperatura,  $R_2$  y  $R_1$  son las resistencias del material a las temperaturas  $T_1$  y  $T_2$ . Regularmente los materiales usados para fabricar *strain gages* son aleaciones sensibles a la deformación con bajo coeficiente de temperatura.

En la tabla 2.1 se resumen las características de varios materiales usados en los medidores de deformación por resistencia.

Las características principales de algunos materiales se mencionan a continuación:

- Nicromo V. Esta aleación de Níquel-cromo es usada comúnmente para medición de deformación estática y dinámica a altas temperaturas. La aleación puede ser usada para mediciones estáticas a 600°C y para mediciones dinámicas a 800°C.
- La aleación Isoelástica se usa para medir únicamente deformación dinámica, debido a su alta sensibilidad a la temperatura. En el caso de deformaciones dinámicas, en donde las deformaciones varían rápidamente, es posible tomar ventaja del alto factor de medida, ya que la deformación cambia suficientemente rápido como para despreocuparse de las variaciones debidas a la temperatura.
- Constantán. De todas las aleaciones modernas de medidores de deformación, el constantán es el más antiguo y todavía es el más usado. Esta situación refleja el hecho de que el

constantán es el que mejor combina las propiedades necesarias para muchas aplicaciones de medición de deformación. Esta aleación de níquel-cobre tiene alta sensibilidad a la deformación, o factor de medida (*gage factor*), es relativamente insensible a la temperatura debido a que tiene un coeficiente de temperatura bajo, por lo que se emplea principalmente para medir deformación estática. Para medir deformación dinámica la aleación puede operar de -320 a +600°C. El constantán se caracteriza por su buena resistencia a la fatiga y su alta capacidad de alargamiento.

El constantán puede ser procesado para auto-compensación de temperatura para igualar un rango amplio de coeficientes de expansión térmica de materiales de prueba. La aleación A de Micro Measurements es una forma del constantán para auto-compensación de temperatura. La aleación A se fabrica para auto-compensación de temperatura con el número S-T-C (*Self Temperature Compensation*) 00, 03, 05, 06, 09, 13, 15, 18, 30, 40 y 50 para usar en materiales de prueba con coeficientes de expansión térmica correspondientes (expresados en ppm/°F).

Para mediciones de deformación muy largas, 5% (50 000  $\mu\epsilon$ ) o más, el constantán templado (aleación P) es el material de rejilla que normalmente se selecciona. El constantán en esta forma es muy dúctil y en longitudes del medidor de 3mm y mayores, se puede deformar a más del 20%.

- Semiconductor. El medidor de semiconductor consiste de un filamento obtenido a partir de un cristal de silicio, el cual contiene impurezas de boro o arsénico, este material es sensible a la deformación. Tiene la ventaja de obtener valores muy grandes del factor de medida F (F~100), esto significa que su resistencia varíe en gran medida con la deformación. La principal desventaja de este medidor es su alto coeficiente de temperatura que lo hace altamente sensible a la misma, además su comportamiento es no lineal para grandes deformaciones.

MATERIAL	NOMBRE COMERCIAL	FACTOR F APROX DE MEDIDOR	RESISTIVIDAD APROXIMADA A 20° C, $\mu\Omega \cdot \text{cm}$	COEF. DE TEMP. DE LA RES. $^{\circ}\text{C}^{-1} \times 10^6$	OBSERVACIONES
55%Cu, 45%Ni	Advance, Constanlán Copel	2.0	49	11	F constante en un margen amplio de deformación, uso a baja temperatura, menos de 360°C.
4%Ni, 12%Mn, 84%Cu	Manganin	0.47	44	20	Igual al anterior
80%Ni, 20%Cu	Nicromo V	2.0	108	400	Adecuado para uso en alta temperatura hasta 800°C
36%Ni, 8%Cr, 0.6%Mo, 55.5%Fe	Isoelástico	3.5	110	450	Usado para baja temperatura hasta 300°C
67%Ni, 33%Cu	Monel	1.9	40	1900	Útil a 750 °C
74%Ni, 20%Cr, 3%Al, 3%Fe	Karma	2.4	125	20	Útil a 750°C
Semiconductor de silicio		-100 a +150	$10^8$	90000	Frágil, pero tiene un alto factor de medidor, no es adecuado para medir grandes deformaciones

Tabla 2.1. Transductores de deformación por resistencia.

---

---

En aplicaciones con *strain gage*, la matriz portadora y el adhesivo con el que se adhiere a la superficie del espécimen, deben trabajar juntos para transmitir la deformación del espécimen a la rejilla, ambos deben servir como aislantes eléctricos y disipadores de calor.

### **Selección del método de medición**

Para la selección del sensor se tomaron en cuenta los siguientes factores:

- La instrumentación no debe ocasionar alteraciones al espécimen de concreto.
- El sensor seleccionado debe ser el adecuado para lograr mediciones del concreto, el cual, por ser una sustancia heterogénea compuesta por agregados gruesos y finos, la distribución de la deformación local puede ser errática y no representativa del total de la distribución de deformación.
- Rango de medición. La experiencia obtenida en estudios de diversos concretos proporciona información sobre la máxima deformación esperada para un espécimen de concreto de 30 cm de longitud, siendo esta de 0.15 cm ó 0.005 en términos de la deformación unitaria.
- Cambios por temperatura. Un factor importante es la influencia de los cambios de temperatura en el sensor, es deseable un sensor con bajo coeficiente de temperatura.
- Debido a las características del concreto y a la naturaleza de las pruebas realizadas, las deformaciones obtenidas son de tipo estático (deformación estática).

Con base en el estudio realizado sobre la deformación y los métodos utilizados para medir la misma, analizando la tabla 2.1 y de acuerdo a las características de la variable a medir, se seleccionó como el método más adecuado para medir la deformación al que utilice transductores de tipo resistivo. Para seleccionar el transductor adecuado se consultaron diversos manuales de equipo de instrumentación. Se seleccionó el sensor EA-XX-40CBY-120 de Micro Measurement, este sensor es de rejilla larga, especialmente diseñado para aplicaciones en donde se desea medir la deformación promedio en materiales no homogéneos, como en el concreto, en donde es preferible seleccionar un medidor que sea largo con respecto al tamaño de la inhomogeneidad. Se trata de un transductor de tipo de hojuela de constantán. Este transductor funciona en un rango de deformación de +/- 0.5 cm o expresado en deformación unitaria de +/- 0.05. El valor de su



resistencia sin deformación es de  $120 \Omega \pm 0.2\%$  y su factor de medida (F) es de 2.05. En la figura 2.2 se muestra un diagrama esquemático del sensor.

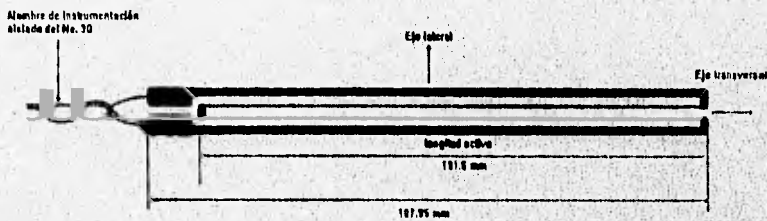


Figura 2.2. Sensor de deformación EA-XX-40CBY-120.

### Acondicionamiento de la variable

Como ya se mencionó, el transductor es un alambre conductor cuya resistencia cambia en una pequeña cantidad cuando se alarga o acorta. El cambio en longitud es pequeño, unas pocas millonésimas de pulgada. El sensor de deformación se liga con un espécimen, de modo que los porcentajes de cambio de longitud del sensor de deformación y del espécimen son idénticos.

El sensor de deformación debe montarse al espécimen de modo que su eje transversal quede en la misma dirección del movimiento del espécimen que va a medirse. El alargamiento de la barra por tensión alarga el conductor del sensor de deformación e incrementa su resistencia. La compresión reduce la resistencia del sensor debido a que se disminuye la longitud normal del sensor de deformación.

El *strain gage* requiere para su acondicionamiento de los siguientes elementos: voltaje de excitación, configuración en puente y amplificación.

### Puente de Wheatstone

El cambio en el valor de la resistencia del sensor se puede traducir a una diferencia en voltaje a través de un circuito puente de Wheatstone.

Debido a su excepcional sensibilidad, el circuito puente de Wheatstone es el circuito más frecuentemente usado para medir deformación estática.

Como se muestra en la figura 2.3, el sensor de deformación se coloca en un brazo del puente de resistencias. Cuando el sensor no está deformado, su resistencia es  $R$ , si se propone que  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$ , sean todas iguales a  $R$  ( $120 \Omega$ ), bajo estas condiciones se dice que el puente está balanceado y se cumplen las siguientes igualdades:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R} \Rightarrow E_1 = E_2 = \frac{E}{2} \quad (2.17)$$

y

$$E_1 - E_2 = 0 \quad (2.18)$$

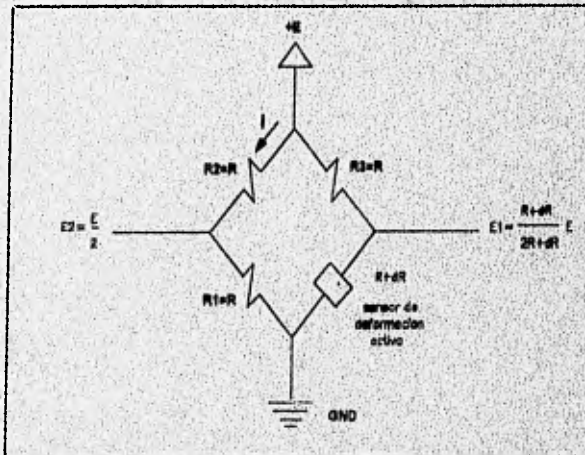


Figura 2.3. Puente básico de resistencias.

Si el sensor de deformación se comprime,  $R$  disminuirá en  $\Delta R$  y el voltaje diferencial  $E_1 - E_2$  estará dado por:

$$E_1 - E_2 = E \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} \quad (2.19)$$

El voltaje de excitación del puente se calcula de acuerdo con la siguiente condición: debido a que el *strain gage* puede conducir aproximadamente 30 mA sin sobrecalentamiento, se propone una corriente de este valor en cada rama del puente a fin de conservar el balance, el voltaje de excitación  $E$  está dado por:

$$E = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R)}{R_1 + R_2 + R_3 + R} I_T$$

$I_T$  es la suma de corrientes en cada rama del puente  $I_T = 60 \text{ mA}$ .

$$E = 0.06(120) = 7.2 \text{ V}$$

Como el sistema se alimentará con una fuente lineal regulada, se escogen 8 volts para alimentar al puente.

### Compensación por temperatura en el puente de Wheatstone

Por lo general, el principal problema asociado con la instalación de medidores de deformación es el efecto de la temperatura, una vez que el medidor está montado en forma apropiada, los problemas ocurren debido al cambio en la resistencia del medidor con la temperatura, este cambio de resistencia puede compensarse.

Por lo general, no es posible calcular las correcciones por los efectos de temperatura en los medidores de deformación; en consecuencia, la compensación se hace directamente por medio de la instalación experimental. Existen diversos métodos de compensación por temperatura, dos de ellos se explican a continuación.

**Método 1.** En este método se contempla la instalación de un segundo *strain gage*, frecuentemente conocido como medidor *dummy* o medidor falso, en una de las ramas del puente de Wheatstone; este medidor se mantiene sin deformación y sujeto al mismo ambiente térmico que el medidor

activo, de esta manera, al variar la temperatura, ambos medidores experimentarán cambios idénticos en su resistencia térmica. Esto se cumple únicamente si los cambios en la resistencia ocurren debido al coeficiente de temperatura de la resistencia del conductor de los medidores. El nuevo sensor se puede conectar en el lugar de la resistencia  $R_1$  del circuito puente en la figura 2.3. De esta forma, cualquier desbalanceo es provocado únicamente por  $\Delta R$  del sensor de trabajo debido a la deformación. Cuando el puente está balanceado se cumple la ecuación 2.17:

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

Como *strain gages* del mismo tipo se usan para  $R$  y  $R_1$ , tienen la misma resistencia nominal. Si ambos medidores experimentan el mismo cambio de resistencia, debido a un cambio en la temperatura, su resistencia final será  $R_1 + \Delta R_1$  y  $R + \Delta R$ . De las consideraciones hechas, si  $R_1 = R$ , entonces  $R_1 + \Delta R_1 = R + \Delta R$ . Como ambos denominadores en la ecuación 2.17 se incrementan en la misma cantidad no se afecta la igualdad de la expresión

$$\frac{R_2}{R_1 + \Delta R_1} = \frac{R_3}{R + \Delta R}$$

Si la estructura en la cual el medidor activo está pegado es simultáneamente deformada y expuesta a un incremento de temperatura y el medidor *dummy* se expone a la misma temperatura, la indicación de deformación del puente no será afectado por el cambio en la temperatura.

El medidor *dummy* puede ser conectado en  $R_1$  ó en  $R_3$  de la figura 2.3, pero no puede ser conectado en  $R_2$ . Colocando el medidor *dummy* en  $R_2$  se duplica el efecto térmico en lugar de compensarlo. Esta técnica de compensación es comúnmente conocida como configuración de medio puente.

**Método 2.** Este método se propone cuando el sensor de deformación tiene baja sensibilidad a variaciones de temperatura (bajo coeficiente de temperatura) y se encuentra en un ambiente de temperatura estable; el método propone el uso de un solo sensor de deformación y se asume que la compensación proviene de cambios en la resistencia de los alambres conductores debido a variaciones de temperatura. La compensación se lleva a cabo haciendo una conexión de tres alambres al sensor para ser conectado al circuito puente como se muestra en la siguiente figura. Los alambres deben ser del mismo material, de la misma longitud y del mismo calibre.

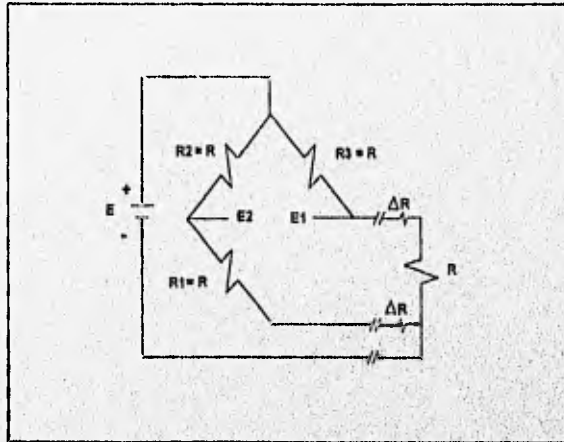


Figura 2.4. Método de compensación de tres alambres usando un solo medidor.

Si los alambres del medidor son sujetos a condiciones idénticas de temperatura, los cambios de resistencia en los alambres se cancelan debido a que se presentan en ramas adyacentes del circuito puente, por lo que se sigue cumpliendo la igualdad de la condición de balance

$$\frac{R_1}{R_1 + \Delta R_1} = \frac{R_2}{R + \Delta R}$$

Esta técnica de compensación es conocida comúnmente como configuración de un cuarto de puente.

Debido a las características estables de temperatura en la cámara de curado seco, los sensores de deformación no se someterán a variaciones abruptas de la misma, por lo que considerando el bajo coeficiente de temperatura del sensor ( $11 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ ), se propone un circuito en configuración de un cuarto de puente, en donde el sensor activo de deformación forma parte de una rama del puente como se ilustra en la figura 2.5.

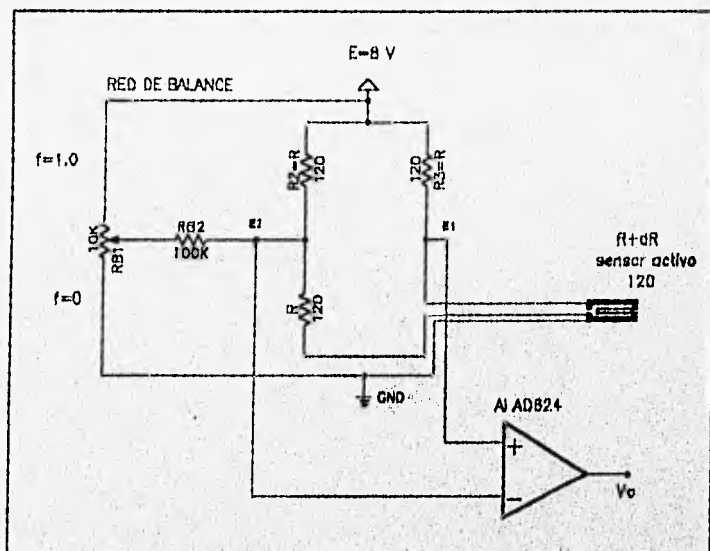


Figura 2.5. Configuración de un cuarto de puente.

El circuito de tres cables es el método estándar de conexión para un solo sensor de deformación activo compensado por temperatura en un arreglo de cuarto de puente. El cable que va desde el sensor hasta el puente puede presentar cambios en su resistencia inducidos por la temperatura, afectando la lectura de deformación, este efecto es virtualmente eliminado usando el circuito de tres cables, de esta forma, el cambio en la resistencia debida al cable en el punto central del puente no afecta su balance. Para que este método de compensación sea efectivo los cables deben ser de la misma longitud.

Como se muestra en la figura 2.5, un amplificador de instrumentación se conecta al arreglo en puente con objeto de amplificar la señal diferencial proveniente del puente de resistencias. Para esta aplicación se utiliza el amplificador de instrumentación AD824 de alta precisión y bajo ruido. La red de balance se analiza en el siguiente apartado.

---



---

Calibración del puente de Wheatstone

El arreglo formado por el potenciómetro RB1 y la resistencia RB2 se utilizan en la calibración del puente de Wheatstone. La forma de calibrar el circuito propuesto es la siguiente: El valor de la resistencia del potenciómetro RB1 es aproximadamente 1/10 menor que el valor de la resistencia RB2, ya que bajo estas condiciones RB2 no carga al divisor de voltaje de RB1, de modo que el voltaje en el cursor de RB1 dependa sólo de E y de la fracción decimal f. Los valores de f varían de 0 a 1 conforme se ajusta el potenciómetro de un límite al otro.

El valor de RB2 determina la máxima corriente de balance que puede inyectarse o extraerse del nodo E2. El ajuste de f en el potenciómetro determina que tanto de la corriente se inyecta o extrae. Si  $f > 0.5$  una pequeña corriente se inyecta en el nodo y fluye a través de la resistencia R hacia tierra, esto hace a E2 más positivo. Si  $f < 0.5$ , se extrae corriente del nodo E2, esto aumenta la corriente a través de R2 para hacer E2 menos positivo, de esta forma, el circuito se calibra para obtener el potencial en E2 igual al potencial en E1 cuando no existe deformación en el sensor.

El voltaje diferencial que se obtiene del circuito puente no es una función lineal del cambio en la resistencia de una de sus ramas, según lo define la ecuación (2.19)

$$v_D = E \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} = 8 \frac{\Delta R}{480 + 2\Delta R} \quad (2.20)$$

Esta ecuación define a una hipérbola con asíntotas en  $\Delta R = -2R = -240$  ohms y

$$v_D = \frac{E}{2} = 4 \text{ volts.}$$

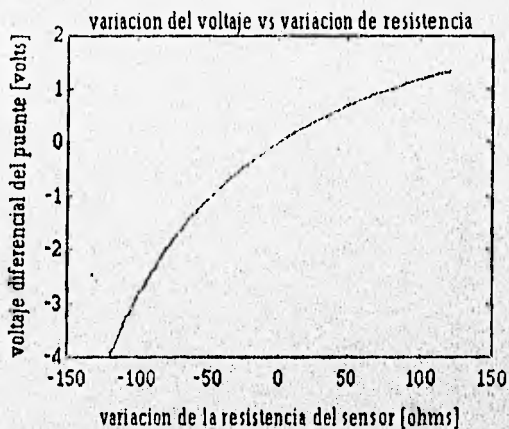
La gráfica 2.1 ilustra el voltaje diferencial del puente de Wheatstone como función de la variación de la resistencia de una de sus ramas.

A continuación se analiza como afecta la no linealidad inherente del puente de resistencias al voltaje diferencial ( $E_1 - E_2$ ), para el rango de variación  $\Delta R$  del sensor, este análisis se basa en las ecuaciones 2.6 y 2.19, debido a que proporcionan el voltaje diferencial como función de la variación de la resistencia ( $\Delta R$ ) del sensor. Se conocen el factor de medida ( $F=2.05$ ), el valor de la resistencia del sensor sin deformación ( $R = 120$  ohms) y la deformación máxima que puede sufrir

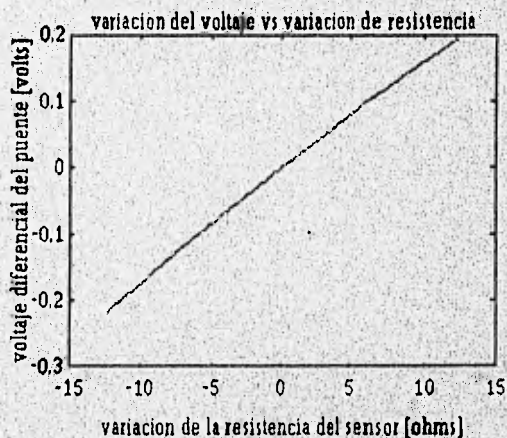
el sensor ( $\epsilon=0.05$ ), entonces de la ecuación (2.6) se obtiene la máxima variación de resistencia del sensor :

$$\Delta R = \pm 12.3 \text{ ohms.}$$

Graficando la ecuación 2.19 en el rango de variación de la resistencia del sensor se obtiene la gráfica 2.2.



Gráfica 2.1. Voltaje diferencial del circuito puente en función de la variación de la resistencia de una de sus ramas.



Gráfica 2.2. Variación del voltaje diferencial en función de la resistencia del sensor.



Como se observa en la gráfica 2.2, la no linealidad inherente del puente de Wheatstone no es crítica para el rango de trabajo del sensor, inclusive se puede considerar lineal.

A continuación se calcula el rango de variación de la resistencia del sensor para la máxima deformación esperada de un espécimen de concreto ( $\epsilon \approx 0.15\text{cm}/30\text{cm} = 0.005$ )

$$\Delta R = \epsilon \times F \times R = 0.005 \times 2.05 \times 120 = 1.23\Omega.$$

El voltaje diferencial que se obtiene como salida del puente de resistencias en función de la variación de la resistencia del sensor está dado por la ecuación (2.20)

$$v_d = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} E = \frac{1.23}{(4)(120) + (2)(1.23)} 8 = 20.395 \text{ mV}$$

en donde  $R = 120$  ohms y  $E = 8$  V (Voltaje de excitación del puente)

### Multiplexaje

Debido a que el número de señales de deformación que el sistema requiere es mayor a la cantidad de canales disponibles en la tarjeta de adquisición de datos, es necesaria un etapa de multiplexaje.

Las señales analógicas provenientes de los transductores son acondicionadas con circuitos puente y multiplexadas con multiplexores de señales de bajo nivel. Antes de la conversión a una representación digital, la salida del multiplexor es amplificada por un amplificador de tiempo compartido.

Un multiplexor analógico es un arreglo de interruptores analógicos que son usados para la selección de una de varias señales analógicas a un solo amplificador y convertidor A/D; a través del software de control, el multiplexor conecta una de las señales de entrada al amplificador para procesarla. Existen en el mercado multiplexores de estado sólido diferenciales en donde se requieren dos interruptores para cada señal de entrada, como el circuito integrado ADG527A, el cual conmuta una de ocho entradas diferenciales a una salida diferencial común, dependiendo del estado de tres direcciones binarias y una entrada de habilitación. Las entradas digitales son compatibles con lógica TTL y CMOS.

Las especificaciones del multiplexor analógico se muestran en el apéndice A.

La figura 2.6 muestra un diagrama a bloques de la etapa de multiplexado para un solo canal de entrada al convertidor A/D.

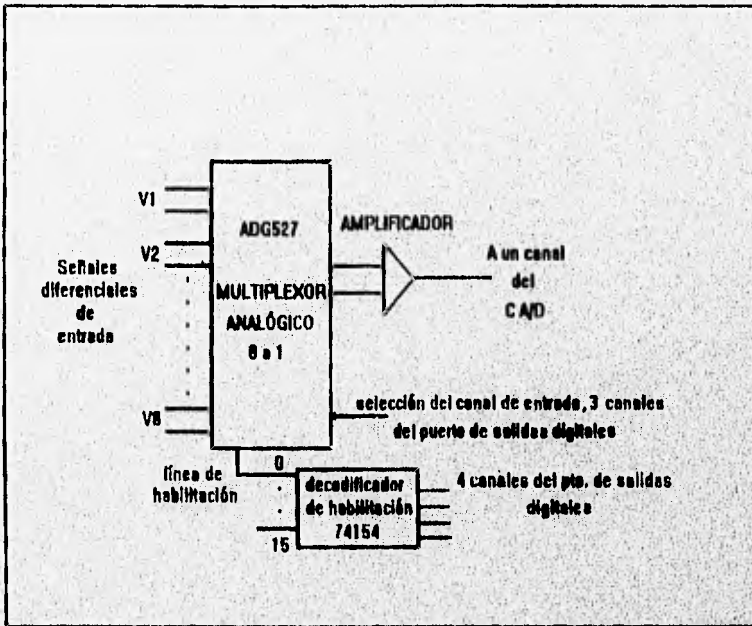


Figura 2.6. Diagrama de bloques de la etapa de multiplexaje.

Debido a que la tarjeta de adquisición de datos tiene capacidad para 16 canales de conversión A/D, 14 de ellos serán destinados para medición de deformación; por lo que multiplexando 8 entradas diferenciales a cada canal de entrada de la tarjeta de adquisición, el sistema puede ser expandido a 112 canales de entrada diferencial utilizando 14 módulos de multiplexado como el mostrado en la figura anterior.

El control de los canales de multiplexado se realiza a través de las salidas digitales de la tarjeta de adquisición, se utilizarán 7 canales de la salida digital para el control de los 14 módulos

de multiplexaje; cuatro salidas digitales son destinadas para seleccionar la habilitación de uno de los 14 módulos y tres son destinadas para seleccionar uno de los ocho canales de entrada diferencial del módulo correspondiente.

La selección de uno de los 14 módulos se hace por medio del circuito integrado 74154, el cual es un decodificador de 4 a 16 líneas, la salida del decodificador debe ser invertida para hacer sus salidas compatibles con la habilitación del multiplexor.

La figura 2.7 muestra un diagrama a bloques del control de los módulos de multiplexaje a utilizar.

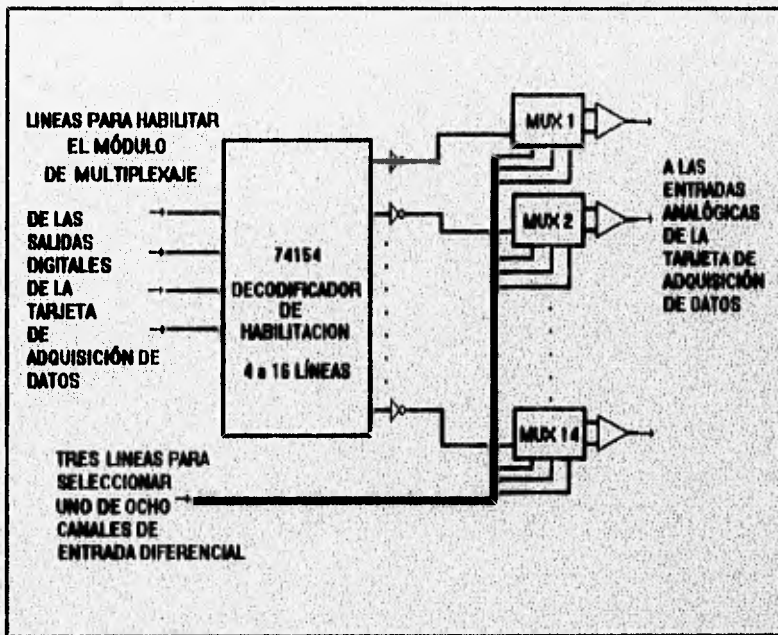


Figura 2.7. Diagrama de bloques de las líneas de control.

### Amplificación

Esta parte del acondicionamiento es de suma importancia debido a que se tienen señales de bajo nivel en presencia de campos eléctricos parásitos o dispersos que pueden inducir señales indeseadas en los alambres que conducen a las señales de bajo nivel (la transmisión de una señal diferencial es más inmune a interferencias que la de una señal unipolar), para evitar que las señales indeseadas sean amplificadas junto con las señales que se desean medir se propone el uso de amplificadores diferenciales, los cuales tienen la capacidad de extraer y amplificar señales pequeñas ocultas en señales mucho más intensas.

Como ya se mencionó, el puente entrega un voltaje diferencial, este voltaje es multiplexado para posteriormente ser amplificado por un amplificador de instrumentación, el cual debe responder solamente a la diferencia de potencial entre sus entradas (+) y (-). Cualquier voltaje medido con respecto a la tierra del amplificador de instrumentación presente en ambas entradas del mismo es referido como voltaje en modo común. El voltaje en modo común debe ser completamente rechazado por el sistema de medición. Para lograr el objetivo se seleccionó el amplificador de instrumentación AD624.

El amplificador de instrumentación está basado en el amplificador de instrumentación clásico de tres amplificadores operacionales, salvo algunas modificaciones. A continuación se hace una breve descripción del mismo.

El amplificador de instrumentación clásico está formado por un amplificador diferencial básico, con el cual se pueden medir y amplificar señales pequeñas (señales diferenciales) que estén ocultas en señales mucho más intensas (señales en modo común). A continuación se explica cómo realiza el amplificador diferencial esta tarea. La configuración básica de un amplificador diferencial se muestra en la figura 2.8.

Para obtener el voltaje de salida en función del voltaje aplicado en sus terminales de entrada se aplica el principio de superposición. Si  $E_1$  es reemplazado por un corto circuito,  $E_2$  ve un amplificador inversor con una ganancia de  $-m$ . Por lo tanto, el voltaje de salida debido a  $E_2$  es  $-mE_2$ . Ahora, poniendo  $E_2$  en cortocircuito,  $E_1$  se divide entre  $R$  y  $mR$  para aplicar un voltaje de

$E_1/m(1+m)$  en la entrada positiva del amplificador operacional. Este voltaje dividido ve un amplificador no inversor con ganancia de  $(m+1)$ . Por lo tanto el voltaje de salida debido a  $E_1$  es  $mE_1$ . Cuando  $E_1$  y  $E_2$  están presentes en las entradas (+) y (-) respectivamente, el voltaje en la salida del amplificador está dado por la siguiente ecuación:

$$V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2) \quad (2.21)$$

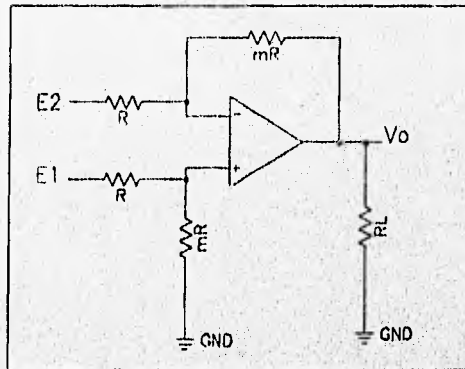


Figura 2.8. Amplificador diferencial.

De la ecuación 2.21 se observa que el voltaje de salida del amplificador diferencial,  $V_o$ , es proporcional a la diferencia de voltajes aplicados en las entradas (+) y (-) del amplificador, a este voltaje se le denomina voltaje diferencial. Al multiplicador  $m$  se le denomina ganancia en modo diferencial ( $G_d$ ). De acuerdo a lo anterior, el amplificador diferencial se puede utilizar para amplificar la diferencia entre los voltajes de dos puntos no aterrizados en un circuito.

Debido a que un amplificador diferencial amplifica únicamente la diferencia entre los voltajes aplicados en sus entradas, entonces dos señales de igual magnitud darán un voltaje de salida nulo. Como resultado, la componente de una señal que es común a ambas señales aplicadas a la entrada de un amplificador diferencial no será amplificada. Esta componente es llamada componente de modo común.

La salida de un amplificador diferencial no ideal depende no sólo de la diferencia de voltajes en sus terminales de entrada (voltaje en modo diferencial), sino también del voltaje medio en dichas terminales (voltaje en modo común  $(E_1+E_2)/2$ )

$$V_o = G_d (E_1 - E_2) + G_c (E_1 + E_2) / 2 \quad (2.22)$$

donde  $G_c$  es la ganancia en modo común y  $G_d$  es la ganancia en modo diferencial.

A la relación entre  $G_d$  y  $G_c$  se le denomina relación de rechazo en modo común ( $CMRR = G_d/G_c$ ) y es un medio de especificar que tanto un amplificador diferencial real se aproxima a las características de su contraparte ideal en donde el  $CMRR \rightarrow \infty$ .

Hasta aquí se ha explicado solamente el amplificador diferencial como el encargado de obtener señales de bajo nivel en presencia de ruido aleatorio, pero el amplificador de instrumentación tiene otras características, como alta impedancia de entrada y ganancia ajustable.

Se considera que un amplificador tiene entrada diferencial cuando la impedancia a tierra desde cada una de sus terminales de entrada está equilibrada y es alta. Una entrada diferencial reduce en principio no sólo las interferencias de modo común internas sino también las externas.

Para lograr una entrada diferencial al amplificador, se le adicionan dos amplificadores operacionales en configuración de seguidores de voltaje conectados en sus entradas.

Para lograr una ganancia ajustable se disponen tres resistencias en una etapa posterior a la entrada diferencial con la configuración mostrada en la figura (2.9). Debido a la configuración seguidora de la entrada diferencial, el voltaje en la resistencia  $aR$  es  $E_1 - E_2$ . La corriente a través de  $aR$  es

$$I = \frac{E_1 - E_2}{aR} \quad (2.23)$$

Cuando  $E_1$  es más grande que  $E_2$  la dirección de  $I$  es como se muestra en la figura (2.9).  $I$  fluye a través de ambas resistencias designadas por  $R$ , y el voltaje a través de las tres resistencias establece el valor de  $V_o$ . El voltaje en el punto A de la figura (2.9) está dado por

$$v_A = E_1 + RI = E_1 + R \frac{E_1 - E_2}{aR} = E_1 + \frac{E_1 - E_2}{a} \quad (2.24)$$

El voltaje en el punto B está dado por

$$v_B = E_2 - RI = E_2 - R \frac{E_1 - E_2}{aR} = E_2 - \frac{E_1 - E_2}{a} \quad (2.25)$$

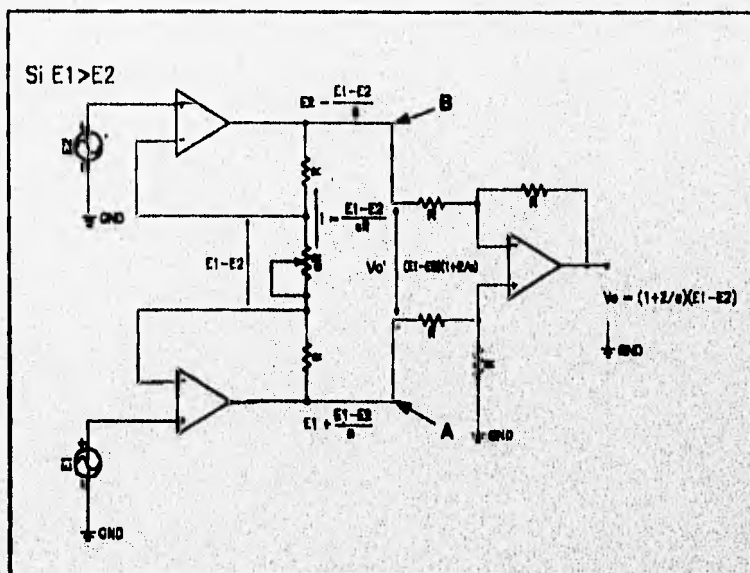


Figura 2.9. Amplificador de instrumentación clásico de 3 amplificadores operacionales.

El voltaje  $V_0'$  está dado por  $V_A - V_B$ :

$$v_0' = (E_1 - E_2) \left( 1 + \frac{2}{a} \right) \quad (2.26)$$

Como  $V_0'$  es el voltaje diferencial que se aplica en las entradas del amplificador diferencial, y considerando que todas las resistencias del amplificador diferencial sean iguales a  $R$  para que presente ganancia unitaria. La ganancia del amplificador de instrumentación queda definida únicamente por la resistencia  $aR$ , de acuerdo con la ecuación (2.26) se tiene que la ganancia está dada por:

---

$$\frac{V_o'}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{a} \quad (2.27)$$

En conjunto, la conexión de los tres amplificadores operacionales forman un amplificador de instrumentación, en el cual únicamente la entrada diferencial es amplificada a fin de obtener un voltaje referido a tierra en su salida.

Las características del amplificador de instrumentación se resumen a continuación.

- La ganancia de voltaje, desde la entrada diferencial ( $E_1 - E_2$ ) a la salida de extremo único, se establece con una resistencia.
- La resistencia de entrada de ambas entradas es muy alta y no cambia al variar la ganancia.
- No depende del voltaje común a  $E_1$  y  $E_2$  (voltaje en modo común), sólo de su diferencia.

El amplificador de instrumentación AD624 es un amplificador de bajo ruido, diseñado para su uso con transductores de bajo nivel, incluyendo *strain gages*. Debido a su excelente combinación de bajo ruido, alta precisión de ganancia, bajo coeficiente de temperatura y alta linealidad hacen al AD624 ideal para su uso en sistemas de adquisición de datos de alta resolución. Las hojas de especificaciones de este circuito se muestran en el apéndice A.

El AD624 tiene las siguientes características proporcionadas por el fabricante:

- Bajo ruido:  $0.2 \mu\text{Vp-p}$  0.1Hz a 10Hz
- Bajo no linealidad: 0.001% max ( $G=500$  a  $200$ )
- Alto CMRR: 130dB min ( $G=500$  a  $1000$ )
- Bajo voltaje de offset de entrada:  $25 \mu\text{V}$  max, puede ser ajustado a cero externamente
- Ganancia configurable de forma interna sin necesidad de elementos externos; se puede fijar la ganancia en cualquier valor del rango de 0 a 10 000 con resistores externos.

La figura 2.10. muestra el diagrama de conexiones que se lleva a cabo en la etapa de amplificación del sistema.



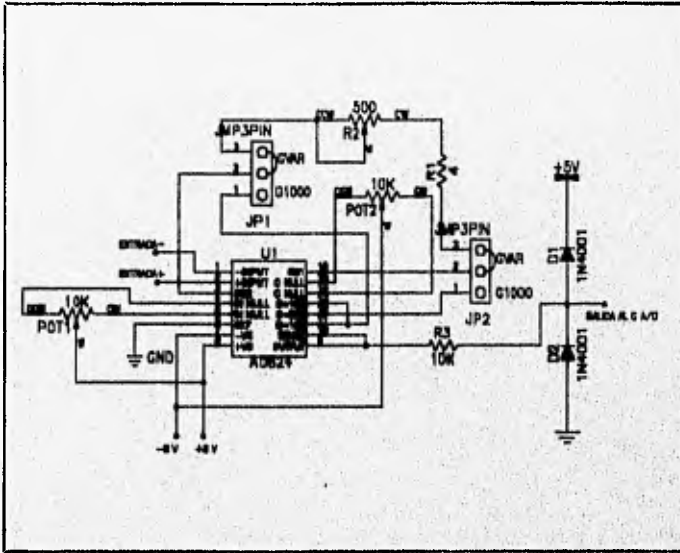


Figura 2.10. Etapa de amplificación.

La etapa de amplificación está diseñada para proporcionar una ganancia fija de 1000 o una ganancia variable en el rango de 100 a 10 000, la selección del tamaño de la ganancia se hace por medio de los *jumpers* JP1 y JP2. De acuerdo con la siguiente tabla.

JP1	JP2	GANANCIA
GVAR	GVAR	100 a 10 000
G1000	G1000	1000

Tabla 2.2.

Quando se seleccionan los *jumpers* en la posición G1000, el amplificador proporcionará una ganancia de 1000, esta ganancia fija se logra debido a que el AD624 tiene internamente un arreglo de resistencias, las cuales se configuran en arreglos serie y paralelo externamente, para obtener la ganancia deseada. Cuando se selecciona GVAR, la ganancia puede variar en el rango de 100 a 10 000 por medio del potenciómetro R2.

La ganancia (G) varía en función de la resistencia (RG) que se conecta entre las terminales 3 (RG2) y 16 (RG1) del AD624, de acuerdo con la siguiente función.

$$R_G = \frac{40k}{G-1} \quad (2.28)$$

La ganancia necesaria para amplificar el voltaje diferencial proveniente del puente de Wheatstone se calcula a continuación. El voltaje diferencial entregado por el puente se calculó anteriormente para la deformación máxima esperada del concreto,  $V_d = 20.395$  mV, este voltaje será amplificado a un voltaje máximo de 5 volts para obtener compatibilidad con la entrada del convertidor A/D utilizado. En la salida del amplificador de instrumentación se tiene:

$$v_o = G \times v_d \quad (2.29)$$

en donde:

$V_o$  = voltaje en la salida del amplificador, el máximo permitido es de 5V.

G = ganancia del amplificador de instrumentación.

De la ecuación 2.29 tiene:

$$G = \frac{v_o}{v_d} = \frac{5}{20.395 \times 10^{-3}} = 245.15$$

Para este valor de ganancia se tiene  $R_G = 163.633$  Ohms, el cual se fija a través del potenciómetro  $R_2$  que está conectado en serie con  $R_1$ , fig. 2.10.

Como se estableció anteriormente, el amplificador de instrumentación consiste de dos etapas, una con ganancia seleccionable y otra con ganancia unitaria; cada etapa involucra el uso de amplificadores operacionales los cuales presentan desviaciones o comentarios con respecto a sus características ideales.

Los componentes de error de dc de cada etapa del amplificador de instrumentación contribuyen al error total de dc. En el amplificador de instrumentación utilizado se consideran dos componentes de offset, el de entrada y el de salida. El offset de entrada es el componente de offset involucrado con los amplificadores operacionales en la etapa de entrada del amplificador de instrumentación y su valor en la salida depende en forma directa de la ganancia del amplificador de instrumentación. El offset de salida es el componente de offset involucrado con el amplificador operacional de la etapa diferencial y es independiente de la ganancia del amplificador de instrumentación; el offset de salida es dominante a ganancias bajas ( $G = 1$ ). Para compensar el

---

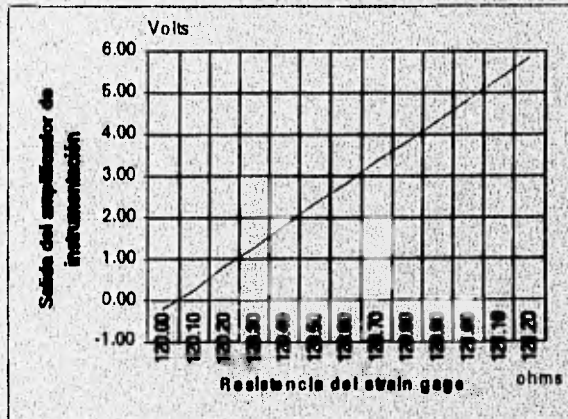
offset de entrada y salida del amplificador se conectan los potenciómetros POT1 y POT2, como se muestran en la figura 2.10.

El procedimiento para ajustar el *offset* de entrada es el siguiente: se conectan las entradas del amplificador a tierra y se fija la ganancia máxima, mientras se observa el voltaje en la salida del mismo, si el voltaje en su salida es diferente de cero, se ajusta el cursor del potenciómetro POT1 hasta lograr eliminar el nivel de *offset*.

El procedimiento para ajustar el *offset* de salida es el siguiente: se conectan las entradas del amplificador a tierra y se fija la ganancia mínima, mientras se observa el voltaje en la salida del mismo, si el voltaje en su salida es diferente de cero, se ajusta el cursor del potenciómetro POT2 hasta lograr eliminar el nivel de *offset*.

Este procedimiento de ajuste del *offset* del amplificador se realiza antes conectar la salida del puente de resistencias al mismo.

En la gráfica 2.3 se tiene la curva de comportamiento de la salida del amplificador de Instrumentación como función de la variación de la resistencia del sensor, para una ganancia de 245. Esta gráfica se obtuvo a partir de una simulación por computadora del circuito de acondicionamiento y amplificación propuestos, el programa utilizado fue TOP-SPICE.



Gráfica 2.3. Salida del amplificador AD624 en función de la variación del sensor.

### Ajuste automático del *offset*

El ajuste automático del *offset* del amplificador se propone para cuando el sistema de adquisición se encuentra operando, esto es, una vez que han sido conectadas las salidas de los puentes de resistencias al multiplexor y de este al amplificador, debido a que la ganancia del amplificador no se puede variar para llevar a cabo el procedimiento manual de ajuste a partir de los potenciómetros, el ajuste automático que se propone, se llevará a cabo a partir del *software* del sistema de adquisición, el cual estará auxiliado por *hardware* que consiste de lógica de control y *switches* analógicos. El procedimiento de ajuste se describe a continuación.

El ajuste a cero se realizará tomando lecturas con el módulo de adquisición de datos a la salida del amplificador. Como fase inicial del ajuste, se activan los interruptores analógicos en la entrada del amplificador de Instrumentación, estos interruptores tienen la función de desconectar la entrada del amplificador de la salida del multiplexor y conectar ambas entradas del amplificador a tierra, una vez realizado esto, se procede a tomar la lectura de la salida del amplificador con el módulo de adquisición, el cual entrega un número como resultado de la conversión A/D. Como segunda fase, los interruptores analógicos vuelven a ser activados; pero ahora para desconectar las entradas del amplificador de la tierra y conectarlas a la salida del multiplexor, una vez hecho esto, se procede a tomar la lectura de la salida del amplificador con el módulo de adquisición de datos, obteniendo un número como resultado de la conversión A/D, una vez que se tienen las dos lecturas de la salida del amplificador, se restan, la segunda menos la primera, para obtener el valor equivalente a la deformación sin niveles de *offset*.

Los interruptores analógicos que se proponen son los CD4052, algunas características son su alta inmunidad al ruido, y baja resistencia de encendido. Las hojas de especificaciones se muestran en el apéndice A.

La lógica de control consiste en un decodificador de 4 a 16 líneas (74154) y circuitos inversores; La activación de la lógica de control se realizará con las salidas digitales del módulo de adquisición de datos. La figura 2.11 muestra el proceso de auto ajuste a cero que se propone.

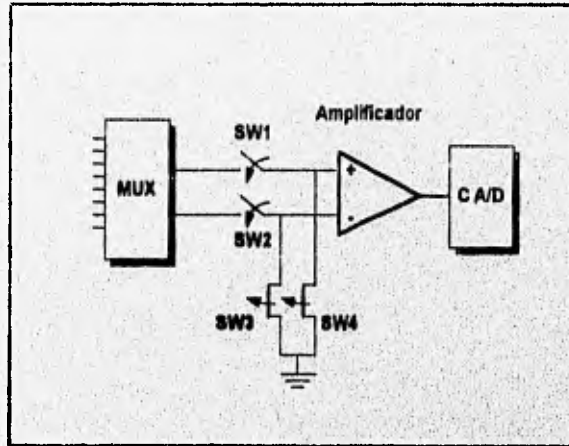


Figura 2.11. Diagrama a bloques del ajuste automático a cero.

En el apéndice B se muestra el diagrama esquemático final para el acondicionamiento de 24 sensores de deformación, como se mencionó anteriormente, este sistema puede ser expandido para 112 sensores de deformación, únicamente insertando módulos de multiplexaje, autoajuste a cero y amplificación en las salidas de los decodificadores SN74154 mostrados en el diagrama a bloques de la figura 2.7.

#### Relación del acondicionamiento con la conversión A/D

La señal obtenida de la etapa de acondicionamiento será introducida a un convertidor A/D para obtener muestras que puedan ser almacenadas en la memoria de la computadora. Debido a que únicamente se obtendrán muestras de la señal, sus valores deben ser procesados para proporcionar valores equivalentes a la variable física que se está midiendo. A continuación se combinan las ecuaciones de la etapa de acondicionamiento a fin de obtener una expresión que proporcione el valor de la variable física en función del valor arrojado por el convertidor A/D.

De la ecuación 2.15 se tiene:

$$\Delta R = \varepsilon \times F \times R = \varepsilon \times 2.05 \times 120 = 246 \times \varepsilon \quad (2.30)$$

Sustituyendo 2.30 en 2.20 se obtiene:

$$v_d = \frac{1968\varepsilon}{480 + 492\varepsilon} \quad (2.31)$$

Sustituyendo 2.31 en 2.29 y fijando  $G=245$ , tenemos:

$$v_o = \frac{(245)(1968)\varepsilon}{480 + 492\varepsilon} = \frac{482160\varepsilon}{480 + 492\varepsilon} \quad (2.32)$$

Despejando  $\varepsilon$  se tiene:

$$480v_o + 492\varepsilon v_o = 482160\varepsilon$$

$$\varepsilon = \frac{480v_o}{482160 - 492v_o} \quad (2.33)$$

Por otro lado se tiene que el máximo voltaje en la entrada del convertidor A/D es de 5V, mismo que corresponde al número 2048, dado por la conversión A/D. Si se aplica una regla de tres simple, se obtiene el voltaje de entrada al convertidor A/D en función del número asignado por la conversión:

$$v_o = \frac{\text{num.conv} \times 5}{2048} \quad (2.34)$$

donde *num.conv* es el número arrojado por la conversión A/D.

Sustituyendo (2.34) en (2.33) se tiene:

$$\varepsilon = \frac{1.171875 \times \text{num.conv.}}{482160 - 1.20117 \times \text{num.conv.}} \quad (2.35)$$

La ecuación 2.35 define la deformación unitaria en función del número arrojado por el convertidor A/D, y debe ser programada en el software desarrollado.

La resolución del convertidor A/D es de  $(10 \text{ V}) / 2^{12} = 2.44 \text{ mV}$ , que es el mínimo cambio de voltaje que puede ser leído por el convertidor A/D.

El mínimo cambio en  $\Delta R$  necesario para producir un cambio en el voltaje de salida  $V_o$  de 2.441 mV se obtiene a partir de las ecuaciones 2.20 y 2.28:

$$\Delta R_{\min} = \frac{4RV_o}{GE - 2V_o} = \frac{(4)(120)(2.441e^{-3})}{(245)(8) - (2)(2.441e^{-3})} = 5.97797 \cdot 10^{-4} \Omega$$

Ante este cambio en el valor de la resistencia se tiene un cambio en el valor de la deformación unitaria:

$$\Delta \epsilon = \frac{\Delta R}{F \times R} = \frac{5.97797 \cdot 10^{-4}}{(2.05)(120)} = 2.43 \cdot 10^{-6}$$

Este valor de deformación unitaria produce para un espécimen de prueba de longitud  $l=30$  cm un cambio en su longitud de:

$$\Delta l = \epsilon \times l = (2.43 \cdot 10^{-6})(30cm) = 0.000729mm = 0.729 \mu m$$

el cual es el mínimo cambio de deformación que se puede detectar con el sistema.

#### Fuentes potenciales de error

Para la aplicación que se requiere, una vez instalado el medidor, éste no se podrá calibrar, por lo que es importante examinar las fuentes potenciales de error.

Algunos medidores pueden ser dañados durante la instalación, es importante verificar la resistencia del *strain gage* antes de aplicar deformación.

Voltajes inducidos térmicamente son causados por el efecto termopar en la unión de metales no similares con el circuito de medición.

Pueden ocurrir voltajes inducidos magnéticamente cuando los alambres se localizan en un campo magnético variante en el tiempo.

Una forma de minimizar el ruido se logra mediante el uso de cables blindados debidamente aterrizados.

## 2.2. HUMEDAD

### *Descripción de la variable*

La humedad es una medida de la cantidad de vapor de agua presente en un gas, la medición que nos ocupa es la humedad relativa (HR), la cual se define como la relación existente entre la presión parcial del vapor de agua en una mezcla o en el ambiente y la presión del vapor de agua requerida para alcanzar la saturación a la misma temperatura, dicha relación se expresa en porcentaje (%). Si  $P_v$  representa la presión real del vapor y  $P_g$  representa la presión de saturación a la misma temperatura, entonces:

$$HR \equiv \frac{P_v}{P_g} \quad (2.36)$$

### *Métodos de medición de la humedad relativa*

Los sensores de humedad relativa se pueden agrupar en cuatro tipos de acuerdo a la técnica de medición utilizada:

- a) Higrómetro
- b) Sicrómetro
- c) Medidores de punto de rocío
- d) Medidores de humedad a distancia

#### **a) Higrómetros**

El término higrómetro se aplica a los transductores que miden la humedad del ambiente en base a un cambio en las dimensiones de un elemento higroscópico, generando directamente a la salida la lectura del porcentaje de humedad relativa del ambiente.



Existe una gran variedad de higrómetros, los cuales se clasifican de acuerdo al principio de transducción.

#### **Higrómetro capacitivo**

Consiste en dos paredes conductoras o electrodos con una capa delgada de material higroscópico colocada entre las dos capas, que funciona como dieléctrico. Un cambio en la humedad del ambiente genera una modificación en las características del dieléctrico (elemento higroscópico), provocando un cambio en el valor de la capacitancia del higrómetro proporcional a la cantidad de vapor de agua en el dieléctrico.

Los fabricantes utilizan gran cantidad de materiales que contribuyen al mejoramiento de las características estáticas y dinámicas del transductor, algunos utilizan una capa delgada de un polímero amorfo montada en un sustrato de vidrio.

#### **Higrómetro resistivo**

Consiste en una capa delgada de material higroscópico o polvo de carbón colocada sobre una base aislada o sustrato enrollado con dos cables de alambre o colocando dos placas en zigzag como electrodos. Al cambiar la humedad se provoca una modificación en el elemento higroscópico que se traduce en un cambio de su resistencia, variando en forma inversamente proporcional a la cantidad de vapor de agua almacenada.

Un elemento comúnmente utilizado en este tipo de transductores consiste en una capa higrométrica de solución acuosa del 2 al 5% de cloruro de litio (LiCl) sobre una base plástica; este elemento es conocido con el nombre de Higrómetro Dunmore.

#### **Higrómetro de óxido de aluminio**

Consiste en una base de aluminio, la cual, al ser sometida a un proceso, se forma una capa delgada y porosa de óxido de aluminio, la cual se cubre con una capa muy fina de oro para ser utilizada como electrodo, el otro electrodo lo forma la base de aluminio.

Se aprovechan las características eléctricas del óxido de aluminio al absorber las moléculas de agua en su estructura, provocando un cambio en la impedancia del elemento, siendo la transducción del tipo resistiva capacitiva. La humedad se determina al medir el cambio de impedancia.

#### **Higrómetro con cristal**

Consiste en un cristal de cuarzo provisto con un revestimiento de material higroscópico. La masa del cristal cambia conforme la cubierta higroscópica absorbe vapor de agua, provocando un cambio en la frecuencia de oscilación del cristal. Al conectar el cristal en un circuito oscilador se puede cuantificar directamente la humedad con la frecuencia obtenida del circuito.

Algunos materiales utilizados como cobertura higroscópica en este transductor son: Cloruro de litio y algunos polímeros.

#### **Higrómetro electrolítico**

Consiste de un tubo de plástico que tiene dos alambres de platino o de metal noble enrollados en él y cubiertos por una capa fina de pentóxido de fósforo ( $P_2O_5$ ). Se aprovecha la propiedad del  $P_2O_5$  que al absorber el vapor de agua de una muestra de aire o gas, lo descompone electrolíticamente en hidrógeno y oxígeno; el principio de operación utilizado en la construcción de este tipo de higrómetros se basa en que al hacer circular una corriente, ésta variará en forma directamente proporcional con la humedad de la muestra.

Al hacer pasar continuamente una muestra de gas con la ayuda de un regulador de presión y al aplicar un potencial al higrómetro, se genera a la salida la corriente producida por electrólisis, cuyo valor indica la cantidad de humedad de la muestra.

#### **Higrómetro mecánico**

La salida obtenida de este elemento no corresponde a una señal o variable eléctrica sino mecánica, se menciona por ser el primer higrómetro utilizado en la medición de humedad. Actualmente está muy restringido a pocas aplicaciones.

---

Este aparato aprovecha la propiedad de dilatación o contracción de algunos materiales en base a la cantidad de vapor de agua que absorbe. El primer higrómetro mecánico fue desarrollado por De Saussur, quien utilizó como material de trabajo el pelo humano y actualmente es uno de los materiales que tiene mayor aceptación para medir la humedad relativa con la ayuda de una aguja en una escala graduada.

Otros materiales alternativos que se utilizan son: Membranas de animales, fibras sintéticas, papel y algunos materiales plásticos.

## b) Sicrómetros

El sicrómetro es un dispositivo que permite medir la humedad del aire u otro gas al leer dos termómetros. Un termómetro se coloca directamente al ambiente para registrar su temperatura y el otro, colocado al lado, se cubre con una tela fina como la muselina, que se mantiene húmeda, registrando la temperatura producida por la evaporación del agua almacenada en la tela al circular el aire o gas, esta temperatura es menor que la temperatura ambiente.

La humedad se determina por las dos lecturas de temperatura con ayuda de una carta sicrométrica. Esta técnica es conocida como método de Bulbo seco y húmedo de medición de temperaturas.

En base al principio anteriormente descrito se fabrican diferentes tipos de sicrómetros, entre los cuales destacan los siguientes:

### Sicrómetro oscilante (Slmg)

El sicrómetro oscilante es formado por dos termómetros de mercurio montados uno al lado del otro sobre una base o mango, de manera tal que permite hacer girar el arreglo sobre su propio eje para tener una adecuada velocidad del aire sobre el bulbo húmedo y realizar una medición en poco tiempo. Un termómetro se deja libre (bulbo seco), mientras que el otro se cubre con un pabillo hecho de algodón previamente mojado con agua destilada (Bulbo húmedo).

---

Se hace girar el sicrómetro provocando la evaporación del agua del bulbo húmedo debido al aire que circula, esto genera un enfriamiento en la tela, registrándose en el termómetro una temperatura inferior a la del ambiente, suscitando una diferencia de temperaturas en los dos termómetros. Se registran ambas lecturas y con la ayuda de tablas se obtiene la humedad. Esto se logra debido a que la evaporación depende de la cantidad de humedad contenida en el aire.

#### **Sicrómetro aspirado**

Debido a la importancia de mantener una velocidad adecuada en la circulación del aire o gas en el bulbo húmedo que genere una lectura con menor error, este tipo de sicrómetro integra un ventilador para mejorar la medición, algunos utilizan un tubo poroso de cerámica colocado en el bulbo húmedo. Su funcionamiento es igual al sicrómetro que se describió anteriormente.

#### **c) Medidores de punto de rocío**

El punto de rocío de una mezcla es la temperatura a la cual el vapor se condensa cuando se enfría (las fases líquida y gaseosa se encuentran en equilibrio) a una presión constante. En este punto existe un único valor de presión para la saturación del vapor, con este valor y el de la temperatura es posible determinar la humedad absoluta o relativa con la ayuda de tablas de presión de vapor saturado.

El método más utilizado para obtener el punto de rocío del aire u otro gas consiste en enfriar una superficie hasta alcanzar la condensación del gas y en ese instante se mide la temperatura de la superficie.

Actualmente existen varios tipos de medidores de punto de rocío, los cuales se clasifican de acuerdo a los métodos utilizados para lograr detectar el cambio de fase.

### **Medidor de punto de rocío con método fotoeléctrico**

El medidor utiliza un espejo como superficie de condensación, una fuente de luz que dirige su rayo sobre esta y uno o más sensores que cuantifican la luz reflejada por el área de condensación. La superficie (espejo) puede tener forma circular (disco delgado) o de plato y se encuentra acoplada térmicamente con una unidad de refrigeración, la unidad más utilizada en este tipo de instrumentos es el refrigerador termoeléctrico.

El sensor mide continuamente la luz reflejada por la superficie, en el momento en que se produce la condensación, la cual es realizada en forma artificial por el dispositivo enfriador existe un cambio repentino en la cantidad de luz registrada, provocado por la presencia de las gotas de rocío sobre la fuente luminosa y en ese instante se mide la temperatura con un termómetro que se localiza en la zona donde se lleva a cabo el proceso.

### **Medidor de punto de rocío con método resistivo**

En este caso, la superficie de condensación se compone de una parrilla o reja metálica (electrodos) incrustada en una capa de material aislante. Cuando se produce el cambio de estado, la resistencia de la superficie del medidor sufre una variación en su valor nominal, lo cual señala el momento para tomar la lectura del termómetro colocado en la parrilla. Al igual que el medidor anterior es necesario una unidad de refrigeración (generalmente un refrigerador termoeléctrico) para realizar el proceso.

### **Medidor de punto de rocío con método nucleónico**

Con esta técnica, una fuente de radiación de partículas alfa o beta integrada a la superficie de condensación es utilizada para detectar el punto de rocío. Al producirse artificialmente el cambio de fase del gas con ayuda de una unidad de refrigeración, las gotas de rocío se forman sobre la superficie y cubren la fuente, provocando una disminución en el flujo de radiación, el cual es detectado por un sensor que se coloca sobre la misma, se procede a registrar la temperatura proporcionada por el termómetro ubicado en la sección de condensación.

---

---

### Medidor de punto de rocío con método de balance de energía

A diferencia de la metodología utilizada anteriormente por los otros sensores, este medidor no utiliza una unidad de refrigeración sino que, aprovecha el equilibrio de presiones que se alcanza entre una solución saturada de una sal higroscópica, como el cloruro de litio (LiCl), y el fluido cuyo punto de rocío se desea obtener, es por esta razón que el método recibe este nombre, aunque en la literatura también se encuentra bajo el título de "sistema de equilibrio de vapor" o "sensor de cloruro de litio".

El instrumento consiste en un tubo metálico cubierto con una capa de hilo de algodón impregnada con solución de cloruro de litio y un sensor de temperatura en su interior acoplado térmicamente. Sobre la capa con LiCl se enrollan dos alambres (electrodos) los cuales, se conectan a una fuente de voltaje.

Al circular la corriente por la capa de algodón provoca un calentamiento en el sensor incrementándose la temperatura, esta se detiene cuando se alcanza un equilibrio entre la presión del vapor generado por la solución y la presión del vapor del fluido sometido a medición, manifestándose físicamente en un valor determinado de resistencia que presenta la solución en este punto, en ese instante se procede a tomar la lectura del termómetro.

#### d) Medidores de humedad a distancia

El principio de operación de este tipo de medidores se basa en la absorción parcial y selectiva de algunas frecuencias del espectro electromagnético en materiales que presentan cierto grado de humedad. De acuerdo a la cantidad de moléculas de agua que contiene un material (humedad), se presenta una atenuación en la señal del sensor.

Las frecuencias utilizadas por estos medidores es muy variada y cubren buena parte del espectro electromagnético, desde radiofrecuencias hasta infrarrojo; en base a la señal de trabajo del sensor se presenta la siguiente subdivisión.

### **Medidor utilizando absorción de radiofrecuencia**

Consiste en un oscilador de radiofrecuencia (inferior a 10 MHz) que envía la señal a través de la muestra del material del que se desea determinar su humedad, la cual se acopla con dos electrodos a un detector de la frecuencia de trabajo.

La atenuación de la energía electromagnética a través de un material es el principio utilizado en el sensor. Al pasar la señal por el material, las moléculas de agua presentes en él absorben energía originando un movimiento molecular, con lo cual el detector registra una atenuación que es proporcional a la cantidad de humedad del material.

### **Medidor utilizando absorción de microondas**

Siguiendo el principio de operación del medidor anterior, este sensor trabaja frecuencias con valores superiores a los 1000 MHz como la banda S (2.45 GHz) y la banda X (8.9 a 10.6 GHz), en donde las moléculas de agua provocan una gran atenuación a la señal transmitida a través del material sujeto a medición, la cual se puede determinar por un método de atenuación (pérdida) o corrimiento de fase en un circuito receptor integrado en el sensor, que al procesar la señal indica el contenido de humedad de un material.

Un caso especial se obtiene al trabajar en la banda K (20.3 a 22.3 GHz), en donde las moléculas de agua producen resonancia molecular, esta propiedad es exclusiva de este fluido para el rango de frecuencias de la banda K, por lo que al cuantificar con un circuito la resonancia se tendrá la información de humedad del material. En ambos sensores es necesaria una fuente, la cual se compone de un circuito oscilador para proporcionar la señal de referencia.

### **Medidor utilizando absorción infrarroja**

El instrumento opera bajo el principio de comparar la energía absorbida por un material o fluido con respecto a otro de referencia, cuya absorción infrarroja sea nula o casi nula.

El sensor se compone de dos fuentes infrarrojas, una de las cuales apunta a una celda que contiene el material o fluido sujeto a medición y la segunda se dirige al otro compartimiento donde

se coloca el material conocido. En caso de medirse la humedad de un gas, la celda de referencia se llena con un gas inerte.

La emisión de las fuentes infrarrojas se alterna entre la celda de referencia y la celda de prueba por medio de un disco giratorio. El material de prueba absorbe la energía en proporción a la concentración de humedad, mientras que el de referencia deja pasar la mayor parte, finalmente la señal infrarroja llega a un detector, el cual consiste en dos cavidades separadas por un diafragma metálico.

La diferencia de energía en ambos lados del detector genera un cambio de presión en uno de ellos debido al aumento de temperatura, con lo cual, existe un movimiento del diafragma para nivelarlo. Como el detector se encuentra fijo a un disco, la capacitancia del disco cambia al desplazarse el diafragma y se aprovecha esta variación para modular un oscilador, el cual presenta la medición de humedad.

Existen otros medidores de humedad que aprovechan la característica de las moléculas de agua para entrar en estado de resonancia al aplicar ciertas frecuencias de infrarrojo, donde la cantidad de energía absorbida por ellas produce una resonancia, la cual es proporcional a la cantidad de humedad.

#### *Selección del método de medición*

Con base en el estudio realizado sobre los diferentes tipos de sensores de humedad relativa se seleccionó un higrómetro, ya que la señal proporcionada a la salida de éste corresponde directamente al porcentaje de humedad relativa (%HR) y además es posible seleccionar el principio de transducción más conveniente para el sistema a diseñar.

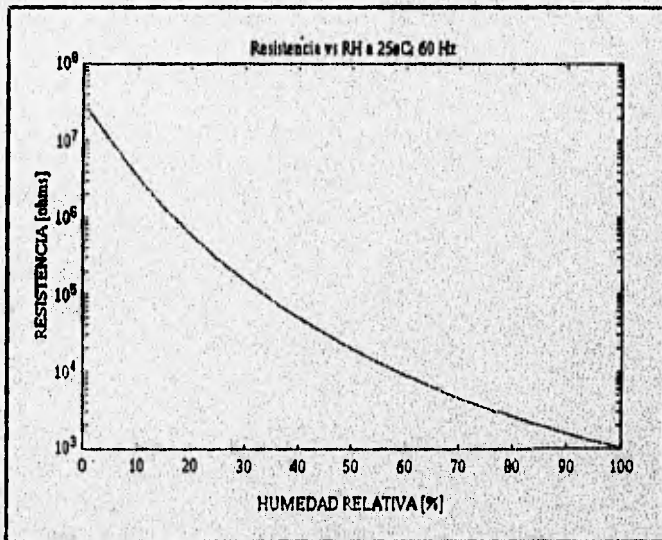
Existen en el mercado algunos sensores del tipo higrómetro como el PCRC-11H, fabricado por Phis-Chemical Scientific Corp., en el cual su principio de transducción es de tipo resistivo. El sensor está construido a partir de copolímero de estireno químicamente tratado, este material tiene una capa superficial eléctricamente conductora integrada con el sustrato no conductor. Cambios en la humedad relativa causen que la resistividad de la superficie varíe.



Debido a la característica resistiva, el sensor no necesita colocarse cerca del circuito de conversión de resistencia a voltaje, por lo que éste puede ser colocado en el punto más conveniente para lograr una buena medición.

En seguida se mencionan las características y condiciones de operación proporcionadas por el fabricante, para el PCRC-11H.

- El rango de operación especificado en el sensor abarca del 0% al 100% de humedad relativa, con una resistencia de salida que varía exponencialmente en un rango de  $500 \Omega$  hasta  $20 M\Omega$ .
- La resistencia del sensor presenta un coeficiente negativo de temperatura de aproximadamente 0.36 % de humedad relativa por grado centígrado. La curva de calibración que muestra el comportamiento del sensor se presenta en la siguiente gráfica.



Gráfica 2.4. Curva de calibración del sensor de humedad.

La curva de calibración del sensor de humedad, para una frecuencia de excitación de 60 Hz a  $25^\circ C$ , se rige por la siguiente función:

$$z = e^{\frac{1}{ax+ib}} \quad (2.37)$$

en donde:

$z$  = impedancia en ohms

$x$  = % RH de 15 a 99 %

$a$  =  $8.67 \cdot 10^{-4}$

$b$  =  $5.79 \cdot 10^{-2}$

- Los límites de temperatura que se especifican para la operación correcta del sensor corresponden de -60°F a 200°F.
- Se deben aplicar al sensor únicamente voltajes de AC, con frecuencias superiores a los 20 Hz.
- La corriente instantánea a través del sensor debe ser limitada a 1 mA.

### Acondicionamiento de la variable

Para el acondicionamiento del sensor se diseñan los bloques mostrados en la figura 2.12.

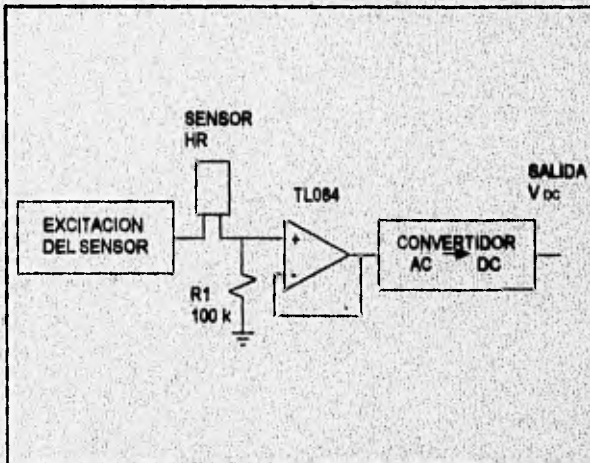


Figura 2.12. Acondicionamiento del sensor de humedad

**Excitación del sensor.** El sensor requiere de un excitador de AC para prevenir degradación de su superficie que resulta de la polarización eléctrica a largo plazo. El circuito de excitación corresponde a un oscilador, éste proporciona un voltaje de AC estable al sensor. El diseño del oscilador se efectúa alrededor del circuito integrado XR2206, el cual es un generador de funciones capaz de producir una onda senoidal de alta calidad.

Las condiciones de diseño en cuanto a frecuencia y amplitud del excitador se establecen de acuerdo a las siguientes limitantes:

- El fabricante proporciona una curva de respuesta del sensor (Resistencia vs HR), calibrada cuando el sensor es excitado por una señal de 60 Hz.
- El voltaje máximo aceptado por el convertidor A/D es de 5 volts, por lo que se proponen 5 volts de amplitud para obtener un voltaje máximo en la salida del divisor de tensión de aproximadamente 5 volts pico.
- Para traducir el cambio de resistencia del sensor a una señal de voltaje proporcional, el sensor se conecta al excitador por medio de un divisor de tensión el cual se encarga también de limitar el flujo de corriente, el cálculo del divisor de tensión se describe posteriormente.

De acuerdo con las condiciones anteriores, la configuración del XR2206 se diseña para proporcionar una forma de onda senoidal de 60 Hz y 10 Vpp de alta estabilidad y precisión.

El circuito integrado tiene las siguientes características proporcionadas por el fabricante:

- Baja distorsión de onda senoidal: 0.5%
- Estabilidad de la frecuencia a cambios de temperatura: 20 ppm/°C
- Baja sensibilidad a variaciones de la fuente: 0.01 % V

En la figura 2.13. se muestra la configuración del circuito para la excitación del sensor.

Debido a que el generador de funciones debe proporcionar 10 volts pico-pico y sin nivel de voltaje de offset, se debe polarizar con dos fuentes, +V y -V, las cuales deben proporcionar un voltaje un poco mayor a la amplitud (5 V pico) de la señal de salida, los valores de voltaje de las

---

fuentes se establecen en +8 V y -8 V, estos valores de voltaje se escogen para que toda la parte analógica del sistema se alimente con estas fuentes, debido a que existen otros circuitos que se alimentan con las mismas.

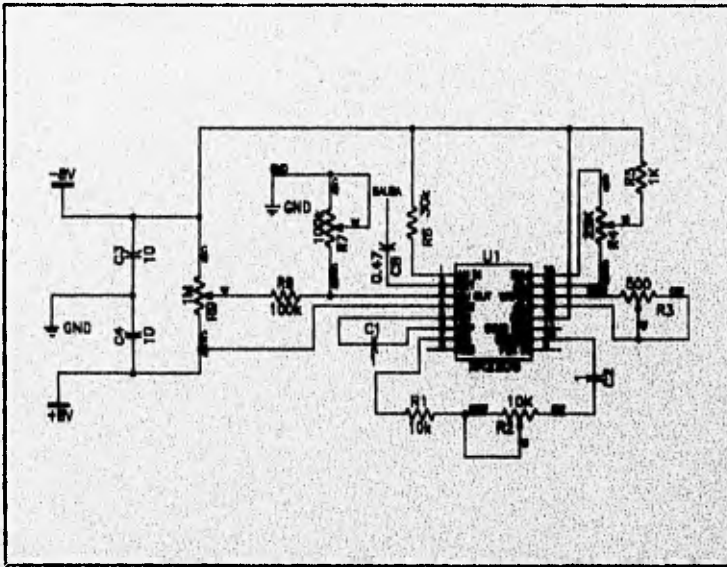


Figura 2.13. Generador de onda senoidal.

La frecuencia de oscilación es determinada por el capacitor C1 y la resistencia equivalente del arreglo en serie entre R1 y R2 ( $R=R_1+R_2$ ). La condición de oscilación está dada por la relación siguiente:

$$f = 1/RC1 \quad (2.38)$$

Considerando una frecuencia de 60 Hz y un capacitor (C1) de  $1 \mu F$ , se obtiene que el valor de la resistencia es de 18.66 Kohms, por lo cual se propone una resistencia fija (R1) de 10K, y un potenciómetro (R2) de 10 K en serie, con el fin de ajustar la frecuencia de oscilación al valor deseado.

---

El potenciómetro R9 es usado para el ajuste a cero del nivel de DC de la señal de salida, el valor recomendado por el fabricante es de  $1\text{ M}\Omega$ .

El potenciómetro R3 es recomendado por el fabricante para minimizar el contenido de componentes armónicos de la onda de salida, ajusta la distorsión senoidal, el valor recomendado es de 500 ohms.

El potenciómetro R4 sirve para ajustar la simetría de la onda senoidal, el valor recomendado por el fabricante es de 25 Kohms.

El potenciómetro R7 ajusta la amplitud de la onda de salida. La amplitud tiene una relación con el valor de R7 de  $60\text{ (mV / k}\Omega\text{)}$ , el valor asignado al potenciómetro es de  $100\text{ K}\Omega$ , para lograr ajustar a una amplitud máxima de 5 V de valor pico.

Como se mencionó anteriormente, el cambio de resistencia del sensor se debe traducir a una señal de voltaje proporcional, por lo que se propone conectar al excitador con el sensor por medio de un divisor de tensión (ver figura 2.12), formado por el sensor y una resistencia de  $100\text{ k}\Omega$ , la cual se encarga de limitar el flujo de corriente a través del sensor para que no exceda de  $1\text{mA}$ , esto es debido restricciones de manejo de corriente del sensor.

En la salida del divisor de tensión se tiene un amplificador operacional en configuración de seguidor, esto es con el objetivo de tener un acoplamiento de impedancias a la entrada del rectificador de precisión (figura 2.12). Con esta configuración se tiene que el voltaje en la salida del seguidor ( $V_{AC}$ ) está en función de la resistencia del sensor ( $R_{\text{sensor}}$ ) y del voltaje de excitación ( $V_{in}$ ), según la siguiente ecuación:

$$V_{AC} = \left[ \frac{100K}{100K + R_{\text{sensor}}} \right] V_{in} \quad (2.39)$$

Si el valor de la resistencia del sensor varía de  $500\ \Omega$  a  $20\text{ M}\Omega$ , con estas características, el voltaje en la salida del seguidor de tensión estará en el rango de  $0.024\text{V}$  y  $4.97\text{V}$  en valores pico.

Hasta este punto la señal que se tiene es una señal de AC, por lo que se necesita realizar una conversión para obtener una señal de DC que pueda ser introducida al convertidor A/D.

**Convertidor de AC a DC.** Este bloque proporciona un voltaje DC de salida proporcional a la variación de la resistencia del sensor. Se trata de un circuito rectificador de precisión, el cual produce una salida DC proporcional al valor promedio de AC de su entrada.

En el siguiente diagrama se muestra el circuito de la etapa de conversión.

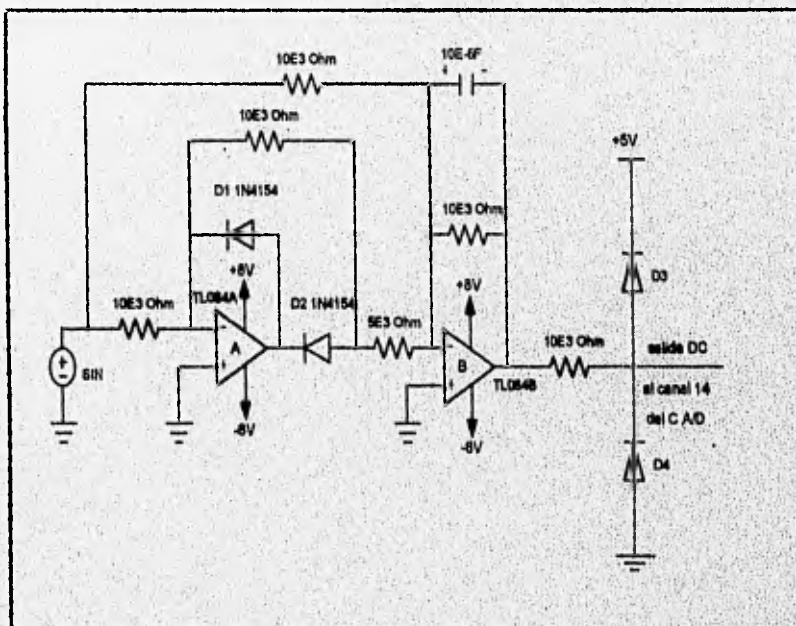


Figura 2.14. Convertidor de AC a DC.

Para la construcción de un convertidor de AC a DC se utiliza un rectificador de precisión, al circuito rectificador se le añade un capacitor de valor alto y de baja fuga ( $C1 = 10 \mu\text{F}$  de tantalio), este último es para obtener la componente de DC al filtrar las componentes armónicas.

El funcionamiento del rectificador de precisión se explica a continuación.

Para el ciclo positivo de la entrada, el diodo D1 se apaga, mientras que el diodo D2 enciende, por lo que el voltaje a la salida del amplificador operacional A invierte el voltaje de entrada  $V_i$ . El amplificador operacional B suma la entrada  $V_i$  y la salida de A para producir una salida  $V_o = V_i$ . Para el ciclo negativo, el diodo D1 se enciende, y el diodo D2 se apaga, por lo que el amplificador B únicamente invierte  $-V_i$ , ocasionando que la salida del circuito sea  $+V_i$ . Por lo tanto, la salida del circuito  $V_o$  es positiva e igual al valor absoluto de la entrada. Como se muestra en la siguiente figura.

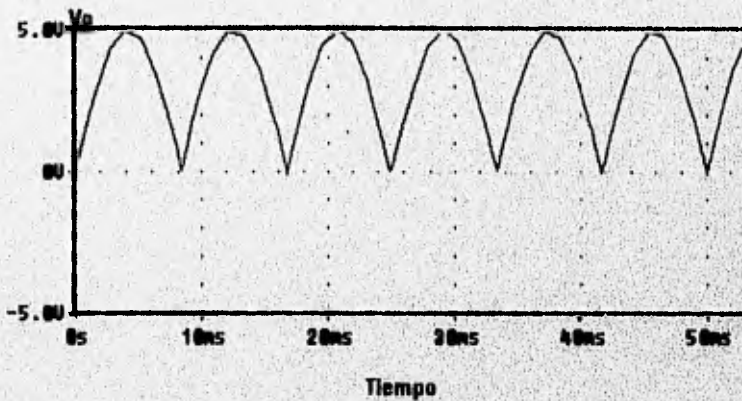


Figura 2.15. Voltaje sin filtrar en la salida del rectificador.

La figura 2.15 ilustra al voltaje en la salida del rectificador de precisión sin considerar la acción del capacitor que filtra las componentes armónicas de la señal rectificada. La acción del capacitor se muestra en la figura 2.16, toma cerca de 50 ciclos del voltaje de entrada antes de que el voltaje del capacitor se establezca en su lectura final.

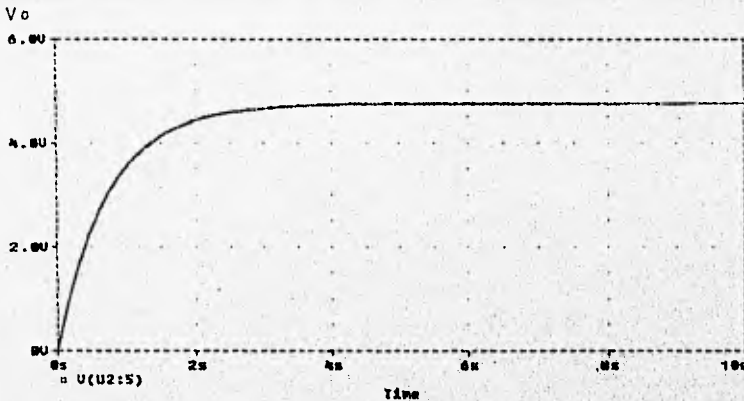


Figura 2.16. Voltaje de DC en la salida del rectificador y del filtro.

### Relación del acondicionamiento con la conversión A/D

La señal obtenida de la etapa de acondicionamiento será introducida a un convertidor A/D para obtener muestras que puedan ser almacenadas en la memoria de la computadora. Debido a que únicamente se obtendrán muestras de la señal, sus valores deben ser procesados para proporcionar valores equivalentes a la variable física que se está midiendo. A continuación se combinan las ecuaciones de la etapa de acondicionamiento a fin de obtener una expresión que proporcione el valor de la variable física en función del valor arrojado por el convertidor A/D.

De la ecuación 2.37 se obtiene el porcentaje de HR en función de la resistencia del sensor, la expresión es válida para un rango de HR de 15 a 99 %.

$$\%HR = \frac{1150}{\ln R_{\text{sensor}}} - 66.7 \quad (2.40)$$

De la ecuación 2.39, se obtiene un voltaje senoidal arrojado por el divisor de tensión, en función de la variación de la resistencia del sensor, despejando \$R\_{\text{sensor}}\$ de la ecuación 2.39 se tiene:



$$R_{\text{sensor}} = \frac{100 \cdot 10^3 V_{\text{in}}}{V_{\text{AC}}} - 100 \cdot 10^3 \quad (2.41)$$

en donde  $V_{\text{in}} = 5 \sin(376.99t)$ .

Con el propósito de obtener un voltaje de DC, el voltaje  $V_{\text{AC}}$  pasa a través de un rectificador de precisión y de un filtro, el voltaje en la salida del rectificador y del filtro está dado por:

$$V_{\text{dc}} = V_{\text{AC pico}} - \frac{V_{\text{r p-p}}}{2} \quad (2.42)$$

donde  $V_{\text{r p-p}}$  es el voltaje de rizo pico-pico en la salida del filtro (capacitor) y  $V_{\text{AC pico}}$  es el voltaje pico en la salida del divisor de tensión. Considerando que  $V_{\text{r p-p}} \rightarrow 0$ , se tiene:

$$V_{\text{dc}} \approx V_{\text{AC pico}} \quad (2.43)$$

se aprecia que  $V_{\text{dc}}$  es independiente del tiempo y únicamente depende del voltaje pico de la señal senoidal en la salida del divisor de tensión, este voltaje se asocia con la variación de la resistencia del sensor y con el voltaje pico de la señal de excitación (5V), por lo tanto es este valor el que se usa para  $V_{\text{in}}$ , sustituyendo 2.43 en la ecuación 2.41, se tiene:

$$R_{\text{sensor}} = \frac{100 \cdot 10^3 (5)}{V_{\text{dc}}} - 100 \cdot 10^3 \quad (2.44)$$

El voltaje  $V_{\text{dc}}$  es el voltaje que será introducido al convertidor A/D, expresando a  $V_{\text{dc}}$  en función del número arrojado por el convertidor A/D, se tiene:

$$V_{\text{dc}} = \frac{5 * \text{num. conv}}{2048} \quad (2.45)$$

donde *num. conv* es el número arrojado por el convertidor A/D.

Sustituyendo la ecuación 2.45 en la ecuación 2.44, se tiene:

$$R_{\text{sensor}} = \frac{204.8 \cdot 10^6}{\text{num.conv}} - 100 \cdot 10^3 \quad (2.46)$$

Sustituyendo la ecuación 2.46 en la ecuación 2.40, se tiene:

$$\%HR = \frac{1150}{\ln\left(\frac{204.8 \cdot 10^6}{\text{num.conv}} - 100 \cdot 10^3\right)} - 66.7 \quad (2.47)$$

La ecuación 2.47 define al porcentaje de humedad relativa en función del número arrojado por el convertidor A/D, y debe ser programada en el software desarrollado.

El mínimo cambio en el porcentaje de HR que se puede tomar es de 0.02%, y es aproximadamente lineal en el intervalo de HR de 11 a 70 %

Una vez obtenido el valor de humedad relativa, éste puede corregirse por variaciones de temperatura a partir del software del sistema.

#### Corrección por temperatura

La respuesta eléctrica del sensor PCRC-11 es dependiente de la temperatura. Este factor debe tomarse en cuenta si las mediciones de humedad relativa se hacen a temperaturas diferentes de 25°C, valor de temperatura a la cual fue generada la curva de respuesta estándar del sensor. El coeficiente de temperatura del sensor es -0.36%/°C y es lineal sobre un rango amplio de temperaturas (de -5 a 85 °C).

Para corregir las mediciones de humedad relativa se hace lo siguiente:

1. Se toma una lectura de humedad relativa.
2. Se toma una lectura de la temperatura ambiente (ver sección 2.3)
3. Se multiplica el coeficiente de temperatura, -0.36%/°C, por la diferencia entre la temperatura actual y 25°C:  $\Delta HR = (T_{\text{actual}} - 25 \text{ °C}) \cdot (-0.36\%/^{\circ}\text{C})$ . Esto proporciona la corrección de humedad relativa que debe ser aplicada.
4. El valor de  $\Delta HR$  obtenido en el punto anterior se suma algebraicamente a la lectura de humedad obtenida en el punto 1. De esta forma se obtiene el valor de humedad relativa corregido y es programado en el software desarrollado.

## 2.3. TEMPERATURA

### *Descripción de la variable*

La temperatura es una propiedad termodinámica cuyo valor es suficiente para determinar si dos o más sistemas estarán en equilibrio térmico cuando se pongan en contacto a través de una frontera común rígida. Si hay interacción se dice que los sistemas están a temperaturas diferentes. Dos o más sistemas están en equilibrio térmico si estando aislados del ambiente local no sufren ningún cambio de estado aun cuando estén en contacto entre sí a través de una frontera rígida. Esta propiedad nos da una idea del nivel de energía que presenta un cuerpo con respecto a una referencia.

Las dos escalas de temperatura en uso son la Fahrenheit y la Celsius. Estas escalas se basan en una especificación del número de incrementos entre el punto de congelación y el punto de ebullición del agua a la presión atmosférica normal. La escala celsius tiene 100 unidades entre estos puntos, en tanto que la escala Fahrenheit tiene 180 unidades. Además, a la temperatura del punto de fusión del agua pura (a la presión atmosférica), la escala centígrada le asigna el valor 0, en tanto que la Fahrenheit le asigna el valor 32.

### *Métodos de medición de la temperatura*

El valor de la temperatura se puede obtener fácilmente por medio de una medición indirecta con instrumentos calibrados. La temperatura de un sistema se determina poniendo un segundo cuerpo, un termómetro, en contacto con él y dejando que se alcance el equilibrio térmico. El valor de la temperatura se encuentra al medir alguna propiedad del termómetro que dependa de la temperatura. Tal propiedad se denomina propiedad termométrica. Algunas propiedades que se emplean en los dispositivos sensibles a la temperatura son las siguientes:

- Volumen de gases, de líquidos y de sólidos.
- Presión de los gases a volumen constante.
- Resistencia eléctrica de los sólidos.
- Fuerza electromotriz de dos sólidos diferentes.
- Intensidad de la radiación (para altas temperaturas).
- Efectos magnéticos (para temperaturas extremadamente bajas).

Los métodos de medición de temperatura se clasifican según el principio de funcionamiento en:

#### a) Medidores mecánicos

Estos dispositivos experimentan un cambio de dimensión mecánica ocasionado por un cambio de temperatura.

#### Termómetro de líquido en vidrio

Es uno de los dispositivos más comunes de medición de temperatura. Un bulbo relativamente grande en la parte más baja del termómetro contiene la mayor cantidad de líquido, el cual se expande cuando se calienta, y sube por el tubo capilar en el cual está grabada una escala apropiada con marcas. En la parte superior del tubo capilar se coloca otro bulbo, a fin de proporcionar seguridad en caso de que el margen de la temperatura del termómetro se exceda. Los líquidos más usados son el alcohol y el mercurio. El alcohol tiene la ventaja de poseer un coeficiente de expansión más alto que el mercurio, pero está limitado a mediciones de baja temperatura, debido a que tiende a hervir a temperaturas altas. El mercurio no puede usarse abajo de su punto de congelación de  $-37,8\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Este tipo de termómetro opera de la siguiente manera, el bulbo del termómetro del líquido en vidrio se expone al ambiente cuya temperatura se va a medir. La elevación de la temperatura causa que el líquido se expanda en el bulbo y suba por el capilar, indicando la temperatura en el vidrio marcado.

### Termómetros de expansión de fluido

Un bulbo que contiene líquido, gas o vapor, se sumerge en el medio ambiente. El bulbo se conecta por medio de un tubo capilar a algún tipo de dispositivo de medición de la presión, (tal como el manómetro de Bourdon). El aumento de la temperatura causa que el líquido o gas se expanda, aumentando por lo tanto la presión en el manómetro; de esta forma, la presión se toma como una indicación de la temperatura.

### Cinta bimetálica

Para formar el dispositivo se conectan juntas dos piezas de metal con diferentes coeficientes de expansión térmica, cuando la cinta se somete a una temperatura más alta que la temperatura a la cual se hizo, la liga se doblará en una dirección; cuando se somete a una temperatura inferior, se dobla hacia el otro lado, provocando con esto un radio de curvatura, el cual se traduce a un valor de temperatura.

### b) Medición de la temperatura por efectos eléctricos

Los métodos eléctricos para medición de temperatura son muy convenientes debido a que proporcionan una señal eléctrica que puede detectarse con facilidad y amplificarse para poder ser usados en la adquisición de datos. Son por lo general bastante exactos si se calibran con propiedad y se compensan adecuadamente.

### Termómetro de resistencia eléctrica

El termómetro de resistencia eléctrica es un método bastante exacto de medición de temperatura. Consiste en algún tipo de elemento resistor expuesto a la temperatura que se va a medir. La temperatura se indica mediante la medición en el cambio de resistencia del elemento.

Pueden usarse varios tipos de material como elementos resistores y sus características se dan en la siguiente tabla.

Substancia	$\alpha(^{\circ}C^{-1})$	$\rho(\mu\Omega \cdot cm)$
Níquel	0.0067	6.85
Hierro	0.002 a 0.006	10
Tungsteno	0.0048	5.65
Aluminio	0.0045	2.65
Cobre	0.0043	1.67
Plomo	0.0042	20.6
Plata	0.0041	1.59
Oro	0.004	2.35
Platino	0.00392	10.5
Mercurio	0.00099	96.4
Manganín	$\pm 0.00002$	44
Carbón	-0.007	1400
Electrolitos	-0.02 a -0.09	Variable
Semiconductores (termistores)	-0.0668 a +0.14	0 <sup>9</sup>

Tabla 2.3. Coeficientes de resistencia-temperatura( $\alpha$ ) y resistividad( $\rho$ ) a 20°C

Se emplean varios métodos a fin de construir los termómetros de resistencia, dependiendo de la aplicación. En todos los casos, se debe tener cuidado que el alambre de resistencia esté libre de cuerpos mecánicos y montado de manera que la humedad no pueda entrar en contacto con él e influir en la medición.

Las mediciones del cambio de resistencia pueden realizarse con algún tipo de circuito puente.

### Termistores

El termistor es un dispositivo semiconductor que tiene un coeficiente negativo de temperatura para la resistencia, en contraste con el coeficiente positivo de la mayor parte de los metales. La resistencia sigue una variación exponencial con la temperatura.

El termistor es un dispositivo muy sensible y puede anticiparse un comportamiento consistente dentro de 0.1% de error con calibración apropiada. Una característica del termistor es que puede usarse a fin de compensar la temperatura de los circuitos eléctricos. Esto es posible debido al coeficiente negativo de temperatura de modo que puede usarse para contrarrestar el aumento de resistencia de un circuito, conforme aumenta la temperatura.

### Termopar

Cuando se unen dos materiales distintos se presenta una FEM (fuerza electromotriz) entre sus puntos extremos, la cual es función de la temperatura en la junta. Este fenómeno se llama efecto Seebeck. Si los dos materiales se conectan a un circuito externo de forma que se requiera una corriente, la fem puede alterarse ligeramente debido a un fenómeno llamado efecto Peltier. Además, si existe un gradiente de temperatura a lo largo de cualquiera de los materiales, o de ambos, la fem de la unión puede sufrir una alteración adicional ligera, esto se llama efecto Thomson. Hay entonces, tres fems en un circuito termoelectrónico. La fem Seebeck es de primera importancia, ya que esta depende de la temperatura de la junta. Si la fem generada en la junta de dos metales distintos se mide con cuidado como función de la temperatura, entonces la junta puede utilizarse a fin de medir la temperatura.

Todos los circuitos termopares involucran dos juntas cuando menos, una de ellas es creada cuando los dos materiales distintos se conectan a un dispositivo de medición y hay otra fem térmica que se genera en la junta de los materiales y los alambres conectados al instrumento de medición de voltaje. Si la temperatura de una junta se conoce, entonces la temperatura de la otra junta puede calcularse con facilidad usando las propiedades termoelectrónicas de los materiales. La temperatura conocida se llama temperatura de referencia. La señal de salida de los termopares es un voltaje del orden de los millivolts.

---

### **Termómetro de cristal de cuarzo**

Un método muy exacto de medición de temperatura se basa en la sensibilidad al cambio de temperatura en la frecuencia resonante de un cristal de cuarzo. Cuando se usa el ángulo apropiado de corte con el cristal, hay una correspondencia muy directa entre la frecuencia resonante y la temperatura. Los modelos comerciales del dispositivo utilizan contadores electrónicos a fin de medir la frecuencia. Ya que el proceso de medición descansa en una medición de frecuencia, el dispositivo es insensible a la captación de ruido en los cables de conexión.

### **Termografía con cristal líquido**

Los cristales colestéricos líquidos formados por ésteres de colesterol, tienen una respuesta interesante a la temperatura. En una gama reproducible de temperaturas, al cristal líquido exhibe los colores del espectro visible. El fenómeno es reversible y repetible. La escala de temperatura del fenómeno, o temperatura a la cual cambia el color mostrado, puede variar de 1 a 50 °C; por lo tanto, los cristales líquidos permiten obtener indicaciones de temperaturas precisas mediante la observación de los cambios de color.

### **c) Medición de la temperatura por radiación**

Es posible establecer la temperatura de un cuerpo por medio de la medición de la radiación térmica que emite. Por lo general se emplean dos métodos: 1) Pirometría óptica y 2) determinación de la emitancia.

La radiación térmica es la radiación electromagnética emitida por un cuerpo como resultado de su temperatura. Esta radiación se distingue de otros tipos de radiación electromagnética, como las ondas de radio y los rayos X, los cuales no se propagan como consecuencia de la temperatura. La radiación térmica está comprendida en la región de longitud de onda de 0.1 a 100  $\mu\text{m}$ .



### Medición de temperatura mediante la pirometría óptica

Este método se refiere a la identificación de la temperatura de una superficie mediante el color de la radiación emitida; conforme se calienta una superficie, se vuelve de color rojo oscuro, luego naranja y por último blanca. Las temperaturas más altas resultan de una concentración de la radiación en la porción de longitud más corta del espectro. El problema de la medición de la temperatura consiste en establecer la variación de la temperatura mediante el color del objeto.

#### d) Sensores de temperatura con circuitos integrados

Existen en el mercado sensores de temperatura de precisión en circuitos integrados como la serie LM35, estos sensores entregan un voltaje de salida linealmente proporcional a la temperatura centígrada.

Características de estos dispositivos:

- Entrega un voltaje de salida directamente proporcional a la temperatura.
- Son calibrados en grados Celsius.
- Factor de escala lineal de  $+ 10 \text{ mV / } ^\circ \text{C}$ .
- Rango completo de  $-55 ^\circ \text{C}$  a  $150 ^\circ \text{C}$ .
- Adecuado para aplicaciones remotas.
- Opera con voltajes de 4 a 30 V.
- Consumo de corriente menor a los  $80 \mu\text{A}$ .
- Bajo autocalentamiento.
- Baja impedancia de salida.

Los diferentes dispositivos utilizados en la medición de temperatura se comparan en la tabla 2.4.

Capítulo 2

Dispositivo	Escala de temperatura aplicables		Exactitud aproximada		Respuesta Transitorios	Costo	Notas
	Fahrenheit	Celsius	F	C			
Termómetro de líquido en vidrio a. Alcohol b. Mercurio Mercurio lleno con gas	de -60 a 150 de -35 a 600 de -35 a 1000	de -70 a 65 de -40 a 300 de -40 a 550	± 1 ± 0.5 ± 0.5	± 0.5 ± 0.25 ± 0.25	Mala Mala Mala	Bajo Variable Variable	Usados como termómetros baratos para temperaturas bajas. Exactitud de ± 0.05 °C que puede obtenerse como termómetros calibrados especialmente.
Termómetro de expansión de fluido a. Líquido o gas b. Presión de vapor	de -150 a 1000 de 20 a 400	de -100 a 550 de -6 a 200	± 2 ± 2	± 1 ± 1	Mala Mala	Bajo Bajo	Ampliamente usados en las mediciones industriales de temperatura.
Chita bimetalica	de -100 a 1000	de -70 a 550	± 0.5	± 0.25	Mala	Bajo	Ampliamente usados como dispositivos simples de medición de temperatura.
Termómetro de resistencia eléctrica	de -300 a 1800	de -180 a 1000	± 0.005	± 0.0025	De regular a bueno, dependiendo del tamaño del elemento	El equipo de lectura puede ser más bien caro para trabajo de alta precisión.	El más exacto de todos los métodos.
Termistor	de -100 a 500	de -70 a 250	± 0.02	± 0.01	Muy bueno	Bajo, pero el equipo de lectura puede ser caro para trabajo de alta precisión.	Un para los circuitos compensados de temperatura, los circuitos termistores pueden obtenerse en tamaños muy pequeños.
Termopar cobre-constantán	de -300 a 650	de -180 a 350	± 0.1	± 0.25	Buena, depende del tamaño del alambre	Bajo	
Termopar Hierro-constantán	de -300 a 1200	de -180 a 650	± 0.5	± 0.25	Buena, depende del tamaño del alambre	Bajo	
Termopar cromel-alumel	de -300 a 2200	de -180 a 1200	± 0.5	± 0.25	Buena, depende del tamaño del alambre	Bajo	Resistente a la oxidación a temperaturas altas.
Termopar platino-platino con 10% de sodio	de 0 a 3000	de -15 a 1650	± 0.5	± 0.25	Buena, depende del tamaño del alambre	Alto	Salida baja, el más resistente a la oxidación a temperaturas altas. Exactitud de ± 0.01 °C puede obtenerse si se mantienen cuidadosamente controladas las condiciones.
Prómetro óptico	más de 1200	más de 650	± 20	± 10	Mala	Medio	Ampliamente usado en medición de temperatura en hornos industriales.
Prómetro de radiación	más de 0	más de -15	± 0.5 °C a bajas temperaturas, 2.5 a 10 °C a temperaturas altas; depende de las condiciones de cuerpo negro y del tipo de promómetro				Aplicaciones en aumento como resultado de los nuevos dispositivos de alta precisión que están en continuo desarrollo.
CI LM35D	de -60 a 302	de -55 a 150		± 0.25		Bajo	Senador de temperatura que entrega un voltaje de salida linealmente proporcional a la temperatura en grados centígrados, conveniente para aplicaciones remotas.

Tabla 2.4. Comparación de los sensores de temperatura.

---

---

**Selección del método de medición**

Para efectuar la selección del método a utilizar en la medición de la temperatura, se deben considerar como referencia el rango que se desea medir, la precisión y el medio en el que se va a trabajar. Para nuestro caso se desea medir en un intervalo de 0 a 50 grados centígrados, con una resolución de  $1^{\circ}\text{C}$ . De acuerdo con la tabla comparativa presentada anteriormente se decide como método a utilizar el que utiliza el circuito integrado (CI), debido a su sensibilidad, linealidad y bajo costo. Se trata del circuito integrado LM35, el cual es un sensor de temperatura de precisión, cuyo voltaje de salida es linealmente proporcional a la temperatura en grados centígrados. El CI LM35 no requiere de calibración externa, proporciona una exactitud de  $0.5^{\circ}\text{C}$  (a  $+25^{\circ}\text{C}$ ). Las especificaciones proporcionadas por el fabricante se muestran en el apéndice A.

**Acondicionador de la variable**

Como ya se mencionó el transductor seleccionado es el CI LM35, este sensor requiere para su acondicionamiento de los siguientes elementos: voltaje de alimentación, filtrado y amplificación, en la figura 2.17 se muestra un diagrama a bloques del acondicionamiento.

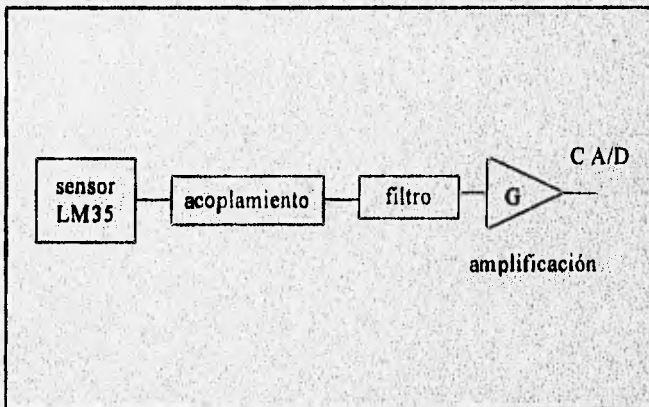


Figura 2.17. Diagrama a bloques del acondicionamiento del sensor de temperatura.

**Voltaje de alimentación.** El sensor acepta voltajes de alimentación desde 4 hasta 30 V de DC, el voltaje para alimentar al sensor dentro del sistema se establece en +8 V, este valor de voltaje se escoge para que toda la parte analógica del sistema se alimente con esta fuente, esto debido a que existen otros circuitos que se alimentan con el mismo nivel de voltaje.

**Acoplamiento.** Como etapa de acondicionamiento previo al filtrado se tiene un amplificador operacional en configuración de seguidor de voltaje, esto es con el objetivo de tener un acoplamiento de impedancias entre el sensor y el filtro.

**Filtrado.** Esta etapa del acondicionamiento se propone para eliminar ruido que pueda ser inducido al sistema. Consiste de un filtro pasivo paso bajas de primer orden con frecuencia de corte de 1.5 Hz, esto debido a que la señal de interés no tiene componentes armónicos y éstos deben ser eliminados. La estructura del filtro se aprecia en la figura 2.18, su frecuencia de corte está dada por la ecuación:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.48)$$

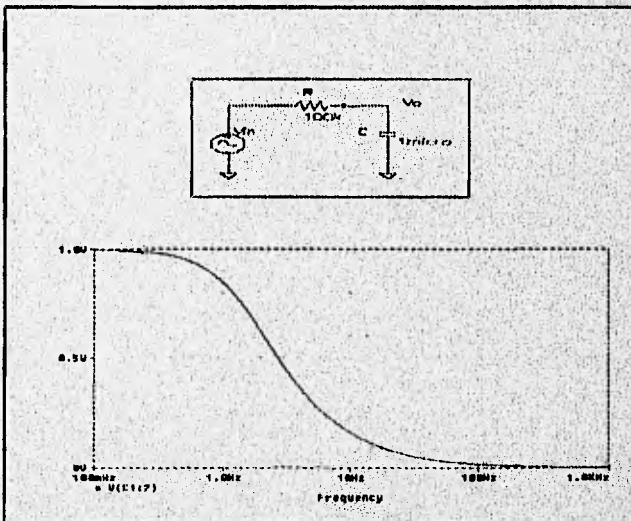


Figura 2.18. Diagrama del filtro y su respuesta en frecuencia.



---

---

**Relación del acondicionamiento con la conversión A/D**

La señal obtenida de la etapa de acondicionamiento será introducida a un convertidor A/D para obtener muestras que puedan ser almacenadas en la memoria de la computadora. Debido a que únicamente se obtendrán muestras de la señal, sus valores deben ser procesados para proporcionar valores equivalentes a la variable física que se está midiendo. A continuación se combinan las ecuaciones de la etapa de acondicionamiento a fin de obtener una expresión que proporcione el valor de la variable física en función del valor arrojado por el convertidor A/D.

La ecuación que define el comportamiento de la temperatura en función del voltaje en el sensor está dada por:

$$T[{}^{\circ}\text{C}] = \frac{1^{\circ}\text{C}}{10\text{mV}} V_{\text{sensor}} \quad (2.51)$$

despejando  $V_{\text{entrada}}$  de la ecuación 2.49 y sustituyéndola en 2.51 se obtiene la ecuación que relaciona a la temperatura en grados centígrados con el voltaje en la salida del amplificador:

$$T = \frac{1^{\circ}\text{C} \cdot V}{10\text{mV} \cdot G} \quad (2.52)$$

en donde:

T es la temperatura en grados centígrados.

V es el voltaje en la salida del amplificador.

G es la ganancia del amplificador ( $G=10$ ).

El voltaje V es el voltaje que será introducido al convertidor A/D, expresando a V en función del número arrojado por el convertidor A/D, se tiene:

$$V = \frac{5 \cdot \text{num. conv}}{2048} \quad (2.53)$$

donde *num. conv* es el número arrojado por el convertidor A/D

Sustituyendo la ecuación 2.53 en la ecuación 2.52, se tiene:

$$T(^{\circ}C) = \frac{5 \cdot \text{mm.conv}}{2048} \quad (2.54)$$

La ecuación 2.54 define a la temperatura en función del número arrojado por el convertidor A/D, esta ecuación debe ser programada en el software desarrollado.

De acuerdo con la ecuación 2.54, el mínimo cambio en la temperatura que puede ser leído con el sistema es de 0.0244 °C.

#### Fuentes potenciales de error

Voltajes inducidos térmicamente son causados por el efecto termopar en la unión de metales no similares con el circuito de medición.

Pueden ocurrir voltajes inducidos magnéticamente cuando los alambres se localicen en un campo magnético variante en el tiempo.

Una forma de minimizar el ruido se logra mediante el uso de cables blindados debidamente aterrizados.

Las señales que manejará el módulo de adquisición de datos son señales de DC. Por lo que el sistema debe ser diseñado para compensar contra señales no deseables de ruido que se encuentren presentes en la entrada a ser muestreada.

El promedio de la señal es frecuentemente una solución a este problema. Al usar esta aproximación, se hace un gran número de mediciones de las señales combinadas de ruido y su suma es dividida entre el número de mediciones. La velocidad de muestreo debe ser relativamente baja para minimizar el efecto de señales de ruido aleatorio.

## *Capítulo III*

# *Descripción de la Tarjeta de Adquisición de Datos PCL 812 PG*

### **3.1. CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS**

Mediante el módulo de adquisición de datos se desean cubrir varias necesidades, por lo que es necesario que el sistema a diseñar cuente con las siguientes características:

El módulo de adquisición de datos debe tener como funciones principales la conversión analógica/digital y la generación de salidas digitales, además, debe cumplir con la condición de comunicación con una microcomputadora para el almacenamiento, análisis y presentación de los datos adquiridos, asimismo se debe tener acceso a un reloj de tiempo real para tener un registro de la fecha y hora de la toma de lecturas.

Algunos sistemas de adquisición de datos que tienen comunicación con una microcomputadora son basados en microcontroladores, los cuales, para su funcionamiento, involucran el uso de memorias RAM, ROM y lógica de control indispensables para que el



sistema realice la función deseada; en este tipo de módulos de adquisición, los datos son transferidos a la microcomputadora a través de un puerto de comunicaciones.

La forma estándar de establecer comunicación con una microcomputadora es mediante comunicación paralela o serial, a través del tradicional IEEE-488 o un puerto serial. El IEEE-488 es un bus de comunicaciones paralelo, soporta transmisión de datos a alta velocidad entre una computadora equipada con una tarjeta controladora del IEEE-488 e instrumentos basados en el IEEE-488; las distancias de transmisión de datos son limitadas.

Existen tres formas principales de comunicación serial, éstas son a través de las interfaces: RS-232, RS-422 y el RS-485. La interfaz RS-232 es la más antigua y popular, soporta transmisión de datos entre una computadora y un instrumento a distancias del orden de 15 metros. Las interfaces RS-422 y RS-485 son versiones aumentadas de RS-232 y soportan comunicación con múltiples instrumentos a varias decenas de metros.

Otra forma de obtener comunicación con una microcomputadora es mediante tarjetas insertables directamente en una ranura de expansión de la misma. Esta forma de realizar adquisición de datos es muy conveniente para la aplicación que se requiere, debido a que se puede hacer uso directo de la memoria y del reloj internos de la microcomputadora, sin tener que incorporar elementos externos.

Existen en el mercado tarjetas de adquisición de datos que pueden hacer máximo uso del poder de procesamiento de las computadoras con técnicas de control, basadas en la programación de registros-base y segmentos de memoria.

El sistema de adquisición de datos que se propone, es uno comercial de propósito general, se trata de la tarjeta de adquisición de datos PCL-812PG de Advantech Co. El hardware de esta tarjeta incluye componentes de conversión analógica/digital, digital/analógica, entradas y salidas digitales, contadores y temporizadores; es directamente insertable en una ranura de expansión de cualquier computadora personal IBM PC/XT/AT, por medio de la cual obtiene comunicación directa con la microcomputadora.

En la figura 3.1 se muestra un diagrama de bloques del módulo de adquisición de datos, el cual quedará integrado por la tarjeta de adquisición y la microcomputadora. La tarjeta de adquisición de datos será la encargada de muestrear las señales analógicas provenientes de los acondicionadores para su conversión a forma digital por medio del convertidor A/D, también se encargará de generar las salidas digitales para el control de la etapa de multiplexaje de las señales de deformación. La microcomputadora será la encargada de interactuar con el usuario del sistema y almacenar la información en forma permanente, al mismo tiempo que llevará a cabo el manejo de la misma.

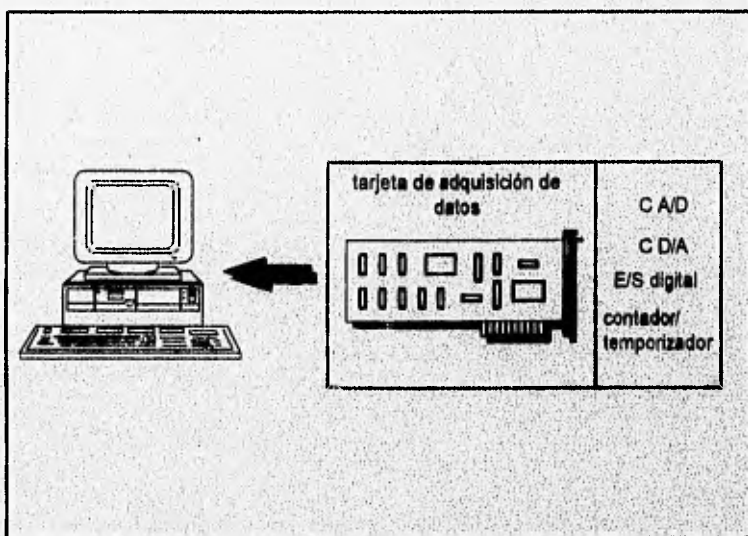


Figura 3.1 Diagrama de bloques del módulo de adquisición de datos.

### 3.2. CARACTERISTICAS GENERALES DE LA TARJETA DE ADQUISICION PCL812PG

A continuación se hace una descripción general de todas las funciones que proporciona la tarjeta de adquisición de datos PCL 812PG.

La tarjeta de adquisición de datos tiene las siguientes características:

- 16 canales de entrada analógica *single ended* de 12 bits multiplexados.
- 2 canales de salida analógica de 12 bits.
- Rangos de ganancia programables.
- Velocidad de muestreo programable hasta 30 kHz.
- Transferencia de datos de la conversión A/D por DMA, interrupción o *software*.
- 16 canales de salida digital.
- 16 canales de entrada digital.
- Contador/temporizador programable.
- Programación a través de manejadores en lenguaje C/C++

En la figura 3.2 se muestra un diagrama a bloques de la tarjeta de adquisición de datos, en éste diagrama se pueden apreciar los componentes que integran a la tarjeta, su funcionamiento e interacción con la computadora se describirán posteriormente.

A continuación se describen las características de la tarjeta de adquisición de datos PCL 812PG.

**Entradas Analógicas.** Las entradas analógicas son la interface entre la señal analógica acondicionada y el bus de datos que guía la información digital a la computadora. El objetivo de esta operación es que las señales analógicas sean proporcionales a las palabras digitales que representan a estas señales. Las entradas analógicas de la tarjeta de adquisición de datos tienen las siguientes características:

**Número de canales.** Tiene 16 canales de entrada analógica *single ended* (son todas referidas a un punto de tierra común) multiplexados y amplificados a través de un amplificador de ganancia programable a un solo convertidor A/D; el amplificador utilizado en la tarjeta es el AD526JN de Analog Devices.

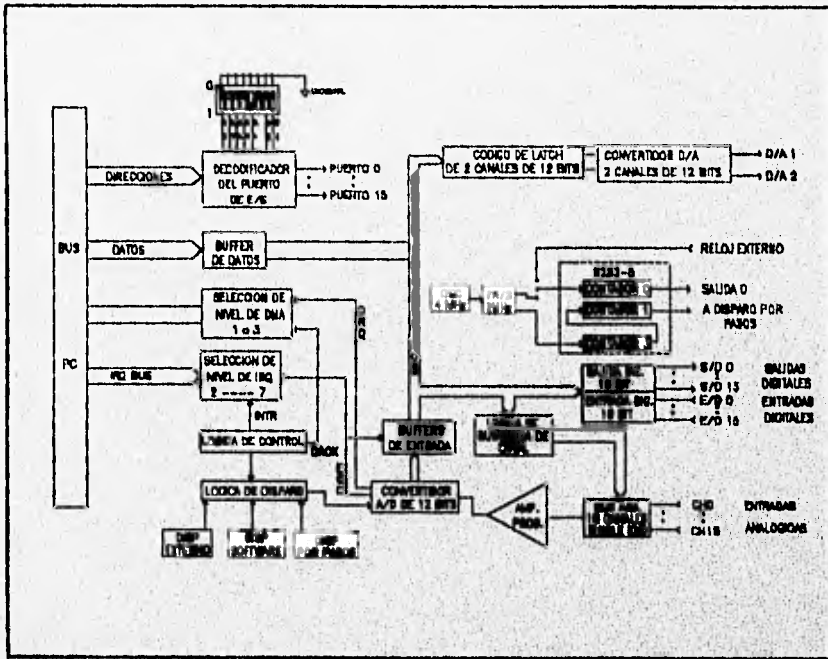


Figura 3.2. Diagrama de bloques de la tarjeta PCL 812PG.

**Rango de entrada.** Tiene un rango bipolar de  $\pm 5$  V,  $\pm 2.5$  V,  $\pm 1.25$  V,  $\pm 0.625$  V,  $\pm 0.3125$  V. Programables por software.

**Conversión A/D:** La conversión analógica a digital es una función que produce una salida digital, directamente proporcional a una señal de entrada analógica, de esta forma, la información puede ser leída digitalmente por una computadora. Las señales analógicas pueden tener la forma de voltajes o de corrientes, mientras que las señales digitales son generalmente binarias.

La tarjeta de adquisición de datos cuenta con el convertidor analógico/digital HADC5742, el cual es un convertidor de aproximaciones sucesivas, que presenta un rechazo en modo común de 60 dB y una impedancia de entrada mayor de 10 Mohms.

**Convertidor analógico a digital de aproximaciones sucesivas.** Este tipo de convertidores utilizan una etapa de conversión digital-analógica (D/A), un comparador y un registro. Su forma de operación es la siguiente: inicialmente el registro tiene almacenado un número correspondiente a la mitad del valor de la escala completa. Si la salida analógica del convertidor D/A es menor que la señal de entrada, el dígito más significativo permanece en nivel uno, en caso contrario cambia a cero. La lógica de control fija el siguiente bit en uno, lo que crea un nuevo voltaje en el convertidor D/A; si este valor es mayor que la entrada, el comparador pone un nivel bajo, indicando así a la lógica de control que ponga un cero en este bit, en caso contrario el bit se mantiene en uno. Se procede de igual forma bit por bit hasta alcanzar el bit menos significativo. En ese momento el registro contiene a la palabra binaria que corresponde a la entrada analógica a medir. Se necesita un pulso de reloj para que el registro de aproximación sucesiva compare cada bit. En la figura 3.3 se muestra un diagrama a bloques de la estructura de un convertidor de aproximaciones sucesivas.

El tiempo que tarda una conversión analógica a digital depende tanto del periodo de reloj como del número de bits. La relación es:

$$T_c = T(n+1)$$

donde  $T_c$  = tiempo de conversión

$T$  = periodo del reloj

$n$  = número de bits

La máxima velocidad de conversión que puede realizar el HADC574Z es de 30 kHz.

Algunas características de los convertidores de aproximaciones sucesivas son:

- Alta resolución
- Velocidad media
- Facilidad para multiplexar la entrada
- Útil para muestrear señales de DC

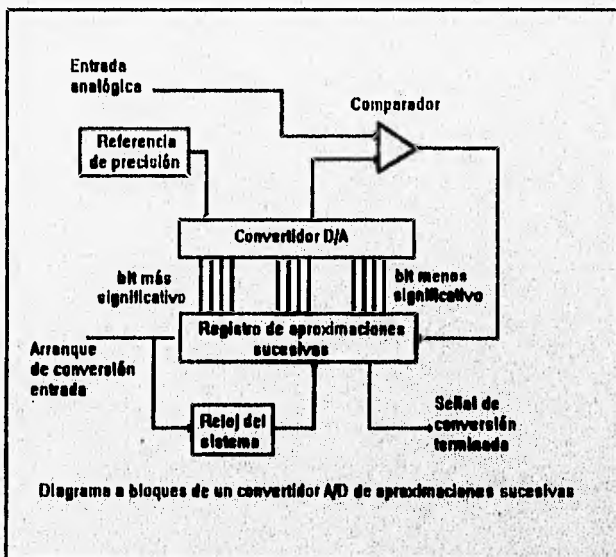


Figura 3.3 Convertidor de aproximaciones sucesivas.

### Características del convertidor A/D

**Resolución.** Se refiere fundamentalmente al número de bits de la salida digital. El número de bits de un convertidor analógico a digital determina el rango de valores para la salida binaria de la conversión A/D. A mayor resolución, mayor es el número de divisiones en las que el rango de entrada es dividido, y por lo tanto, más pequeña es la variación de tensión detectable.

La resolución del convertidor A/D es de 12 bits, por lo que el convertidor divide el rango en  $2^{12}$  o 4096 divisiones. Un código binario entre 000000000000 y 111111111111 representan cada división. Como el rango máximo de entrada al convertidor A/D es de +/- 5 volts, el mínimo cambio de voltaje detectable es de 2.4414 mV.

El rango de entrada del convertidor A/D y la ganancia aplicada a la señal entrante determinan la resolución de la entrada analógica. La tarjeta de adquisición de datos contiene un

---

amplificador que amplifica la señal analógica por un factor, previo a la conversión. Con la ganancia se amplifican señales de bajo nivel, por lo que se pueden hacer mediciones más precisas.

Juntos, el rango de entrada del convertidor A/D, la ganancia, y el número de bits, determinan el mínimo cambio de voltaje detectable en la entrada de la tarjeta de adquisición de datos, el cual está definido por:

$$\text{mínimo cambio de voltaje detectable} = \text{rango de entrada del convertidor A/D} / (\text{ganancia} \cdot 2^n)$$

$n$  = número de bits del convertidor A/D (12 bits)

rango de entrada del convertidor A/D = 10 V

la ganancia es programable por software y puede tomar uno de los siguientes valores: 1, 2, 4, 8 ó 16.

El valor de la ganancia se debe escoger tal que el máximo voltaje en la salida del amplificador no sobrepase el rango de voltaje de entrada del convertidor A/D (+/- 5V).

**Linealidad.** Es una medida de la máxima desviación de la salida respecto a una línea recta, la cual se extiende sobre el rango completo de la forma de onda, la linealidad que se especifica para el convertidor de la tarjeta es de +/- 1 bit.

**Exactitud.** La exactitud incluye errores de las partes digital y analógica del sistema. El error digital es debido a la cuantización. La principal fuente de error analógico es el comparador y la referencia de voltaje. La exactitud del convertidor A/D es de 0.015% en una lectura de +/- 1 bit.

**Modos de disparo del convertidor A/D.** Existen tres formas de disparar la conversión A/D: disparo por software, por pasos programables en la tarjeta o por púlsos de disparo externo.

El disparo por software es controlado por la emisión de un comando de software del programa de aplicación. Este modo de disparo no es usado normalmente en aplicaciones de conversión A/D de alta velocidad, debido a las limitaciones de tiempo de ejecución del programa de aplicación.

Para los pasos programados en la tarjeta, la PCL-812PG usa el contador/temporizador de intervalo programable INTEL 8253. El 8253 es un dispositivo que consiste de tres contadores independientes de 16 bits. Cada contador tiene una entrada de reloj, una puerta de control y una salida. Los contadores 1 y 2 están en cascada y operan en configuración de divisor fijo. La entrada del contador 2 es conectada a un reloj de 2 MHz y su salida es conectada a la entrada del contador 1. La salida del contador 1 es internamente configurada para proporcionar pulsos de disparo al convertidor A/D con periodos precisos en el modo de disparo por pasos. El oscilador de cristal proporciona una base de tiempo de 2 MHz. Este oscilador fija los pasos generando pulsos de disparo en el rango de frecuencias de 500 kHz a 0.00046 Hz (1 pulso cada 36 minutos). El modo de disparo por pasos es ideal para transferencia de datos por interrupción o DMA.

En el disparo por pulsos externos, los pulsos son controlados a través de disparos externos. Este modo de disparo es principalmente usado en aplicaciones que requieren conversiones A/D no periódicas pero condicionales.

#### Transferencia de los datos obtenidos de la conversión A/D

Los datos resultantes de la conversión A/D pueden ser transferidos a la memoria de la computadora en tres formas: por control de programa, por rutina de servicio de interrupciones, o por acceso directo a memoria (DMA).

La transferencia de datos por control de programa usa el concepto de sondeo (*polling*). Después que el convertidor A/D ha sido disparado, el programa de aplicación inspecciona el bit *ready* (RDY) del registro del byte alto del dato A/D. Si el bit RDY es 0, el dato convertido es movido del registro de dato A/D a la memoria de la computadora por control del programa de aplicación.

En la transferencia por rutina de interrupción, el dato es transferido del registro de dato A/D a un segmento de memoria previamente definido por el controlador de la rutina de



---

---

Interrupción 8259. Al final de cada conversión, la señal de dato listo genera una interrupción, la cual habilita al manejador de rutinas de interrupción para realizar la transferencia.

En la transferencia por acceso directo a memoria (DMA) se mueve el dato del dispositivo de hardware de la PCL-812PG a la memoria del sistema de la PC, sin operación del CPU del sistema, por medio del controlador de DMA 8237. La transferencia por DMA se utiliza cuando se muestrea un solo canal de entrada analógica.

**Salidas Analógicas.** Esta función permite al computador el control de eventos del mundo real. Las salidas analógicas pueden controlar directamente equipo en un proceso que es medido por una entrada analógica. Es posible realizar un control de malla cerrada o PID con esta función.

La tarjeta de adquisición de datos proporciona dos canales de salida analógica.

Los convertidores digital-analógico de la tarjeta de adquisición transforman una señal digital de ponderación posicional en una señal analógica equivalente. El número digital de entrada se convierte en el correspondiente número de unidades de voltaje. El convertidor D/A utilizado en la tarjeta es el AD7541KN de Analog Devices. Las características de las salidas analógicas son las siguientes:

- 2 canales de salida analógica.
- Resolución de 12 bits.
- Rango de salida de 0 a +5 V o 0 a +10 V con referencia fija de -5V o -10V. +/- 10V con referencie externa DC o AC.
- Voltaje de referencia: Interno: -5V, -10V.  
Externo: DC o AC, +/- 10V máx.
- Tipo de conversión: Multiplicador monolítico de 12 bits.
- Linealidad: +/- ½ bit.
- Conducción de salida: +/- 5 mA máx.
- Tiempo de establecimiento: 30 microsegundos.

---

---

**Entradas Digitales.** Son aquellas en las que el nivel de tensión es o bien alto, 1, o bien bajo, 0. Las señales digitales que acepta la tarjeta de adquisición son señales TTL. Aplicaciones comunes para entradas digitales pueden incluir el recibir datos binarios de instrumentos, e inspeccionar las entradas de "on" y "off" de los mismos. Las características de las entradas digitales son las siguientes:

- Canal: 16 bits.
- Voltaje de entrada: Nivel bajo - 0.8V máx. Nivel alto - 2.0V mín.
- Carga de entrada: Nivel bajo: 0.4mA máx a 0.5V.  
Nivel alto: 0.05mA máx a 2.7V.

Las entradas digitales son normalmente fijadas altas (valor = 1) si no hay entrada y cambia de estado de acuerdo con las señales de entrada.

**Salidas Digitales.** Son aquellas representadas por un estado alto, o un estado bajo. Las salidas digitales que proporciona la tarjeta de adquisición son señales compatibles con niveles TTL. Aplicaciones comunes de salidas digitales incluyen el transferir datos binarios a otros dispositivos. Las características de las salidas digitales se listan a continuación.

- Canal: 16 bits.
- Voltaje de salida: Nivel bajo - 8mA a 0.5V máx.  
Nivel alto - 0.4mA a 2.4V mín.

Las salidas digitales son normalmente fijadas bajas (valor = 0) en estado inicial y permanece en el mismo estado hasta que la siguiente operación de salida ocurra.

**Contador/temporizador programable.** Las señales de contadores y temporizadores son señales digitales en las que el parámetro que se mide es el número de transiciones entre el nivel bajo y el alto o bien su frecuencia. Normalmente los contadores/temporizadores son necesarios cuando las señales cambian a alta velocidad. Se usan para contar las ocurrencias de un evento, para medir el tiempo de pulsos digitales y generar formas de onda rectangulares o trenes de

pulsos. La tarjeta de adquisición cuenta con el contador/temporizador programable INTEL 8253, el cual tiene las siguientes características.

- Número de contadores: 3 contadores descendentes de 16 bits; 2 canales conectados permanentemente a un reloj de 2 MHz para pasos programables, un canal libre para aplicaciones de usuario.
- Compuerta de entrada: Compatible con TTL/DTL/CMOS.
- Base de tiempo: 2 MHz.
- Pasos de salida: 35 minutos/pulso e 0.5 MHz.

Cada contador tiene una entrada de reloj, una puerta de control y una salida. Puede ser programado para operar de uno de seis modos de operación.

- 0 - Cuenta terminal con interrupción encendida.
- 1 - Un disparo programable.
- 2 - Generador de velocidad.
- 3 - Generador de onda cuadrada.
- 4 - Disparo de estrobo por *software*.
- 5 - Disparo de estrobo por *hardware*.

En la tarjeta de adquisición se tiene acceso a un canal del contador de intervalo programable INTEL 8253. El tercer canal de este contador puede ser alimentado por una base de tiempo interna o externa, para contar eventos, medir frecuencia, período y ancho de pulso.

**Canal de interrupción.** Las interrupciones son funciones necesarias para que una interface se comunique a un sistema con microprocesador, su mayor ventaja es la habilidad de obtener la atención del microprocesador para servicio de una función, sin necesidad de que el microprocesador esté constantemente encuestando (*polling*) a una interface para atender una solicitud. Ya que muchas interfaces pueden requerir servicio y posiblemente todas al mismo tiempo, el sistema de interrupción de la PC proporciona nueve niveles de interrupción o puertos de solicitud. Estos nueve puertos tienen prioridades para que cuando múltiples solicitudes sean activadas al mismo tiempo, sean servidas en orden secuencial.

---

En la PC se tienen dos puertos de interrupción disponibles: un puerto de entrada de interrupción enmascarable (interrupción que puede ser deshabilitada por el sistema) y un puerto de entrada de interrupción no enmascarable (NMI). En el puerto de interrupción enmascarable se encuentra el controlador de interrupción, el 8259A, este controlador extiende el puerto a 8 niveles de prioridad de solicitud de interrupción. En total se tienen nueve niveles de solicitud de interrupción en la PC, sin embargo, no todos los niveles son disponibles, algunos son usados por las E/S integradas del sistema y los adaptadores que se encuentran en el bus del sistema. En la tabla 3.1 se muestran los niveles de interrupción y su uso actual.

Nivel de interrupción	Uso	
Mayor nivel	NMI	Paridad de RAM, control de canal de E/S, procesador numérico.
	IRQ 0	Salida del reloj del sistema 8253-5 canal 0.
	IRQ 1	Interrupción del teclado.
Disponibles en el bus del sistema	IRQ 2	No usado
	IRQ 3	No usado
	IRQ 4	Puerto serial RS-232-C
	IRQ 5	No usado
	IRQ 6	Estado del DRV de diskette.
	IRQ 7	Puerto paralelo.

Tabla 3.1. Sistema de interrupciones de la PC.

En la tarjeta PCL 812-PG la interrupción es causada por la terminación de la conversión A/D. Se pueden seleccionar los niveles IRQ 2 a 7.

**Canal de DMA.** El acceso directo a memoria (DMA) mejora el desempeño del sistema permitiendo a dispositivos externos transferir información directamente hacia o desde la memoria del sistema sin operación del CPU. La tarjeta de adquisición de datos PCL-812PG está diseñada con la capacidad de transferir los datos de la conversión A/D por DMA.

---

---

El DMA es controlado por el *chip* controlador de DMA, el 8237, que se encuentra en la tarjeta del sistema de la PC. Este dispositivo tiene cuatro canales de acceso directo a memoria. El canal 0 es reservado por el sistema de la PC para realizar la actualización dinámica de la memoria RAM del sistema. El canal 2 es asignado para soportar operaciones de las unidades de discos flexibles. El canal 3 es usado normalmente por las operaciones de disco duro. El canal 1 no está reservado para operaciones internas, y está disponible para aplicaciones del usuario.

En la tarjeta de adquisición de datos se pueden seleccionar los canales 1 ó 3.

### **3.3. INTERACCION DE LA TARJETA DE ADQUISICION DE DATOS CON LA COMPUTADORA**

Como se especificó con anterioridad, la tarjeta de adquisición de datos es insertable en cualquier ranura de expansión de una computadora PC/XT/AT; por lo que a continuación se describen brevemente las características y funcionamiento del bus PC/XT. El bus AT tiene una extensión importante a la arquitectura de la ranura de expansión de la PC y PC XT, sin embargo, una de las características importantes del bus AT, es que conserva compatibilidad con el bus PC y PC XT, por lo que la tarjeta de adquisición de datos pueda ser insertada en cualquiera de ellos.

Las ranuras de expansión son una extensión del bus del procesador de la PC, en donde son mapeados los registros de la tarjeta dentro de un espacio de la dirección del puerto de Entrada/Salida de la computadora.

El bus del sistema está formado por varios tipos de líneas de señal: bus de datos, bus de direcciones, control, tiempo, petición de interrupciones, y control de acceso directo a memoria (DMA). El bus empieza en las terminales del microprocesador; en este nivel el bus es altamente codificado y multiplexado, se le refiere a él comúnmente como bus local.

---

Sujetos al bus local están: el coprocesador matemático, el controlador de ocho niveles de interrupción (8259A), el controlador del bus (8288), y circuitos de potencia del bus y demultiplexado. Las salidas del controlador del bus y de los circuitos de potencia y demultiplexado del bus local, forman las señales básicas que representan el bus del sistema. Sujetos al bus del sistema en la tarjeta del procesador están los circuitos de soporte del procesador (incluyendo canales de DMA, temporizadores y contadores), lógica de decodificación de direcciones de memoria y puerto de E/S, ROM, RAM, adaptadores de E/S integrados y las ranuras de expansión.

### Características de la ranura de expansión

Algunas características importantes de la ranura de expansión XT se mencionan a continuación:

- Cada ranura de expansión del bus maneja un total de 62 señales, entre las que se encuentran las líneas de alimentación (+12V DC, -12 V DC, +5V DC, -5V DC, GND), señales para soportar acceso directo a memoria (DRQ1-DRQ3, DACK0-DACK3, AEN, TC), interrupciones (IRQ2-IRQ7), tiempos (OSC, CLK) y control de escritura y lectura de la memoria y del puerto de E/S (ALE, I/O CH CK, I/O CH RDY, IOR, IOW, MEMW, MEMR.), líneas de dirección (A0-A19), líneas de datos (D0-D7), generación de estados de espera, actualización de la memoria, y detección de errores.
- Soporta un bus de datos de 8 bits.
- Soporta direccionamiento de memoria de 20 bits.
- Cuenta con 4 canales de DMA de 8 bits.
- Cuenta con 5 niveles de interrupción disponibles en el bus.

### Operaciones del Bus de la PC

En el bus del sistema, los datos son transferidos durante lo que es llamado un ciclo de bus. Existen dos clasificaciones generales de ciclo de bus: los ciclos de bus que manejan el

---

---

microprocesador y el DMA. Cuando el microprocesador genera un ciclo de bus, éste maneja el bus del sistema con la dirección de una localidad de memoria o de un puerto de E/S, controla la dirección del flujo de datos, y es la fuente o entrada de ellos. Cuando el microprocesador maneja el bus se generan cinco tipos de ciclos de bus:

- Ciclo de bus de lectura de memoria
- Ciclo de bus de escritura a la memoria
- Ciclo de bus de lectura del puerto de E/S
- Ciclo de bus de escritura al puerto de E/S
- Ciclo de bus de reconocimiento de interrupción

#### Ciclo de lectura de memoria

Este ciclo es usado para recoger instrucciones y datos de la memoria del sistema, esta memoria puede ser RAM o ROM. Todos los ciclos del bus están formados por al menos cuatro periodos de la señal de reloj. La figura 3.4 ilustra los tiempos y señales básicas presentes en el bus del sistema para realizar un ciclo de lectura de memoria.

El ciclo de lectura de memoria empieza durante el periodo de reloj T1 con la señal de ALE activa. El flanco de bajada de esta señal indica que el bus de direcciones contiene una dirección de memoria válida. Como acto siguiente, la señal  $\overline{MEMR}$  del bus es activada en el tiempo T2. Esto indica a los dispositivos adjuntos al bus que el ciclo es un ciclo de lectura de memoria. Esto también indica que si el dispositivo contiene memoria con una dirección que corresponda a la del bus de direcciones, éste manejará el bus de datos con su contenido. Todo dispositivo de memoria debe decodificar la dirección del bus y así determinar si es el dispositivo que corresponde. El microprocesador captura los datos del bus de datos al inicio del ciclo de reloj T4.

Poco tiempo después del inicio del periodo T4, la señal  $\overline{MEMR}$  es desactivada y el ciclo del bus termina al finalizar el periodo T4.

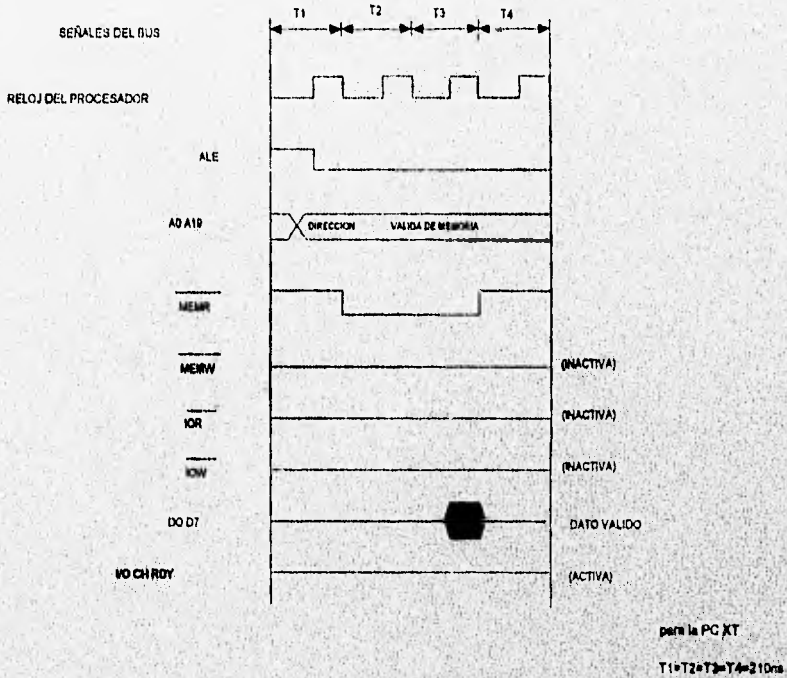


Figura 3.4. Ciclo de bus de lectura de memoria

**Ciclo de escritura a la memoria**

Durante el ciclo de escritura se escriben datos a una localidad de memoria. Al igual que en el ciclo de lectura, el microprocesador y los buffers del bus manejan una dirección dentro del bus del sistema, indicando la dirección de la localidad de memoria que aceptará el dato del microprocesador. Al manejar el bus de direcciones y las señales de control, el microprocesador también maneja el bus de datos con el dato que será escrito en la localidad de memoria seleccionada. La figura 3.5 ilustra los tiempos básicos del ciclo de escritura en la memoria.



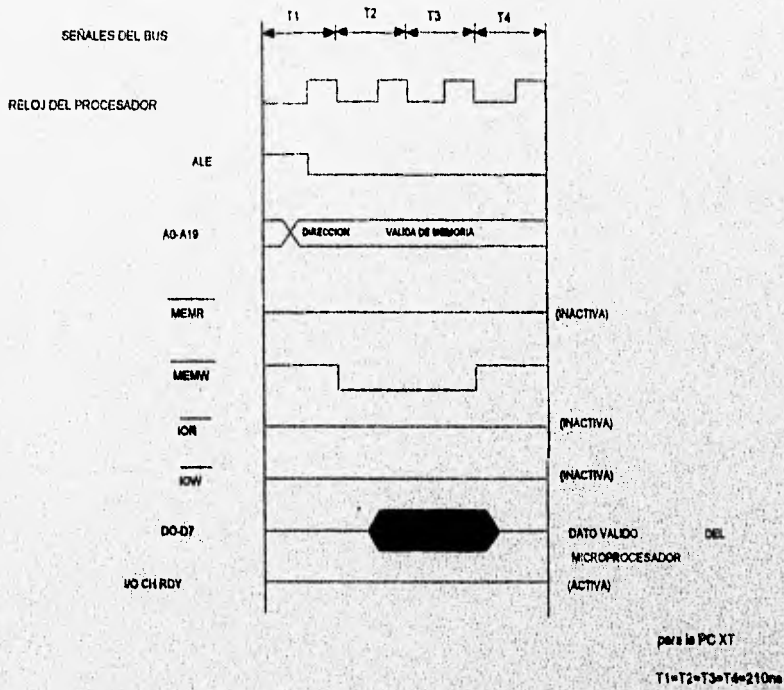


Figura 3.5. Ciclo de bus de escritura en la memoria.

La señal ALE del bus es activada durante el periodo T1, indicando que el bus de direcciones contiene una dirección de memoria válida. En seguida, la señal del bus MEMW se activa indicando que el ciclo de bus es un ciclo de escritura de memoria. La señal MEMW se active en el periodo T2. Poco tiempo después de que la señal MEMW es activada, el microprocesador maneja el bus datos del sistema con el dato que será escrito en la localidad de mamorie seleccionada. En el periodo T4, la señal MEMW es desactivada completando el ciclo de bus.

---

---

### Ciclo de lectura del puerto de E/S

Este ciclo se inicia cada vez que se ejecuta una señal de entrada (IN) del microprocesador. Su propósito es recoger datos de una de las direcciones del puerto de E/S en el espacio de direcciones del puerto. Este ciclo de bus abarca al menos cinco ciclos de reloj. Durante el ciclo de lectura del puerto de E/S, el microprocesador maneja un puerto de direcciones de 16 bits dentro del bus de direcciones del sistema.

Durante este ciclo de bus, los cuatro bits de mayor orden del bus de direcciones nunca son activados. La figura 3.6 muestra el diagrama de tiempos del ciclo de bus de lectura del puerto de E/S.

Durante el ciclo de reloj T1, la señal ALE del bus se activa indicando que el bus de direcciones, bits 0-15, contiene una dirección válida del puerto de E/S. En el ciclo de reloj T2, la señal de control  $\overline{IOR}$  del bus es activada, indicando, ambos, que el ciclo de bus es un ciclo de lectura del puerto de E/S y que el puerto direccionado responderá manejando el bus de datos con su contenido. Al inicio del ciclo de reloj T4, el procesador lee el dato del bus de datos y la señal  $\overline{IOR}$  del bus es desactivada. El ciclo de bus se completa al finalizar el ciclo de reloj T4. Como se observa, el ciclo de lectura del puerto de E/S tiene una longitud de cuatro ciclos de reloj, pero en el diseño de la PC, un ciclo de reloj extra, llamado TW, es automáticamente insertado en cada ciclo.

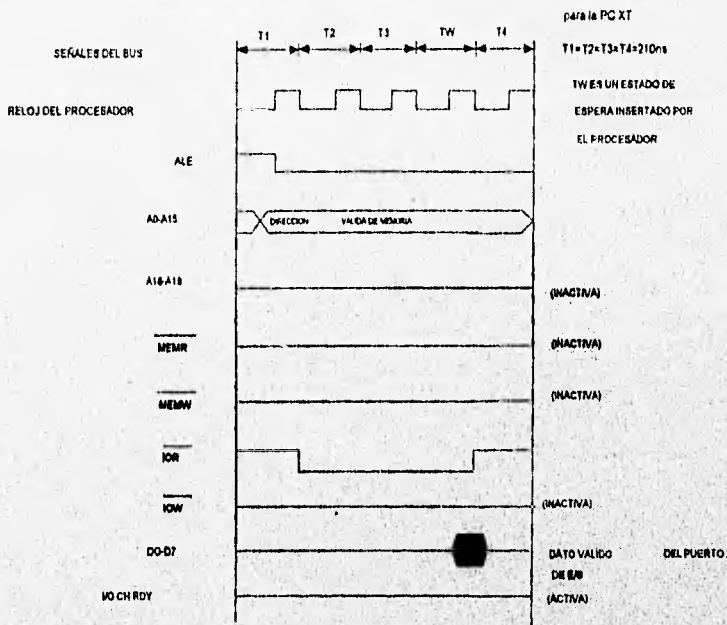


Figura 3.6. Ciclo de bus de lectura del puerto de E/S

### Ciclo de escritura al puerto de E/S

El ciclo de escritura al puerto de E/S se inicia cada vez que una instrucción de salida (OUT) del microprocesador es ejecutada. Este ciclo de bus escribe datos del microprocesador a una dirección específica del puerto de E/S en el espacio de direcciones de E/S del microprocesador. Este ciclo de bus tiene normalmente una longitud de cinco ciclos de reloj. Únicamente los bits 0-15 del bus de direcciones son usados para direccionar el puerto de E/S. La figura 3.7 muestra el diagrama de tiempos básico para este tipo de bus.

La señal ALE del bus se activa durante el periodo T1 e indica que el bus de direcciones contiene una dirección válida del puerto. En seguida, la señal de control  $\overline{IOW}$  del bus se activa en el tiempo T2, indicando que el ciclo de bus es un ciclo de escritura al puerto de E/S y que la dirección seleccionada del puerto tomará datos del bus de datos. Poco después del inicio de T2, el microprocesador maneja el bus de datos con el dato para la dirección del puerto. Al inicio del periodo T4, la señal de control  $\overline{IOW}$  es desactivada. El ciclo de bus se completa al finalizar el periodo T4.

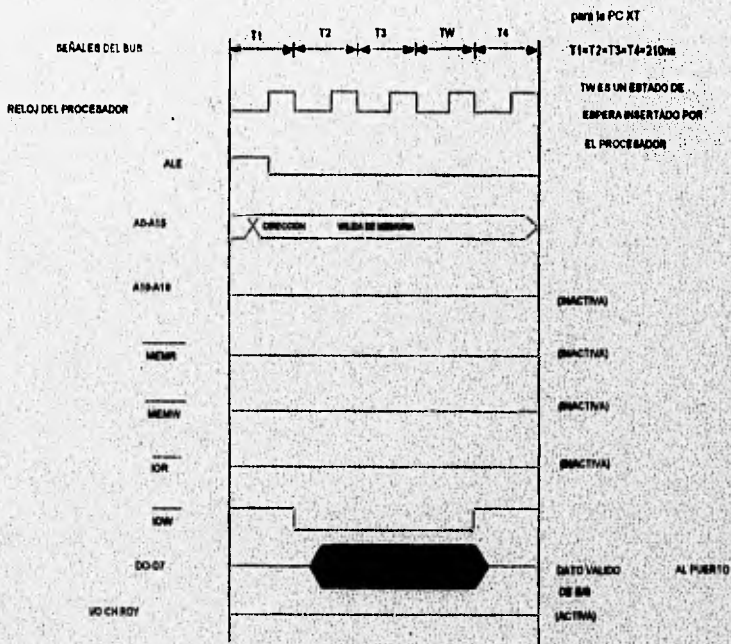


Figura 3.7. Ciclo de bus de escritura al puerto de E/S.

### Ciclos de Bus de DMA

La segunda clasificación general de ciclos de bus son aquellos que son manejados por el controlador de DMA (el chip 8237-5). Durante operaciones de acceso directo a memoria, el

---

microprocesador es removido del bus del sistema y el controlador de DMA maneja los ciclos de bus. El controlador 8237 manejará una dirección de memoria en el bus del sistema, tomará el control de las líneas de control del bus (IOW, IOR, MEMR y MEMW) y realizará las operaciones de lectura y escritura en el bus.

Cada canal de DMA tiene dos señales de control asociadas con él. La señal de solicitud de DMA (DRQ), la cual dispara una operación de DMA, y la señal de reconocimiento de DMA (DACK), la cual autoriza al DMA para empezar a transferir datos.

Para los cuatro canales de DMA, el chip 8237 tiene cuatro modos de operación (*single, demand, block y cascade*) y cuatro registros de control. Estos registros son:

1. Registro de modo de operación (fija el modo de operación).
2. Registro de dirección (especifica la dirección de comienzo del segmento de memoria).
3. Registro del contador de palabras (especifica el número de transferencias).
4. Registro de inicialización (habilita y deshabilita canales de DMA).

Antes de una operación de DMA, el controlador 8237 debe ser inicializado para realizar el ciclo adecuado. Durante la inicialización se deben fijar las siguientes especificaciones.

- Seleccionar la función de lectura/escritura a la memoria.
- Tipo de transferencia: *burst o single byte*.
- Conteo de bytes transferidos.
- Prioridad de canales.
- Dirección de memoria para iniciar la transferencia.
- Habilitación de la señal de solicitud de canal.

Cuando el controlador de DMA maneja el bus del sistema, se generan dos tipos de ciclos de bus. El primer tipo es un ciclo que lee de un adaptador de interface y escribe los datos en una localidad de memoria que es especificada por la dirección del controlador de DMA. El segundo tipo de ciclo de bus es donde se leen datos de una localidad de memoria especificada por el controlador de DMA y, después, escribe los datos a un adaptador de interface.

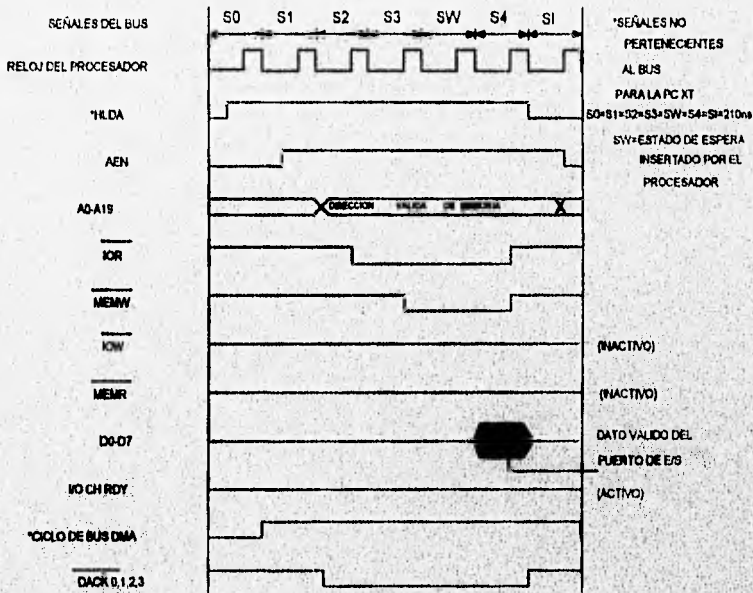
Los ciclos de bus de DMA pueden ser iniciados desde el bus del sistema por la activación de alguna de las tres siguientes líneas de señal del bus del sistema, DRQ1, DRQ2, ó DRQ3. La primer indicación en el bus del sistema de que una solicitud ha sido reconocida y que un ciclo de bus de DMA ha empezado, es cuando el bus es señalado por la activación de una señal llamada AEN. Poco después que la señal AEN es activada, una de las cuatro señales, DACK0, DACK1, DACK2, ó DACK3, se activa. Estas señales indican al adaptador de interface, o canal, que solicitó el DMA que será servido por este ciclo de bus de DMA.

Cuando el controlador de DMA no está ejecutando un ciclo de DMA éste se encuentra en lo que es llamado un estado *idle*, continuamente realizando un estado de reloj  $S_1$ , como se observa en la figura 3.8, éste estado corresponde a un estado del controlador de DMA en el que se espera continuamente para recibir una solicitud de DMA del sistema. Cuando una petición es detectada, el controlador envía una señal al procesador para que deje libre al bus en el siguiente ciclo de reloj. En ese momento, el controlador de DMA pasa al estado de reloj  $S_0$ , como se observa en la figura 3.8, en éste estado continuamente se vigila para recibir una respuesta del microprocesador que le indique que el bus está libre para empezar un ciclo de DMA (espera la activación de la señal HLDA). Cuando el controlador recibe la señal HLDA del procesador, éste introduce el estado de reloj  $S_1$ , señalando el inicio del ciclo de DMA. El controlador de DMA después procede durante los seis estados de reloj del ciclo de bus.

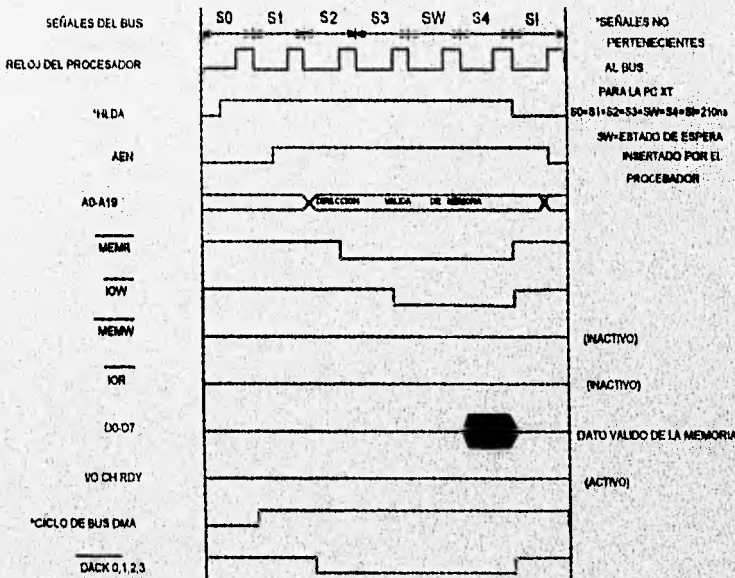
#### Ciclo de DMA de escritura a la memoria

El propósito de un ciclo de escritura por DMA es recoger datos de un adaptador de interface y escribirlos dentro de la localidad de memoria especificada por el controlador de DMA. Después que un ciclo de DMA se inicia en el bus, al controlador y sus circuitos de soporte manejan el bus de direcciones del sistema con la dirección de la localidad de memoria especificada por el controlador de DMA. En seguida, la señal  $\overline{IOR}$  del bus se activa indicando que el adaptador de interface que solicitó el ciclo de DMA manejará el bus de datos del sistema con sus datos. Después, la señal  $\overline{MEMW}$  del bus se activa, indicando que se tomarán los datos del adaptador de interface y se escribirán dentro de la memoria, la cual fue

direccionada antes en el ciclo. Los datos del adaptador de Interface no son almacenados en ningún *buffer*. Es responsabilidad del adaptador de Interface mantener un dato válido hasta que la memoria pueda realizar la operación de escritura. La figura 3.8 ilustra el diagrama de tiempos de las señales básicas del bus para realizar este ciclo.



indicando a la memoria que ésta manejará el bus de datos del sistema con su contenido. Después, el controlador activa la señal  $\overline{O\overline{I\overline{W}}}$  del bus. Esto indica al adaptador de interface que tomará el dato de la memoria. La figura 3.9 ilustra las señales básicas y el diagrama de tiempos usado en un ciclo de DMA de lectura de memoria.



3.9 Ciclo de DMA de escritura al puerto de E/S.

### Selección de la dirección base de la tarjeta de adquisición de datos

La tarjeta de adquisición de datos puede ser controlada a través de algún puerto de entrada y salida digital, este puerto es direccionado usando el espacio de direcciones del puerto de E/S del microprocesador de la computadora.



La arquitectura del procesador 8088 tiene 20 líneas para direccionamiento, pero no todo el espacio de direcciones está disponible en el bus del sistema. El procesador puede direccionar hasta 65 536 direcciones para el puerto de E/S, sin embargo, en el diseño de la PC no se usa completamente este espacio de direcciones, únicamente son usados los 10 bits menos significativos, de esta forma, los bits 0 a 9 del bus son usados para decodificar las direcciones del puerto. La figura 3.10 ilustra el campo de direcciones del puerto de E/S usado en la PC y la figura 3.11 ilustra como está asignado el espacio de direcciones del puerto de E/S en el diseño de la PC.

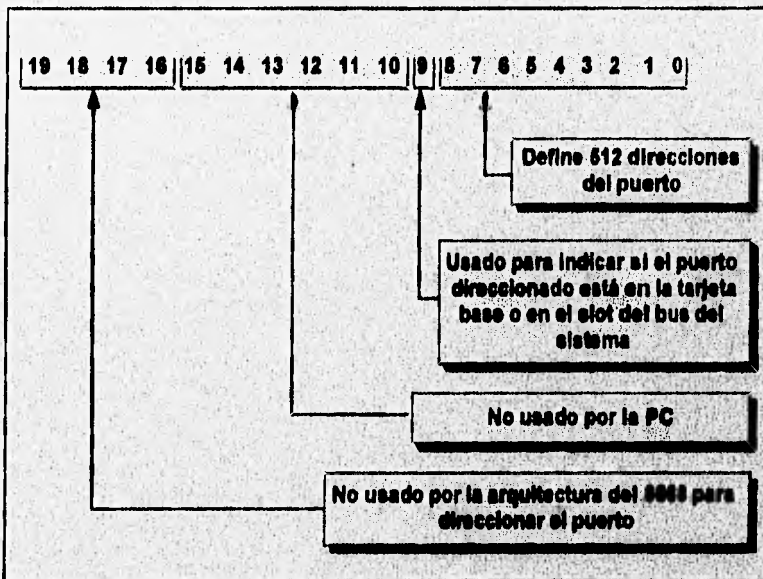


Figura 3.10. Direcciones del puerto de E/S del MPU 8088

El mapa de direcciones del puerto de E/S puede ser dividido en dos partes. La primer parte es el espacio de direcciones de 0000H hasta 01FFH, la cual es la parte que reside en la tarjeta base del sistema. Este espacio de direcciones es usado para direccionar los dispositivos de soporte del microprocesador y el puerto de E/S integrado en la tarjeta base del

sistema. La segunda parte del espacio de direcciones del puerto de E/S abarca desde 0200H hasta 03FFH. Este espacio de direcciones es usado para decodificar las direcciones de los puertos en el bus del sistema y está disponible en las ranuras de expansión de la tarjeta del sistema. En la figura 3.12 se define el uso de este espacio de direcciones del puerto de E/S.

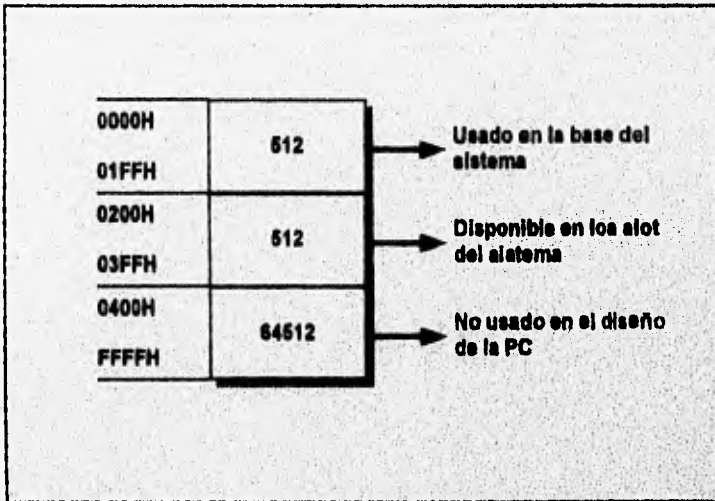


Figura 3.11. Utilización del espacio de direcciones del puerto de E/S.

La tarjeta PCL-812PG requiere de 16 localidades consecutivas de dirección en el espacio de direcciones de puerto de E/S, por lo que puede ser instalada en un espacio de direcciones que no tenga uso actual y además con 16 localidades consecutivas disponibles. De acuerdo a los requerimientos en el espacio de direcciones, la tarjeta se puede instalar en la dirección 0220H, dirección que se establece por medio de microinterruptores.

	DIRECCION HEX	USO
1	0200H	No usado
1	0201H	Adaptador del puerto de juegos
118	0202H-0277H	No usado
8	0278H-027FH	Segundo puerto de impresora
120	0280H-02F7H	No usado
8	02F8H-02FFH	Segundo puerto serial COM2
120	0300H-0377H	No usado
8	0378H-037FH	Primer puerto de impresora
48	0380H-03AFH	No usado
16	03B0H-03BFH	Adap. de impresora y monitor mono.
16	03C0H-03CFH	No usado
16	03D0H-03DFH	Adaptador colorigráficos
16	03E0H-03EFH	No usado
8	03F0H-03F7H	Manejador de diskette.
8	03F8H-03FFH	Puerto serial COM1

Figura 3.12. Uso de las direcciones del puerto de E/S en las ranuras de expansión.

La dirección base del puerto de E/S para la tarjeta PCL-812PG se selecciona por medio de ocho microinterruptores; una ventaja de este tipo de decodificación de la dirección base es que se puede evitar el traslape de direcciones con otras tarjetas que se encuentran en el sistema, ya que la dirección de la tarjeta se puede mover dentro del espacio de direcciones de puerto de E/S disponible en las ranuras de expansión, únicamente fijando un valor nuevo en el banco de microinterruptores. En el diseño de este tipo de decodificadores es usado un circuito comparador de dos palabras de 8 bits; en un lado del circuito comparador son puestos los bits que se encuentran en el bus de direcciones (A3 a A9). En el otro lado, son puestas las salidas de los microinterruptores. Cuando el valor fijado en los microinterruptores es igual al valor en el bus de direcciones, la salida del comparador es activada, y es usada como señal de control de selección del grupo.

### 3.4. ESTRUCTURA DE REGISTROS Y FORMATO DE DATOS DE LAS FUNCIONES DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN PCL-812PG

La tarjeta PCL-812PG requiere de 16 localidades consecutivas de dirección en el espacio de direcciones de puerto de E/S. Las direcciones válidas van de la 0200H a la 03F0H. Para nuestro caso en particular la dirección donde se ubica la tarjeta, dirección BASE, es la 0220H.

Para comprender el significado de los 16 registros direccionables desde la dirección base del puerto de E/S seleccionado, a continuación se presenta un mapa de las funciones de cada dirección y el formato de datos de cada registro. La tabla 3.2 muestra la localización relativa de cada registro con respecto a la dirección base y su uso.

Localización	Lectura	Escritura
220H (BASE)		
+0	Contador 0	Contador 0
+1	Contador 1	Contador 1
+2	Contador 2	Contador 2
+3	No usado	Control de contador
+4	Byte bajo A/D	Byte bajo CH1 D/A
+5	Byte alto A/D	Byte alto CH1 D/A
+6	Byte bajo entrada digital	Byte bajo CH2 D/A
+7	Byte alto entrada digital	Byte alto CH2 D/A
+8	No usado	Limpia solicitud de interrupción
+9	No usado	Control de ganancia
+10	No usado	Control del MUX
+11	No usado	Control de modo
+12	No usado	Disparo por software del convertidor A/D
+13	No usado	Byte bajo de salida digital
+14	No usado	Byte alto de salida digital
+15	No usado	No usado

Tabla 3.2. Uso de cada registro de la tarjeta de adquisición.

### Registros del dato A/D

Los registros del dato A/D usan las direcciones 0224H (BASE+4) y 0225H (BASE+5).

Formato del dato:

1. Byte bajo del convertidor A/D y dato.

0224H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
	AD7	AD6	AD5	AD4	AD3	AD2	AD1	AD0

2. Byte alto del convertidor A/D.

0225H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
	0	0	0	DRDY	AD11	AD10	AD9	AD8

AD11 a AD0 - Es el dato digital convertido de la señal analógica. AD0 es el bit menos significativo y AD11 es el bit más significativo.

DRDY- Señal *ready*. Este bit es 1 cuando el dato A/D no está listo; se convierte en 0 cuando la conversión A/D se termina y se fija en 1 cuando se lee el byte bajo de la conversión A/D del registro 0224H.

### Registro de control del multiplexor

El registro de control del multiplexor es un registro de escritura solamente, utilice la dirección 022AH (BASE+10). El nibble bajo proporciona el número del canal a registrar. El multiplexor conmuta al nuevo canal cuando se escribe en este registro.

Formato del dato:

022AH		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Canal del mux		X	X	X	X	CL3	CL2	CL1	CL0

---

CL3 a CL0 - Número de canal del multiplexor.

### Registro de las entradas/salidas digitales

La tarjeta de adquisición de datos tiene 16 canales de entrada digital y 16 canales de salida digital. Estos canales de E/S usan como puerto de entrada las direcciones 0226H (BASE+6) y 0227H (BASE+7). Los puertos de salida están en la dirección 022DH (BASE+13) y 022EH (BASE+14). El formato de dato de cada puerto se describe a continuación:

Formato de datos:

0226H      D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0  
(lectura del puerto)  
Byte bajo D/I    DI7 DI6 DI5 DI4 DI3 DI2 DI1 DI0

0227H      D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0  
(lectura del puerto)  
Byte alto D/I    DI15 DI14 DI13 DI12 DI11 DI10 DI9 DI8

022DH      D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0  
(escritura al puerto)  
Byte bajo D/O    DO7 DO6 DO5 DO4 DO3 DO2 DO1 DO0

022EH      D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0  
(escritura al puerto)  
Byte alto D/O    DO15 DO14 DO13 DO12 DO11 DO10 DO9 DO8

### Registros de la salida D/A

Los registros de salida D/A son registros de escritura y usan las direcciones 0224H (BASE+4), 0225H (BASE+5), 0226H (BASE+6) y 0227H (BASE+7).

---

Formato de datos :

0224H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Byte bajo D/A #1	DA7	DA6	DA5	DA4	DA3	DA2	DA1	DA0

0225H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Byte alto D/A #1	X	X	X	X	DA11	DA10	DA9	DA8

0226H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Byte bajo D/A #2	DA7	DA6	DA5	DA4	DA3	DA2	DA1	DA0

0227H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Byte alto D/A #2	X	X	X	X	DA11	DA10	DA9	DA8

DA11 a DA0 - Es el dato digital a analógico. DA0 es el bit menos significativo y DA11 es el bit más significativo del dato D/A. El registro del byte bajo 0224H (0226H) es almacenado en buffer dos veces. El dato es almacenado en un buffer cuando se escribe a 0224H (0226H). Cuando se escribe el byte alto a 0225H (0227H), el dato en 0224H (0226H) es enviado al convertidor D/A con el dato del byte alto al mismo tiempo.

#### Registro del control de ganancia

El registro del control de ganancia es un registro de escritura únicamente, usa la dirección 0229H (BASE+9). Es usado para fijar la ganancia del amplificador programable de entrada analógica. El formato del dato de este registro y la ganancia son definidos abajo.

Formato de dato:

0229H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
GANANCIA	X	X	X	X	X	R2	R1	R0

Definición de ganancia:

R2	R1	R0	GANANCIA
0	0	0	1
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	inválido
1	1	0	inválido
1	1	1	inválido

El rango de entrada, el máximo voltaje de entrada y la ganancia están relacionadas por la siguiente ecuación:

$$\text{Rango de entrada analógica} = \text{máximo voltaje de entrada} / \text{ganancia}$$

El máximo voltaje de entrada es seleccionado por el jumper JP9 de la tarjeta PCL-812PG, y puede ser +/- 5V o +/- 10V. El máximo voltaje de entrada de default es +/- 5 volts. De la ecuación anterior, los rangos de entrada analógica son +/- 5V, +/- 2.5V, +/- 1.25V, +/- 0.625 y +/- 0.3125 V.

#### Registro del modo de control

El registro del modo de control es un registro de escritura solamente, utiliza la dirección 022B (BASE +11). Este registro proporciona el camino de control en los modos de operación de la PCL-812PG.

Formato del dato:

022BH	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Registro de control	X	X	X	X	X	S2	S1	S0



- Bajo condición de disparo interno (JP1 fijo a interno)

S2	S1	S0	
0	0	0	: Deshabilita disparo por <i>software</i> y por pasos
0	0	1	: Habilita disparo por <i>software</i> y transferencia de datos por programa solamente
0	1	0	: Habilita disparo por pasos y transferencia por DMA solamente
1	1	0	: Habilita disparo por pasos y transferencia de datos por programa o interrupción. Si se usa transferencia por programa, el jumper JP4 se debe fijar en la posición "X", como se indica en la siguiente figura:

IRQ	2	2	4	5	6	7	X
JP4	o	o	o	o	o	o	<input type="checkbox"/>
	o	o	o	o	o	o	<input type="checkbox"/>

#### Uso de la función de conversión A/D de la tarjeta PCL 812PG

A continuación se explica como se usan las funciones de conversión A/D de la tarjeta PCL-812PG. En esta sección se explica el formato del dato A/D, la selección del rango de entrada, control del canal a multiplexar, modos de disparo y transferencia de datos.

Cuando la tarjeta PCL-812PG realiza una conversión A/D de 12 bits, un registro de 8 bits no es lo suficientemente grande para acomodar los 12 bits del dato. Por lo tanto el dato A/D es almacenado en dos registros localizados en las direcciones 0224H (BASE+4) y 0225H (BASE+5). El byte bajo del dato A/D está en las posiciones D0 (AD0) hasta D7 (AD7) de la dirección 0224H y al byte alto del dato está en las posiciones D0 (AD8) a D3 (AD11) de la dirección 0225H. El bit menos significativo es AD0 y el mas significativo es AD11. El número de canal del cual proviene el dato da la conversión A/D está disponible en el registro 022AH (BASE+10) en la posición D0 (CL0) a D3 (CL3). La ganancia se fija en el registro 0220H (BASE+9) en la posición D0 (R0) a D2 (R2).

### Modo de disparo del convertidor A/D

La conversión A/D de la tarjeta PCL-812PG puede ser disparada por alguna de las tres formas siguientes: disparo por *software*, pasos programados en la tarjeta o disparo por pulsos externos.

1. El disparo por *software* es controlado por la emisión de un comando de *software* del programa de aplicación. Escribiendo en el registro BASE+12 (022CH) cualquier valor se causa un disparo por *software*. Este modo de disparo no es usado normalmente en aplicaciones de conversión A/D de alta velocidad debido a las limitaciones de tiempo de ejecución del programa de aplicación.
2. La tarjeta PCL-812PG usa el contador/temporizador de intervalo programable INTEL 8253. Los contadores 1 y 2 del INTEL 8253 son configurados a ser marcadores de pasos para proporcionar pulsos de disparo al convertidor A/D con periodos precisos en el modo de disparo por pasos. La salida del marcador de pasos de la PCL-812PG está entre 0.5MHz y 35 minutos por pulso. El modo de disparo por pasos es ideal para transferencia de datos por Interrupción o DMA.
3. En el disparo por pulsos externos, los pulsos son controlados a través de disparos externos. Este modo de disparo es principalmente usado en aplicaciones que requieren conversiones A/D no periódicas pero condicionales.

### Transferencia de datos A/D

En la PCL-812PG existen tres formas posibles de realizar la transferencia de datos A/D: por control de programa, por rutina de Interrupción o por DMA.

1. La transferencia de datos por control de programa usa el concepto de sondeo (*polling*). Después que el convertidor A/D ha sido disparado, el programa de aplicación inspecciona el *bit ready* (DRDY) del registro del byte alto del dato A/D. Si el *bit* DRDY

es 0, el dato convertido es movido del registro de dato A/D a la memoria de la computadora por control del programa de aplicación.

2. En la transferencia por rutina de interrupción, el dato es transferido del registro de dato A/D a un segmento de memoria previamente definido por el controlador de la rutina de interrupción. Al final de cada conversión, la señal de dato listo genera una interrupción, la cual habilita al manejador de rutinas de interrupción para realizar la transferencia. La selección del nivel de interrupción a través del *jumper* JP5, el vector de interrupción, el controlador de interrupción 8259 y el bit de control de interrupción en el registro de control 022BH (BASE+11) de la PCL-812PG deben ser especificados antes del uso de la rutina de interrupción. Una acción de escritura a la dirección del registro de estado A/D, 0228H (BASE+8) con cualquier valor desactiva la solicitud de interrupción y rehabilita la interrupción en la PCL-812PG.
3. En la transferencia por acceso directo a memoria (DMA) se mueve el dato del dispositivo de hardware de la PCL-812PG a la memoria del sistema de la PC sin operación del CPU del sistema. La selección del nivel de DMA se selecciona con los jumpers JP5 y JP6. El bit de habilitación de DMA en el registro de control de la PCL-812PG, además de los registros del controlador de DMA 8237 deben ser fijados antes de realizar operaciones de DMA.

#### **Configuración de las funciones de la tarjeta de adquisición de datos**

De todas las funciones que posee la tarjeta de adquisición de datos, las de mayor interés por su utilización específica en la aplicación que se requiere son las entradas analógicas y las salidas digitales.

A las entradas analógicas llegarán las señales provenientes de los acondicionadores, a fin de realizar la conversión A/D y almacenar la información en discos de PC para su análisis posterior.

Las salidas digitales son usadas para proporcionar señales de control al módulo de acondicionamiento de las señales de deformación, ya que, como se mencionó en el capítulo

2, esta etapa requiere de multiplexaje y auto ajuste de offset a cero, las salidas digitales de la tarjeta de adquisición está destinadas a controlar estas funciones del módulo de acondicionamiento.

La tarjeta de adquisición de datos cuenta con un bloque microinterruptores y nueve *jumpers*, los cuales se deben configurar externamente para obtener la función deseada, para la aplicación que se necesita, éstos se configuran de acuerdo a lo siguiente.

El *switch* SW1, está conformado por ocho microinterruptores, se utiliza para seleccionar la dirección base del puerto de Entradas/Salidas de la tarjeta, la dirección base seleccionada para la aplicación es la 0220H, por lo que la configuración de las posiciones del *switch* es la siguiente:

Rango de direcciones de E/S (hex)	Posición de <i>switch</i>					
	1	2	3	4	5	6
	A8	A7	A6	A5	A4	A3
0220 - 022F	0	0	0	1	0	X

A9 esta fijo a 1 con hardware.

ON = 0, OFF = 1.

Selección de estado de espera. El tamaño del estado de espera es seleccionado con las posiciones 7 y 8 de SW1, para la aplicación que se tiene, las posiciones son fijas para un tiempo de retardo 0, como se muestra en la siguiente table:

Posición del <i>switch</i>	Tiempo de retardo	
7	8	
W0	W1	
0	0	0

Selección del canal de DMA. La selección del canal de DMA se realiza con los *jumpers* JP6 y JP7, debido a que la aplicación que se tiene no se necesite una transferencia de datos a

altas velocidades, estos *jumpers* son configurados para no tener nivel de transferencia por DMA.

Selección de la fuente de disparo. La fuente de disparo de la conversión A/D se selecciona con el *jumper* JP1, ésta puede ser por pulsos externos o por pulsos internos programables en la tarjeta; para la aplicación que se tiene, el *jumper* se configura para disparos internos.

Selección del nivel de interrupción. La selección del nivel de interrupción se establece con el *jumper* JP5, debido a que la aplicación que se desarrolla utilizará transferencia de datos de la conversión A/D por control de programa, no se requiere fijar un nivel de interrupción, por lo que el *jumper* se configura para no tener nivel de interrupción.

Selección del voltaje máximo de entrada al convertidor A/D. Esta selección se realiza con el *jumper* JP9 y se configura para que el rango sea de +/- 5 V. La distribución de los *jumpers* en la tarjeta se muestran en la figura 3.12.

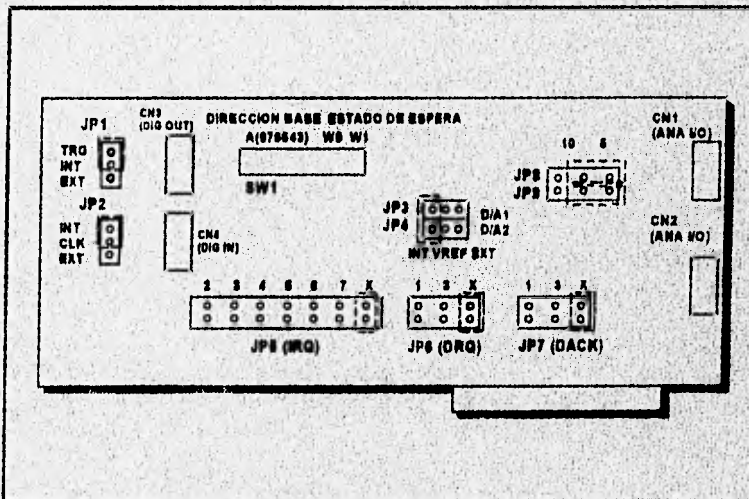


Figura 3.12. Distribución física de los *jumpers* en la tarjeta.

La tarjeta de adquisición de datos incluye rutinas manejadoras escritas en lenguaje ensamblador. Las funciones que cubren estas rutinas incluyen aplicaciones que manejan la conversión A/D, D/A, entradas/salidas digitales y el reloj de intervalo programable.

Las rutinas manejadoras son diseñadas para trabajar con lenguajes de programación entre los que se incluyen Turbo C y Microsoft C, en donde se pueden acceder las funciones manejadoras a través de una declaración de llamada.

Debido a que la aplicación que se desarrolla maneja señales estáticas (no contienen componentes de alta frecuencia), no se requiere de altas velocidades de muestreo, por lo que la tarjeta de adquisición de datos se programará para realizar conversiones analógico/digitales a partir de disparo por software y transferencia de datos a la memoria por control de programa, una ventaja que ofrece esta forma de transferir datos, cuando se muestrean señales estáticas, es que no mantiene ocupados niveles de interrupción ni canales de DMA, permitiendo que éstos sean utilizados por otras aplicaciones dentro de la misma microcomputadora.

Una vez que se han descrito las características y funciones de la tarjeta de adquisición de datos, éstas serán programadas en lenguaje C a fin de utilizar las rutinas manejadoras de la tarjeta y crear un ambiente de interacción amigable al usuario. En el siguiente capítulo se presentará el software desarrollado para este sistema de adquisición de datos.

## **Capítulo IV**

### **Descripción del Programa del Sistema**

Como se mencionó en el capítulo anterior, la tarjeta de adquisición de datos incluye rutinas manejadoras escritas en lenguaje ensamblador. Las funciones que cubren estas rutinas incluyen aplicaciones que manejan la conversión A/D, D/A, entradas/salidas digitales y el reloj de intervalo programable.

Estas rutinas manejadoras son diseñadas para trabajar con diversos lenguajes de programación, entre los que se incluye Turbo C, el cual es el lenguaje de programación adoptado para el diseño del software del sistema.

Para la tarjeta de adquisición de datos se tienen 18 funciones manejadoras. Cada función cubre un área del uso de la tarjeta.

Las funciones controladoras específicas que se usan en el desarrollo del software se muestran en la tabla 4.1.

Función	Descripción
0	inicializa las rutinas manejadoras de la PCL 812-PG especificando la dirección base, nivel de interrupción o DMA.
1	Establece el rango de búsqueda del multiplexor.
3	Realiza un solo disparo por software para conversión A/D y transfiere la muestra digital a la memoria de la computadora.
21	Escribe un dato a los canales de salida digital DO0 a DO15.
23	Fija la ganancia del canal de entrada analógico.

Tabla 4.1. Funciones manejadoras de la tarjeta PCL812 usadas en el desarrollo del software

Para poder acceder las funciones manejadoras se deben enlazar el archivo que contiene las rutinas manejadoras (812PCGC.LIB) con el archivo del programa desarrollado, que hace uso de ellas mediante la declaración de un archivo de proyecto (\*.prj). Una vez establecido el enlace dentro de la declaración del proyecto, el programa de aplicación puede acceder las rutinas por medio de llamadas a la función deseada.

#### 4.1. DIAGRAMAS DE FLUJO DEL PROGRAMA DE ADQUISICION DE DATOS

El programa del sistema de adquisición de datos consiste básicamente de tres partes, la primera parte se encarga de pedir los parámetros necesarios para tomar acciones de muestreo y almacenamiento sobre determinados sensores; la segunda parte se encarga de tomar y almacenar las muestras según lo especificado en la parte primera y la tercera parte consiste en enlazarse con un programa especializado que se encargue de acceder los archivos de datos generados durante la segunda parte para darles un tratamiento analítico adecuado. La figura 4.1 muestra el diagrama de flujo del programa principal, esta parte del programa se encarga de inicializar las funciones, variables y constantes que se utilizarán en la ejecución del programa; también presenta el menú de opciones disponibles en el programa, este menú consiste de tres opciones, en donde cada opción: configurar, muestrear, y enlazar Lotus corresponden respectivamente a las partes mencionadas anteriormente.



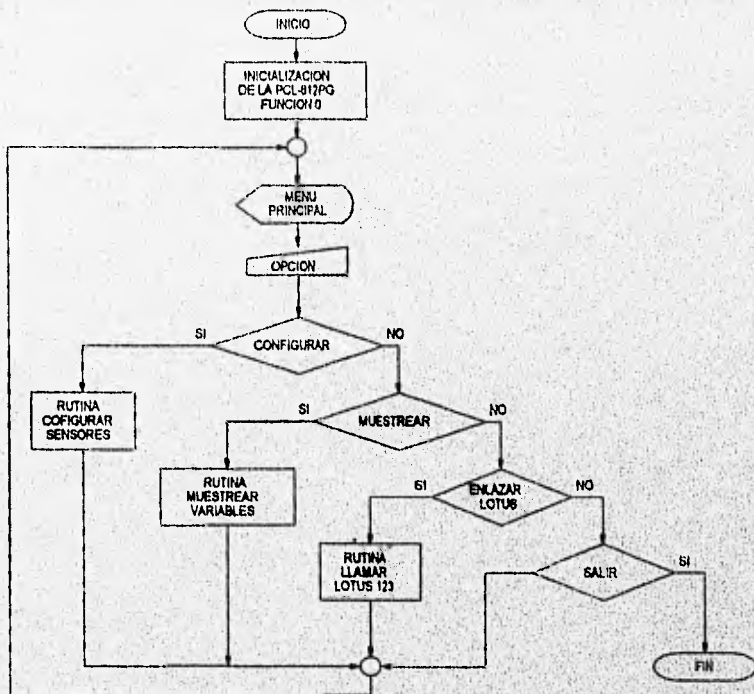


Figura 4.1. Diagrama de flujo del programa principal.

En la opción configurar, el control del programa pasa a la subrutina "configurar sensores"; el diagrama de flujo de esta rutina se muestra en la figura 4.2, en esta parte del programa se maneja la configuración de dos tipos de variables: variables ambientales y variables de deformación, las variables ambientales comprenden a la temperatura y a la humedad, mientras que las variables de deformación comprenden a los tres tipos de pruebas que se realizan al concreto y que son la prueba de flujo plástico (creep), flujo por esfuerzo y secado estándar.

La configuración de las variables de deformación consiste en proporcionar datos al programa que son únicos para el concreto que se estudia, como lo es la fecha de colado y los canales en los que se encuentran conectados los sensores de deformación, estos datos de configuración son almacenados en archivos con la finalidad de que cada vez que se requiera

tomar muestras de un concreto en estudio no se tengan que introducir datos de configuración. La configuración de las variables ambientales consiste en proporcionar al programa datos como los canales en los que se encuentran conectados los sensores de temperatura y humedad, estos datos de configuración también son almacenados en archivos de configuración.

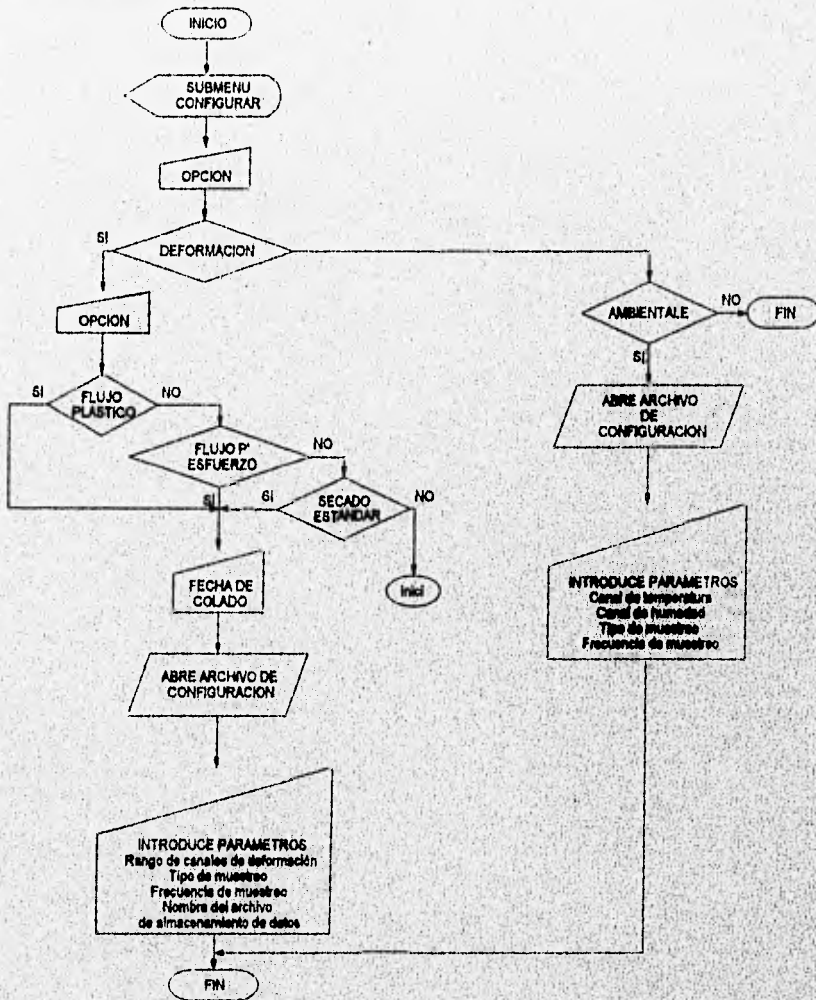


Figura 4.2. Diagrama de flujo de la rutina configurar sensores.

En la opción **muestrear**, el control del programa pasa a la subrutina 'muestrear variables', el diagrama de flujo de esta rutina se muestra en la figura 4.3, esta parte del programa inicia preguntando por el tipo de estudio del concreto que se muestreará y por su fecha de colado, estos datos son necesarios para abrir el archivo de configuración en donde se tienen almacenados los parámetros que fueron introducidos en la parte de configuración, una vez leídos estos parámetros, se abre el archivo que contiene los datos de configuración correspondientes a las variables ambientales, posteriormente se despliegan en el monitor los datos obtenidos de estos archivos. Debido a que el tiempo de almacenamiento entre una muestra y otra puede ser prolongado, el programa desplegará en tiempo real las gráficas de las variables ambientales, temperatura y humedad, este despliegue se realizará de manera ociosa, es decir, los datos graficados no serán almacenados, por lo que únicamente servirán para dar una idea al usuario sobre el comportamiento de estas variables, durante este tiempo el programa encuesta continuamente para almacenar una muestra de la deformación del concreto o de las variables ambientales.

Las secuencia de operaciones que se realizan durante la toma de lecturas se presentan a continuación. Para la toma de muestras de temperatura y humedad se realizan los pasos que se muestran en la figura 4.3-b, en donde los datos obtenidos corresponden al valor real de la variable que se está midiendo. Para la toma de muestras de deformación se realizan los pasos que se muestran en la figura 4.3-c, las salidas digitales utilizadas para el control de los multiplexores externos y de los switches para el ajuste a cero toman los valores correspondientes según la tabla 4.2., el dato de deformación arrojado por esta subrutina corresponde a un valor de deformación unitaria.

D7 1-sensor 0-referencia	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Canal de entrada
0-1	0	0	0	0	0	0	0	0
0-1	0	0	0	0	0	0	1	1
0-1	0	0	0	0	0	1	0	2
0-1	0	0	0	0	0	1	1	3
0-1	0	0	0	0	1	0	0	4
0-1								
0-1	1	1	1	0	0	0	0	112

Tabla 4.2. Salidas digitales para controlar las entradas analógicas de deformación.

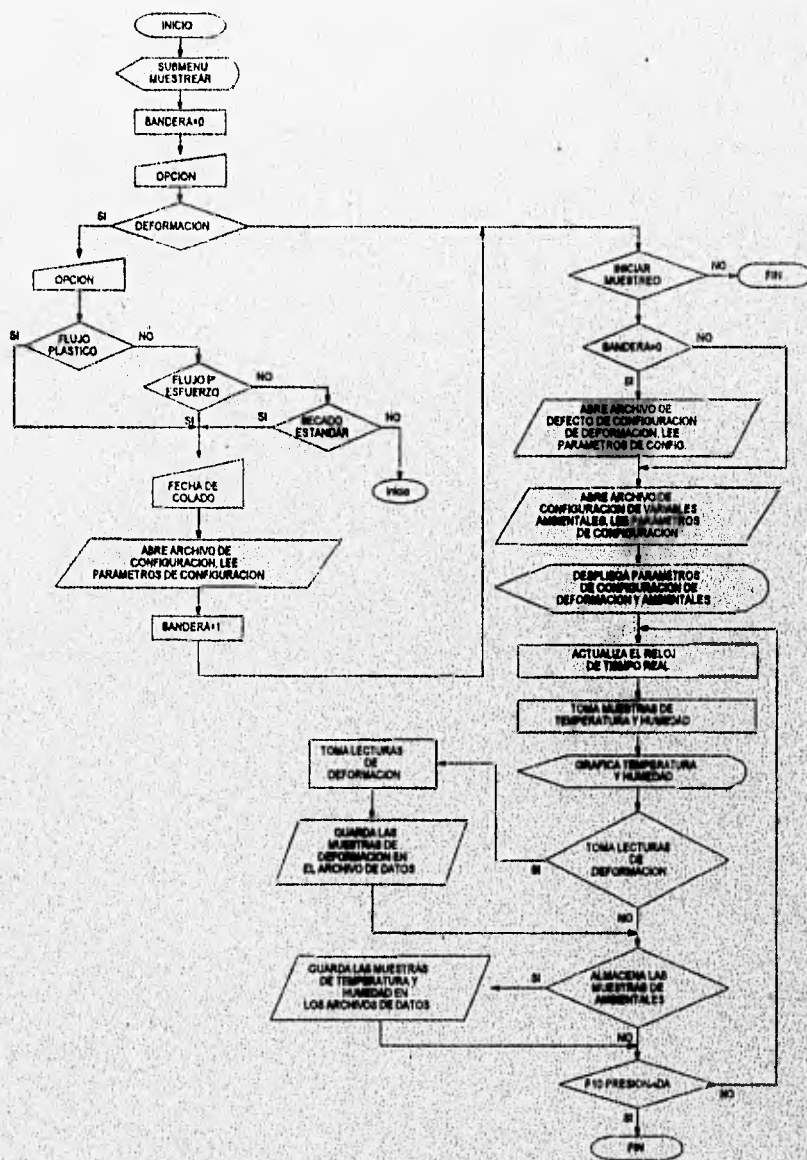


Figura 4.3. Diagrama de flujo de la rutina muestrear variables.

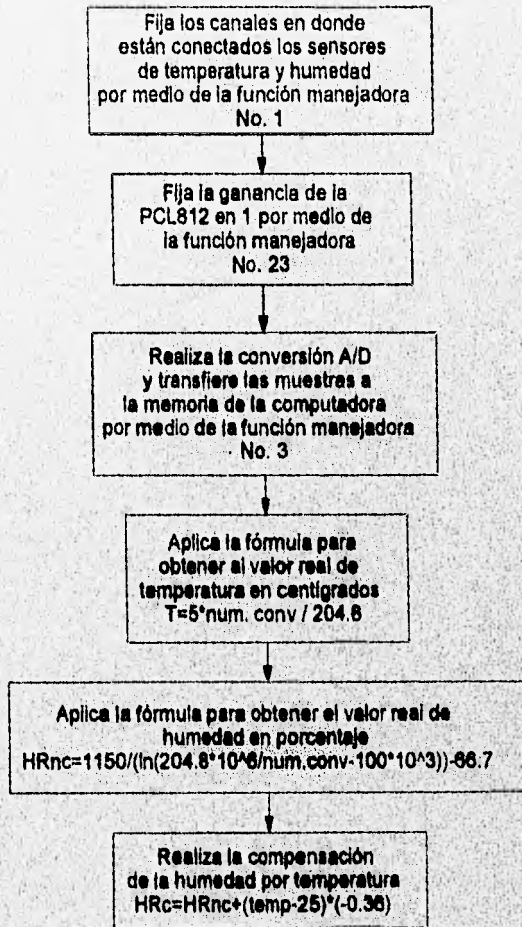


Figura 4.3-b. Diagrama de flujo para la obtención de lecturas de temperatura y humedad.

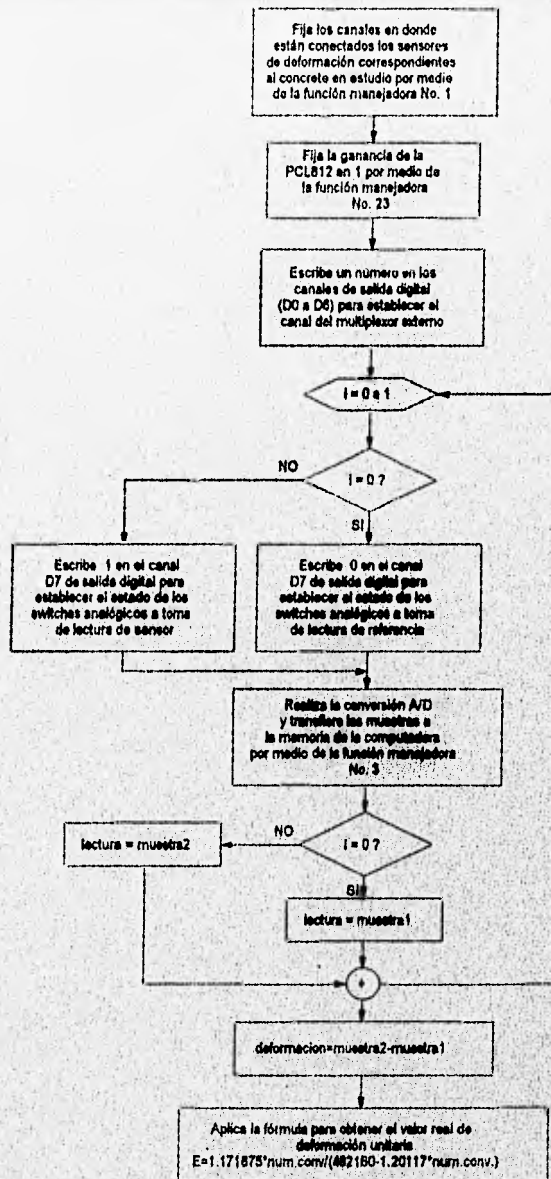


Figura 4.3-c. Diagrama de flujo para la obtención de lecturas de deformación.

Si se desean almacenar muestras de un estudio de concreto diferente al declarado en el inicio de esta opción, se debe presionar la tecla de función **F10** y escoger nuevamente la opción muestrear variables.

Cuando se escoge la opción **enlazar LOTUS**, el control del programa pasa a la subrutina "llamar Lotus 123 "; el diagrama de flujo de esta rutina se muestra en la figura 4.4. Desde esta subrutina se corre el programa Lotus 123 sin abandonar el programa actual, a fin de poder acceder y dar un tratamiento analítico a los datos adquiridos.

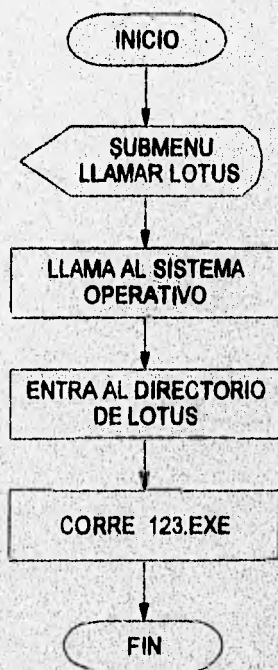


Figura 4.4. Diagrama de flujo de la rutina llamar LOTUS 123.

En el apéndice D se presenta un listado parcial del programa desarrollado.

---

A continuación se presenta la descripción funcional del programa del sistema de adquisición de datos.

#### 4.2. DESCRIPCIÓN FUNCIONAL DEL PROGRAMA DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

En esta sección se describe el funcionamiento del programa desarrollado a partir de su presentación final al usuario. Se presenta una vista inicial del programa, en donde se explican cada uno de sus menús y las acciones que se toman para cada opción. En la figura 4.5 se muestra la primer pantalla del programa.



Figura 4.5. Pantalla inicial del programa.

En la primer pantalla se muestran los menús que se tienen disponibles, ellos son: configuración, muestrear, enlazar *Lotus* y salir; estos menús pueden ser accedidos presionando la tecla de función F10.



El menú de configuración se accesa para configurar, ya sean las variables ambientales (temperatura y humedad) o la deformación del concreto, esta última a partir de las tres pruebas que se realizan al mismo: flujo plástico, flujo por esfuerzo y contracción por secado estándar, tal como se muestra en la figura 4.6. La configuración para la deformación del concreto consiste en indicar al programa el número y rango de canales en los que se encuentran conectados los sensores de deformación, para cada prueba de un concreto en particular; el tipo de muestreo que se llevará a cabo, el periodo de muestreo y el nombre del archivo de datos, estos parámetros son únicos, tanto para cada tipo de concreto como para cada prueba que se le realiza, esto se logra gracias a que cada configuración de deformación se accesa con la fecha de colado del concreto que se desea configurar; como se ilustra en la figura 4.6.

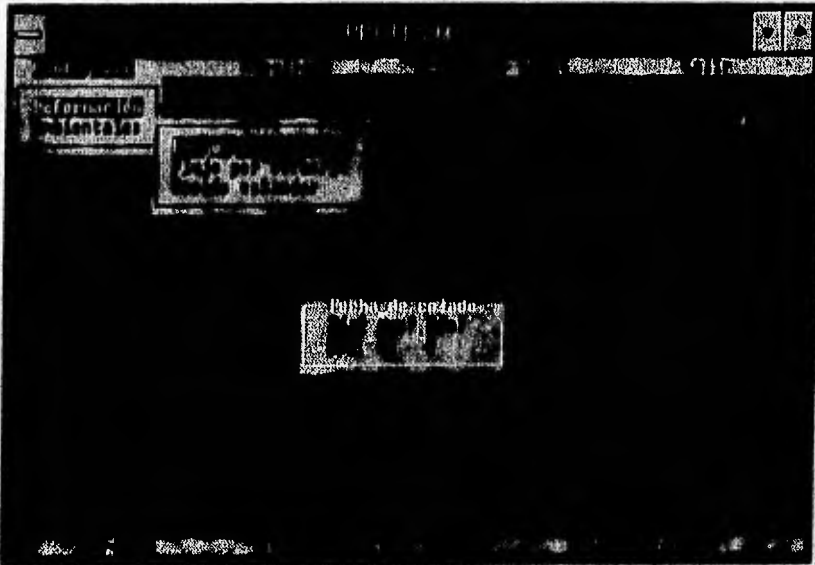


Figura 4.6.

En la figura 4.7 se ilustra la ventana en donde se solicitan los parámetros que requiere el programa para configurar un concreto determinado, en esta ventana se indica la fecha de colado del concreto, y se solicitan los siguientes parámetros:

- Canales a muestrear. En esta opción se deben introducir tanto el número del primer canal como el del último canal que limitan el bloque de canales en donde se encuentran conectados los sensores de deformación para la prueba específica del concreto, sus valores pueden estar en el rango de 0 a 113. El número de canal de inicio debe ser menor que el número del último canal.

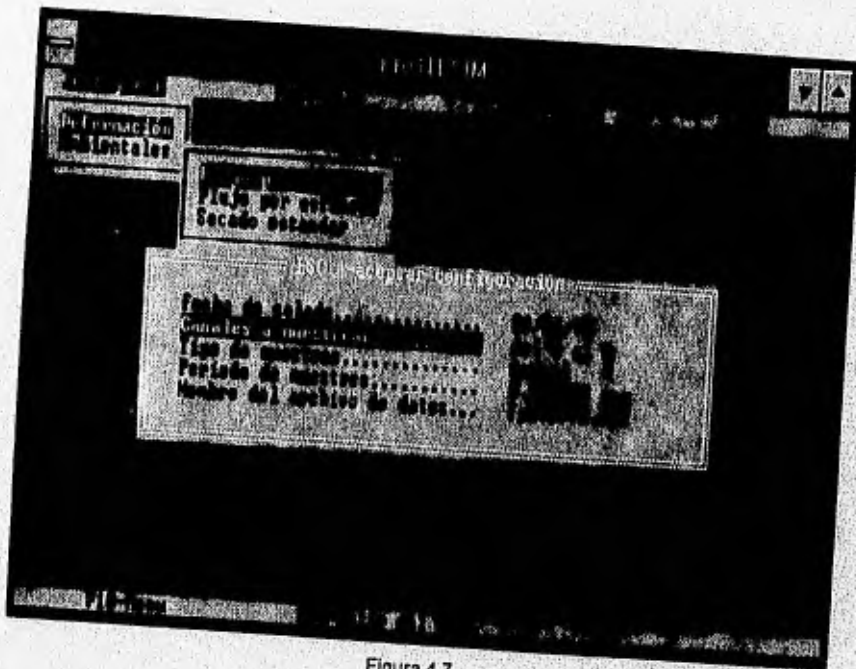


Figura 4.7.

- Tipo de muestreo. En esta opción se puede escoger entre un tipo de muestreo automático y uno llamado manual; cuando se escoge el muestreo automático se toman muestras del bloque de canales con una frecuencia de muestreo preestablecida, si se escoge el muestreo

manual, se toman muestras del bloque de canales cada vez que se le indique al programa, al presionar la tecla de función F1.

- Periodo de muestreo. En esta opción se debe introducir el periodo de muestreo que se quiera, únicamente es válido cuando se ha escogido el tipo de muestreo automático, cuando se escoge el tipo de muestreo manual no se tiene acceso a esta opción. Los valores válidos para el periodo de muestreo van de 1 segundo a 86400 segundos (24 hrs.).

- Nombre del archivo de datos. En esta opción el programa propone de manera automática un nombre para el archivo de datos donde se almacenarán las lecturas de deformación del concreto obtenidas por el sistema de adquisición. El nombre propuesto del archivo consiste de un identificador de la prueba que se va a muestrear (fp para flujo plástico, fe para flujo por esfuerzo y se para secado estándar), seguido por los números de la fecha de colado (día, mes y año), y asignando la extensión ".dat". El nombre del archivo puede ser cambiado por otro.

Una vez que se han introducido los parámetros de configuración para un concreto determinado, éstos quedan almacenados en un archivo de configuración.

La configuración para las variables ambientales consiste en indicar al programa los números de canal en que se encuentran conectados los sensores de temperatura y humedad, el tipo de muestreo que se llevará a cabo y el periodo de muestreo.

En la figura 4.8 se ilustra la ventana en donde se solicitan los parámetros que requiere el programa para configurar a las variables ambientales, en esta ventana se solicitan los siguientes parámetros:

- Canal de temperatura. En esta opción se debe introducir el número del canal en donde se encuentra conectado el sensor de temperatura, en el programa se sugiere un número para el canal, el cual corresponde al penúltimo canal de la tarjeta de adquisición de datos PCL-812PG.

- Canal de humedad. En esta opción se debe introducir el número del canal en donde se encuentra conectado el sensor de humedad, en el programa se sugiere un número para el canal, el cual corresponde al último canal de la tarjeta de adquisición de datos PCL-812PG.

- Tipo de muestreo. En esta opción se puede escoger entre un tipo de muestreo automático y uno llamado manual, cuando se escoge el muestreo automático, se toman muestras de los canales de temperatura y humedad con una frecuencia de muestreo preestablecida, si se escoge el muestreo manual, se toman muestras de las variables ambientales cada vez que se le indique al programa, al presionar la tecla de función F2.

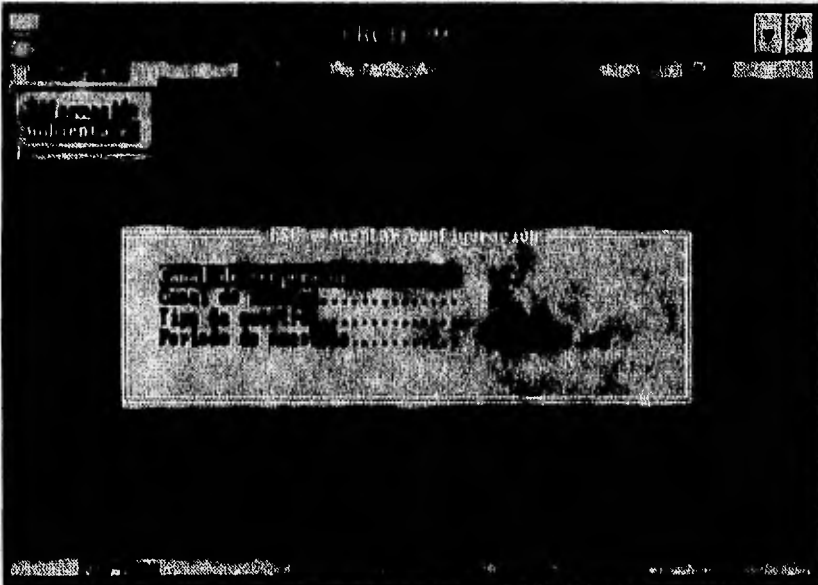


Figura 4.8.

- Periodo de muestreo. En esta opción se debe especificar el periodo de muestreo que se quiera, únicamente es válido cuando se ha escogido el tipo de muestreo automático, cuando se escoge el tipo de muestreo manual no se tiene acceso a esta opción. Los valores válidos para esta opción van de 1 segundo a 86400 segundos (24 hrs.).

Una vez que se han introducido los parámetros de configuración para las variables ambientales, no es necesario volver a introducirlos cada vez que se reinicie el programa.

La opción **Muestrear** del menú se accesa para llevar a cabo el muestreo tanto de las variables ambientales (temperatura y humedad) como de deformación del concreto, a partir de los parámetros que se establecieron en la configuración; se debe entrar a este menú solamente si ya se han introducido parámetros de configuración previamente. En este menú se tienen dos opciones, que son **deformación e Iniciar muestreo**, la opción **deformación** se debe acceder antes de la opción **Iniciar el muestreo**, en esta opción se le especifica al programa el concreto a muestrear, con la fecha de colado y el tipo de prueba que se va a realizar para ese concreto (flujo plástico, flujo por esfuerzo o contracción por secado estándar), tal como se muestra en la figura 4.9.



Figura 4.9.

Una vez que se establecen el concreto y la prueba que se va a muestrear, se pasa a la opción **iniciar muestreo**, en donde se empezará a tomar muestras de las variables de acuerdo con los parámetros establecidos en la configuración, en la figura 4.10 se ilustra la ventana de esta opción. En esta ventana se despliegan los parámetros de muestreo tanto de las variables ambientales como de la deformación del concreto, también se despliegan las gráficas de temperatura y humedad en tiempo real. Dentro de los parámetros que se tienen está la hora del sistema, este parámetro es muy importante, debido a que el programa se basa en este reloj para tomar las muestras y almacenar el tiempo exacto de muestreo en los archivos de datos. Para las variables ambientales, el programa asigna el nombre de los archivos en donde se almacenarán las lecturas de temperatura y humedad, estos nombres consisten de un identificador (tp para temperatura y hm para humedad), seguido por los números de la fecha en que se están tomando las muestras (día, mes y año) y con extensión ".dat".

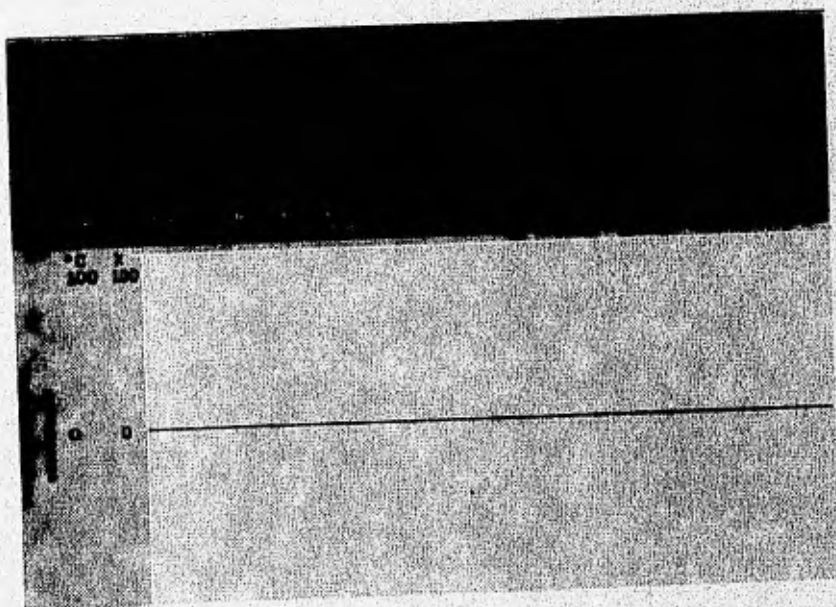


Figura 4.10.

La opción **Enlazar LOTUS** se usa para entrar a la hoja de cálculo LOTUS, esto se hace con el objetivo de acceder los archivos de datos generados durante el muestreo y dar, a

---

los datos, el tratamiento analítico adecuado. Los archivos de datos generados por el programa de adquisición tienen un formato adecuado para poder ser leídos por la hoja de cálculo. La manera de accederlos es la siguiente, una vez que se ha entrado a Lotus, se accesan como archivos importados de números, el formato que tienen es el siguiente: en las seis primeras columnas se tienen los datos de la hora y fecha del muestreo, seguidas por las lecturas tomadas en ese instante; el formato del archivo se ilustra en la figura 4.11.

La opción salir sirve para salir del programa de adquisición de datos.



Figura 4.11.

La hoja de cálculo que interactúa con el programa de adquisición de datos ayuda a dar presentaciones finales a los datos adquiridos, con ella se pueden tener presentaciones de los datos en forma de tablas o gráficas, también se tiene la posibilidad de dar tratamiento analítico de los datos adquiridos, éste tratamiento consiste en aplicar un método de regresión a fin de modelar mediante una ecuación el comportamiento de los datos adquiridos del concreto en estudio, esto es con el objetivo de poder predecir el comportamiento futuro del concreto. La experiencia obtenida a través del estudio de diversos concretos nos proporciona información sobre las ecuaciones que definen el comportamiento de la deformación de un concreto a través del tiempo y

bajo carga constante, obteniéndose que la forma de la ecuación que mejor define el comportamiento de la contracción por secado de un concreto está dada por:

$$\varepsilon_t = \frac{t}{a+t} \varepsilon_u$$

en donde:

$\varepsilon_t$  es la contracción por secado

t es el tiempo en días a partir de la edad de secado

$\varepsilon_u$  y a son constantes que se determinan a partir de las muestras obtenidas para esta prueba.

De la misma manera se tiene una ecuación que define el comportamiento del *creep* de un concreto, el cual se establece por:

$$\varepsilon_c = \frac{t^{0.6}}{b+t^{0.6}} C_u$$

en donde:

$\varepsilon_c$  es la deformación debida al *creep*

t es el tiempo en días a partir de la edad de secado

b y  $C_u$  son constantes que se determinan a partir de las muestras obtenidas para esta prueba.

A partir de estas ecuaciones es posible predecir el comportamiento del concreto para edades superiores al periodo de prueba.



## **Resultados y Conclusiones**

### **RESULTADOS**

El nivel de desarrollo que se logró en el presente trabajo fue diseño y prueba de los circuitos propuestos, prueba de las funciones de la tarjeta de adquisición de datos, y desarrollo del software.

Los resultados que a continuación se presentan describen el comportamiento del sistema hasta el nivel de desarrollo alcanzado.

#### **Integración del sistema**

**Adquisidor de datos.** Como parte central del sistema de adquisición de datos, se seleccionó la tarjeta PCL-812PG, por sus ventajas para la aplicación requerida sobre otros sistemas de adquisición de datos, tal como se expuso en el capítulo 3. Las pruebas realizadas a esta tarjeta de adquisición de datos consistieron en verificar la correcta operación de las funciones usadas en el desarrollo de este trabajo (conversión A/D y salidas digitales). Se evaluaron los distintos modos de disparo y los diferentes tipos de transferencia de datos de la conversión A/D, con el fin de seleccionar el más apropiado para la aplicación desarrollada, dando por resultado el uso final de disparos por software y transferencia de datos por control de programa. Esta forma de control de la conversión A/D es posible gracias a que las señales

muestreadas son señales de DC, por lo que no se requiere el uso de altas frecuencias de muestreo.

**Acondicionamiento de variables.** En lo referente a los circuitos de acondicionamiento, se realizaron pruebas de funcionamiento a los circuitos acondicionadores de las señales de temperatura, humedad y deformación. Para las señales de deformación, se realizaron pruebas a la lógica que controla el auto ajuste a cero y el multiplexado, así como también se probaron los circuitos puente y de amplificación, integrados con la computadora y el software desarrollado. En cuanto a los circuitos de acondicionamiento del sensor de humedad se probaron el circuito de excitación del sensor y el convertidor de AC a DC tanto de forma separada como integrados con el adquisidor. Para el sensor de temperatura se probó el funcionamiento correcto del sensor integrado con el filtro y el circuito de amplificación, todo a su vez integrado con el adquisidor de datos y el software desarrollado. En general, las pruebas realizadas a los circuitos acondicionadores resultaron en un funcionamiento aceptable para la aplicación requerida.

**Computadora.** El sistema es capaz de operar con los requerimientos mínimos de una computadora 80286, con monitor VGA, 640 Kbytes en RAM, una unidad de disco duro y una ranura de expansión disponible.

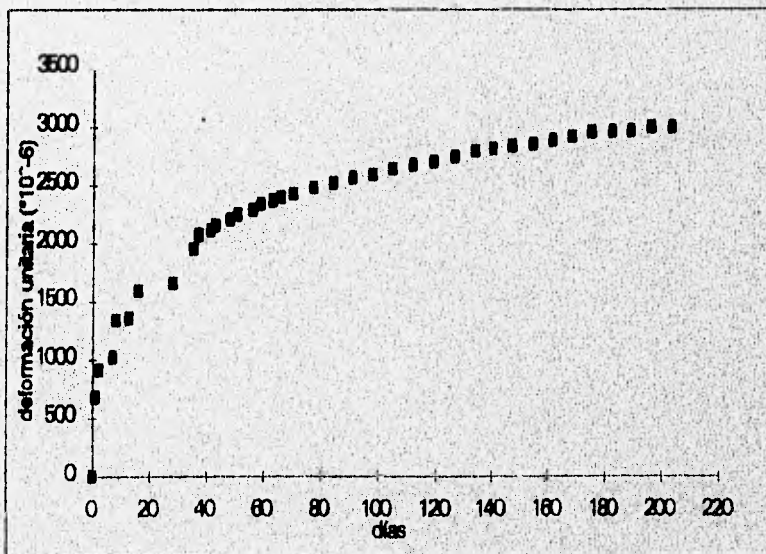
**Fuentes de alimentación.** Se diseñaron fuentes lineales de alimentación con voltajes de salida de  $\pm 8V$ ,  $+12V$  y  $+5V$ , con capacidad de manejo de corriente para polarizar el sistema cuando se estudie un solo concreto (22 sensores de deformación) y se vigilen las variables ambientales (temperatura y humedad). Las fuentes diseñadas se presentan en el apéndice C.

El análisis de los datos adquiridos, desarrollado en la hoja de cálculo, es bien conocido por el usuario que tiene amplia experiencia en el comportamiento de los concretos y en el método de análisis aplicado para el estudio de ellos. Los datos de deformación adquiridos son usados básicamente para obtener una curva de regresión que describa el comportamiento del concreto para las diferentes pruebas realizadas, a fin de poder generar una ecuación que permita extrapolar el comportamiento del concreto a través del tiempo.

Con el objetivo de que en el futuro se tengan datos de referencia que permitan comparar resultados entre datos obtenidos en forma manual y datos adquiridos con el sistema diseñado, se presentan a continuación resultados del estudio de un concreto obtenidos a partir del procedimiento manual.

A continuación se presentan las gráficas resultantes del comportamiento de un concreto fabricado con los siguientes agregados: grava basáltica, arena basáltica al 50 % y arena andesítica al 50 %. Este concreto presentó una resistencia a compresión de  $375 \text{ kg/cm}^2$  a una edad de 28 días.

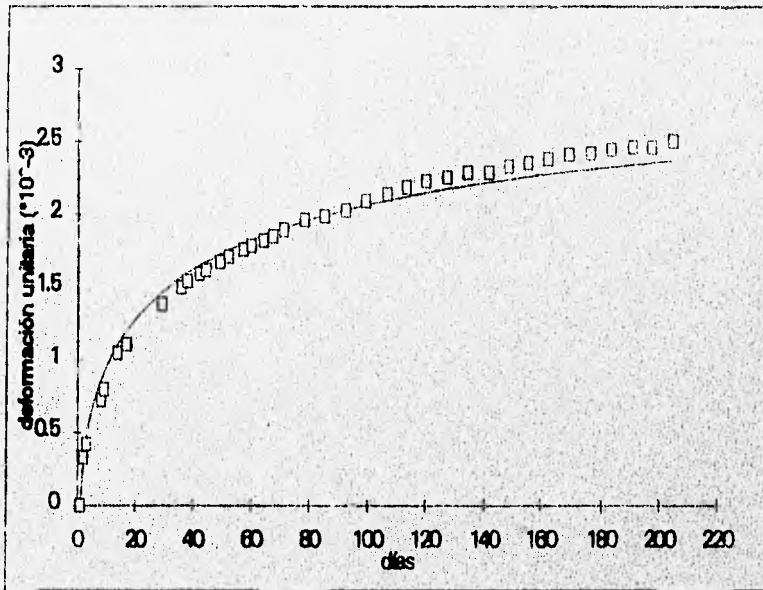
La gráfica 5.1. muestra el comportamiento del concreto cuando se le aplica una carga constante sostenida equivalente al 40% de la resistencia a compresión durante un periodo de prueba; esta gráfica proporciona información del flujo por esfuerzo, el cual involucra a la deformación elástica inicial, el *creep* y a la contracción por secado, debido a que los datos fueron obtenidos durante un periodo largo de prueba.



Gráfica 5.1. Flujo por esfuerzo.

En la gráfica 5.2 se presenta la deformación del concreto debida únicamente al *creep*. Los puntos representan el promedio de las lecturas tomadas y la línea continua representa la curva de aproximación obtenida, la cual está definida por la siguiente función:

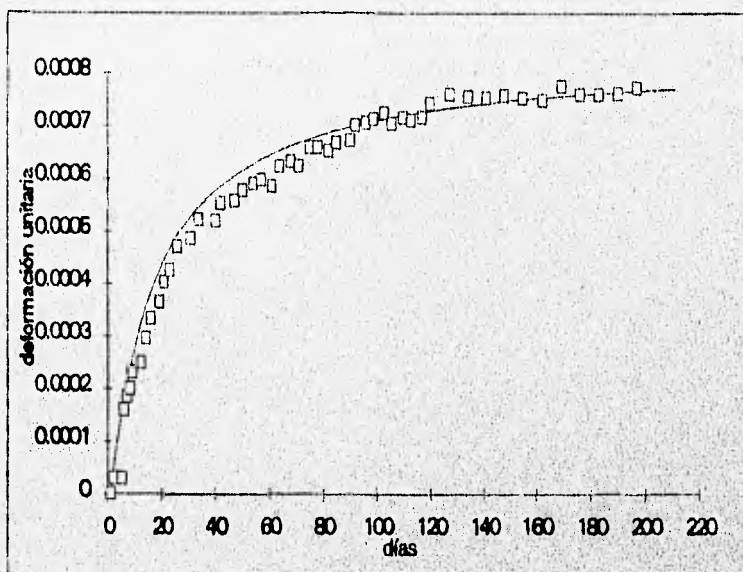
$$\varepsilon_c = \frac{t^{0.6}}{8.94 + t^{0.6}} \cdot 3.243 \cdot 10^{-3}$$



Gráfica 5.2. Deformación debida al *creep*.

En la gráfica 5.3 se presenta la deformación del concreto debida únicamente a la contracción por secado, esta prueba se realiza sin aplicar carga al concreto. Los puntos representan el promedio de las lecturas tomadas y la línea continua representa la curva de aproximación obtenida, la cual está definida por la siguiente función:

$$\epsilon_t = \frac{t}{17.5+t} \cdot 8.35 \cdot 10^{-4}$$



Gráfica 5.3. Contracción por secado.

## CONCLUSIONES

El sistema de adquisición de datos diseñado en este trabajo cumple con el objetivo de automatizar la adquisición para el posterior procesamiento de los datos de la cámara de curado seco del Instituto de Ingeniería, logrando así realizar la toma de mediciones de deformación del concreto de forma rápida y sencilla.

Además, el manejo de la información es confiable y su disponibilidad es inmediata a manera de archivos, pudiendo tener acceso a la información, por medio de la hoja de cálculo especializada para realizar el análisis de la misma.

El programa se diseñó para llevar a cabo el reconocimiento de 112 sensores de deformación, lo cual capacita al programa para poder estudiar 5 tipos diferentes de concretos a la vez.

Así, el sistema de adquisición de datos satisface ampliamente los requerimientos establecidos, logrando el objetivo de automatizar la adquisición de datos de la cámara de curado y dejando posibilidades abiertas para efectuar en el futuro el control de las variables ambientales por medio de las salidas digitales y analógicas de la tarjeta de adquisición de datos.

El sistema de adquisición de datos fue diseñado con el fin de cumplir características tales como: bajo costo, sencillez de manejo y un mínimo de necesidad de operación manual.

## ***Bibliografía***

Boylestad, Robert, *Electrónica Teoría de Circuitos*, Prentice Hall (1989).

Balcells, Josep y coautores, *Interferencias Electromagnéticas en Sistemas Electrónicos*, Alfaomega (1992).

Caballos, Fco. Javier, *Curso de programación con C*, Macrobit (1989).

Coughlin, Robert F., *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales*, Prentice Hall (1993).

Earl, G. y Harner, E., *Composition and Properties of Concrete*, Mc Graw-Hill (1956).

Eggebrecht, Lewis C., *Interfacing to the IBM Personal Computer*, Howard W. Sams & Company (1988).

Exar, *Application Note* (1990).

Facultad de Ingeniería, *Análisis Experimental de Esfuerzos Aplicado*, División de Estudios de Posgrado (1994).

Holman, Jack P., *Métodos Experimentales para Ingenieros*, Mc Graw Hill (1986).

Horowitz, P. Y Hill, Winfield., *The Art of Electronics*, Cambridge University Press (1982).

*Bibliografía*

---

More, Steve, *Designing with Analog Switches*, Dekker (1991).

National Semiconductor, *CMOS Logic Databook* (1988).

National Semiconductor, *Data Acquisition Linear Devices* (1989).

Norma ASTM, Volumen 4.02.

Pallás, Ramón A. y Webster, John G., *Sensor and Signal Conditioning*, Wiley Inter Science (1991).

Perry, CC y HR Clissner, *The Strain Gage Primer*, Mc Graw Hill, Segunda Edición.

Schildt, Herbert, *Programación en Turbo C*, Mc Graw Hill (1994).

Schildt, Herbert, *Turbo C/C++ Manual de Referencia*, Mc Graw Hill, (1994).

Seippel, Robert G., *Transducer Interfacing and Signal Conditioning for Process Control*, Reston (1988).

Texas Instruments, *Linear Circuits* (1992).

Texas Instruments, *The TTL Logic Data Book* (1989).



# ***Apéndice A***

## ***Hojas de Datos Característicos***

---



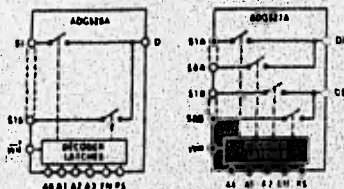
## CMOS Latched 8/16 Channel Analog Multiplexers

### ADG526A/ADG527A

#### FEATURES

- 4V Supply Maximum Rating
- V<sub>DD</sub> to V<sub>DD</sub> Analog Signal Range
- Single-Dual Supply Configurations
- Wide Supply Range (10.5V to 18.0V)
- Microprocessor Compatible (100ns ON Pulse)
- Extended Plastic Temperature Range (-40°C to +85°C)
- Low Leakage (20pA typ)
- Low Power Dissipation (20mW max)
- Summer Alternative to: DG526 DG527

#### ADG526A/ADG527A FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



#### GENERAL DESCRIPTION

The ADG526A and ADG527A are CMOS monolithic analog multiplexers with 8 channels and dual 8 channels respectively. Each channel includes microprocessor interfacing. The ADG526A receives one of 8 inputs to a common output depending on the state of four binary address and an enable input. The ADG527A receives one of 16 differential inputs to a common differential output depending on the state of three binary address and an enable input. Both devices have TTL and 5V LCMOS logic compatible digital inputs.

The ADG526A and ADG527A are designed as an enhanced LCMOS process which gives an increased signal capability of V<sub>DD</sub> to V<sub>DD</sub> and a wider dynamic range with a wide range of output impedances. The devices can tolerate voltage overshoots to the 100% to 160% range of dual supply range. These multiplexers also feature high switching speeds and low leakage.

#### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Single Dual Supply Configurations with a Wide Turnover—The devices are available in the 10.5V to 18.0V range for both single and dual supplies.
2. Easy Interfacing—The ADG526A and ADG527A can be easily interfaced to all microprocessors. The  $\overline{EN}$  signal latches the state of the address control lines and the  $\overline{CS}$  line. The  $\overline{OE}$  signal clears both the address and output data in the latches resulting in no output until  $\overline{OE}$ .  $\overline{CS}$  may be tied to the microprocessor reset pin.
3. Extended Signal Range—The enhanced LCMOS processing results in a high breakdown and an increased analog signal range of V<sub>DD</sub> to V<sub>DD</sub>.

#### 4. Break Before-Make Switching

Switches are guaranteed break-before-make up to the input voltage and practical against inrush current limiting.

#### 5. Low Leakage

Low leakage currents in the range of 20pA make these multiplexers suitable for both precision current.

#### ORDERING INFORMATION

Temperature Range and Package Options		
-40°C to +85°C	-40°C to +85°C	14-Pin SO
		16-Pin SO
Pinout (TYP. N°)	Temperature (TYP.)	Part Number (TYP.)
ADG526AKN	ADG526AW	ADG526ATQ
ADG527AKN	ADG527AW	ADG527ATQ
PLCC (P-18A)		1-CEC (E-18A)
ADG526AKP		ADG526ATP
ADG527AKP		ADG527ATP

#### NOTES

1. Contact ADI (1-800-388-8700) for more information.
2. Contact your local sales office for more information.
3. See Section 14 for package number definitions.
4. TYP. Pinout (TYP. Pinout).
5. TYP. 1-CEC (E-18A).



ADG526A/ADG527A

Single Supply  $V_{DD} = +1.8V$  to  $+1.5V$ ,  $V_{SS} = GND$  or  $0V$  unless otherwise noted

Parameter	ADG526A ADG527A 5-Volt max		ADG526A ADG527A 3-Volt max		ADG526A ADG527A 1.5-Volt max		Units	Comments
	+15°C +5°C	+5°C -5°C	+15°C +5°C	+5°C -5°C	+15°C +5°C	+5°C -15°C		
<b>ANALOG SWITCH</b>								
Always Signal Range	$V_{OH}$	$V_{OL}$	$V_{OH}$	$V_{OL}$	$V_{OH}$	$V_{OL}$	$V_{OH}$	$V_{OH}$
$R_{on}$	300	1000	300	1000	300	1000	100p	$V_{OH} = V_{DD} = 1.8V$ , $I_{OH} = 0.5mA$ , (See Current 1)
$R_{off, Drain}$	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	10p	$V_{OH} = V_{OL} = 1.8V$ , $I_{OH} = 0.5mA$ , $V_{OL} = 0V$ , $I_{OL} = 0.5mA$
$R_{off, Switch}$	1	1	1	1	1	1	1	None
$t_{ON}$ (100% ON Input Voltage)	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	ns/typ	$V_{OH} = 1.8V$ , $V_{OL} = 0V$ , $V_{DD} = 1.8V$ , (See Current 2)
$t_{OFF}$ (50% Output Voltage)	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	ns/typ	$V_{OH} = 1.8V$ , $V_{OL} = 0V$ , $V_{DD} = 1.8V$ , (See Current 3)
$t_{RST}$ (10% Output Voltage)	1	1	1	1	1	1	ns/typ	
$t_{ON}$ (10% Output Voltage)	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	ns/typ	$V_{OH} = 1.8V$ , $V_{OL} = 0V$ , $V_{DD} = 1.8V$ , (See Current 4)
$t_{OFF}$ (10% Output Voltage)	1	1	1	1	1	1	ns/typ	
$t_{RST}$ (10% Output Voltage)	1	1	1	1	1	1	ns/typ	
$t_{ON}$ (Microsecond (MS) Input Voltage ADG527A only)	25	25	25	25	25	25	ns/typ	$V_{OH} = 1.8V$ , $V_{OL} = 0V$ , $V_{DD} = 1.8V$ , (See Current 5)
<b>DIGITAL INPUTS/OUTPUTS</b>								
Input High Voltage	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	V <sub>max</sub>	
Input Low Voltage	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	V <sub>min</sub>	
Input Rise/Fall	1	1	1	1	1	1	ns/Max	
Output Drive (100% Duty Cycle)	1	1	1	1	1	1	ns/Max	
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>								
$V_{OH}$ (min)	1.80	1.80	1.80	1.80	1.80	1.80	ns/typ	$V_{OH} = 1.8V$ , $V_{OL} = 0V$ , $V_{DD} = 1.8V$ , (See Current 6)
$V_{OL}$ (max)	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	ns/typ	(See Current 7)
$V_{OH}$ (10% SW)	25	10	25	10	25	10	ns/typ	(See Current 8 and 9)
$V_{OL}$ (10% SW)	100	100	100	100	100	100	ns/typ	
$V_{OH}$ (50% SW)	200	200	200	200	200	200	ns/typ	(See Current 8 and 9)
$V_{OL}$ (50% SW)	100	100	100	100	100	100	ns/typ	
$t_{ON}$ (10% to 90%)	100	100	100	100	100	100	ns/typ	(See Figure 1)
$t_{OFF}$ (90% to 10%)	10	10	10	10	10	10	ns/typ	(See Figure 2)
$t_{RST}$ (10% to 90%)	100	100	100	100	100	100	ns/typ	(See Figure 3)
<b>DC CHARACTERISTICS</b>								
$I_{DD}$ (max)	10	10	10	10	10	10	mA/typ	$V_{OH} = 0.8V$ , $V_{OL} = 0V$ , $V_{DD} = 1.8V$ , $V_{SS} = 0V$ , $I_{OH} = 0.5mA$ , (See Figure 4)
$I_{DD}$ (typ)	1	1	1	1	1	1	mA/typ	$V_{OH} = 0.8V$
$I_{DD}$ (min)	0	0	0	0	0	0	mA/typ	$V_{OH} = 0.8V$
Quiescent Current	11	11	11	11	11	11	mA/typ	$V_{OH} = 0.8V$
Dynamic Current	21	21	21	21	21	21	mA/typ	$V_{OH} = 0.8V$
Power Dissipation	11	11	11	11	11	11	mW/typ	$V_{OH} = 0.8V$ , $V_{OL} = 0V$ , (See Current 11)
Power Dissipation	21	21	21	21	21	21	mW/typ	

NOTE  
 1.  $V_{OH}$  and  $V_{OL}$  are measured at 10% and 90% of the output voltage.  
 2.  $t_{ON}$  and  $t_{OFF}$  are measured at 50% of the output voltage.



ADG526A/ADG527A

TIMING DIAGRAMS

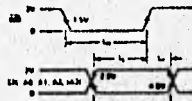


Figure 1

Figure 1 shows the timing sequence for latching the switch above and enable inputs. The factors are treated separately, therefore, while CS is held low, the factors are transparent and the switches respond to the address and enable inputs. The signal flow is based on the rising edge of CS.

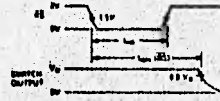


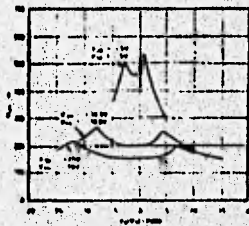
Figure 2

Figure 2 shows the Reset Pulse Width,  $t_{RESET}$ , and Reset Turn-off Time,  $t_{RESET(OFF)}$ .

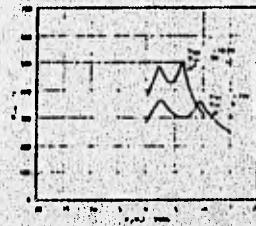
Note: All digital signal signals rise and fall times measured from 10% to 90% of  $V_{DD}$ .  $t_{CS} = t_{EN} = 20ns$ .

Typical Performance Characteristics

The multiplexers are guaranteed functional with reduced inputs or dual support down to 4.5V.



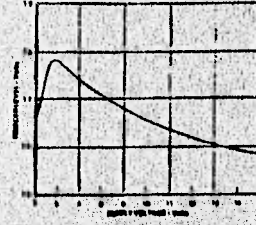
Power as a Function of  $V_{DD}/V_{SS}$ : Dual Supply Voltage,  $T_c = +25^\circ C$



Power as a Function of  $V_{DD}/V_{SS}$ : Single Supply Voltage,  $T_c = +25^\circ C$

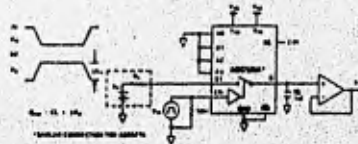


Leakage Current as a Function of Temperature  
Note: Leakage Currents Reduce as the Supply Voltage Reduces



Trigger Levels vs. Power Supply Voltage, Dual or Single Supply,  $T_c = +25^\circ C$

TEST CIRCUIT 11  
CHARGE INJECTION



TERMINOLOGY

$R_{00}$	Ohmic resistance between terminals 0 and 5	$t_{50}$ (EN)	Delay time between the 50% and 10% points of the digital input and switch "OFF" condition
$R_{00}$ Match	Deviation between the $R_{00}$ of any two channels	$t_{50}$ (EF)	Delay time between the 50% and 80% points of the digital inputs and switch "ON" condition when switching from one address state to another
$R_{00}$ Dev	Change in $R_{00}$ versus temperature	$t_{50}$ (EF)	"OFF" time measured between 50% points of both outputs when switching from one address state to another
$I_{01}$ (OFF)	Source terminal leakage current when the switch is off	$V_{01}$	Maximum input voltage for Logic "0"
$I_{01}$ (ON)	Drain terminal leakage current when the switch is on	$V_{01}$ (low)	Minimum input voltage for Logic "1"
$I_{01}$ (IN)	Leakage current that flows from the closed switch into the body	$V_{01}$ (high)	Input voltage of the digital input
$V_0$ ( $V_{01}$ )	Analogue voltage on terminal 5 or 11	$V_{01}$	Main positive voltage supply
$C_0$ (OFF)	Channel input capacitance for "OFF" condition	$V_{01}$	Main negative voltage supply
$C_0$ (ON)	Channel output capacitance for "ON" condition	$V_{01}$	Positive supply current
$C_0$	Digital input capacitance	$I_{01}$	Negative supply current
$t_{50}$ (EN)	Delay time between the 50% and 10% points of the digital input and switch "ON" condition		



**CD4051BM/CD4051BC Single 8-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer**  
**CD4052BM/CD4052BC Dual 4-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer**  
**CD4053BM/CD4053BC Triple 2-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer**

**General Description**

These analog multiplexers/demultiplexers are digitally controlled analog switches having low "ON" impedance and very low "OFF" leakage currents. Control of analog signals up to  $15V_{DD}$  can be achieved by digital signal amplitudes of 3-15V. For example, if  $V_{DD} = 5V$ ,  $V_{SS} = 0V$  and  $V_{EE} = -5V$ , analog signals from  $-5V$  to  $+5V$  can be controlled by digital inputs of 0-5V. The multiplexer circuits dissipate extremely low quiescent power over the full  $V_{DD}$ - $V_{SS}$  and  $V_{DD}$ - $V_{EE}$  supply voltage ranges, independent of the logic state of the control signals. When a logical "1" is present at the inhibit input terminal all channels are "OFF".

CD4051BM/CD4051BC is a single 8-channel multiplexer having three binary control inputs, A, B, and C, and an inhibit input. The three binary signals select 1 of 8 channels to be turned "ON" and connect the input to the output.

CD4052BM/CD4052BC is a differential 4-channel multiplexer having two binary control inputs, A and B, and an inhibit input. The two binary input signals select 1 or 4 pairs of channels to be turned on and connect the differential analog inputs to the differential outputs.

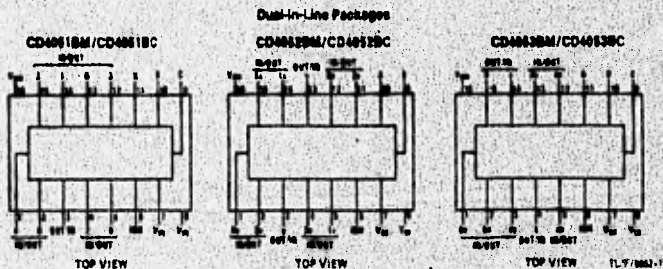
CD4053BM/CD4053BC is a triple 2-channel multiplexer having three separate digital control inputs, A, B, and C, and

an inhibit input. Each control input selects one of a pair of channels which are connected in a single-pole double-throw configuration.

**Features**

- Wide range of digital and analog signal levels: digital 3-15V, analog to  $15V_{DD}$
- Low "ON" resistance: 800 (typ.) over entire  $15V_{DD}$  signal-input range for  $V_{DD} - V_{SS} = 15V$
- High "OFF" resistance: channel leakage of  $\pm 10$  pA (typ.) at  $V_{DD} - V_{EE} = 10V$
- Logic level conversion for digital addressing signals of 3-15V ( $V_{DD} - V_{SS} = 3-15V$ ) to switch analog signals to  $15 V_{DD}$  ( $V_{CC} - V_{EE} = 15V$ )
- Matched switch characteristics:  $\Delta R_{ON} = 5\Omega$  (typ.) for  $V_{DD} - V_{EE} = 15V$
- Very low quiescent power dissipation under all digital-control input and supply conditions:  $1 \mu W$  (typ.) at  $V_{DD} - V_{SS} = V_{DD} - V_{EE} = 10V$
- Binary address decoding on chip

**Connection Diagrams**



Order Number CD4051B\*, CD4052B\*, or CD4053B\*

\*Please look into Section 6, Appendix D for availability of various package types.



### Absolute Maximum Ratings

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

DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	-0.5 $V_{DD}$ to +18 $V_{DD}$
Input Voltage ( $V_{in}$ )	-0.5 $V_{DD}$ to $V_{DD}$ + 0.5 $V_{DD}$
Storage Temperature Range ( $T_s$ )	-65°C to +150°C
Power Dissipation ( $P_D$ )	700 mW
Dual-In-Line	600 mW
Small Outline	200 mW
Lead Temp. ( $T_L$ ) (soldering, 10 sec.)	260°C

### Recommended Operating Conditions

DC Supply Voltage ( $V_{DD}$ )	-5 $V_{DD}$ to -15 $V_{DD}$
Input Voltage ( $V_{in}$ )	0V to $V_{DD}$ + 0.5 $V_{DD}$
Operating Temperature Range ( $T_A$ )	-55°C to +125°C
4051BM/40525M/4053EM	-40°C to +85°C
4051BC/4052BC/4053BC	

### DC Electrical Characteristics (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-55°C		-25°		+125°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	
$I_{CC}$	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$ $V_{DD} = 10V$ $V_{DD} = 15V$		5 10 20			5 10 20	150 300 600	$\mu A$
<b>Signal Inputs (<math>V_{in}</math>) and Outputs (<math>V_{out}</math>)</b>									
$R_{ON}$	"ON" Resistance (Peak for $V_{EG} \leq V_{IG} \leq V_{DD}$ )	$R_L = 10 k\Omega$ (any channel selected)		800		270	1050	1300	$\Omega$
		$V_{DD} = 2.5V$ , $V_{EG} = -2.5V$ , or $V_{DD} = 5V$ , $V_{EG} = 0V$							
		$V_{DD} = 5V$ , $V_{EG} = -5V$ , or $V_{DD} = 10V$ , $V_{EG} = 0V$		310		120	400	650	$\Omega$
		$V_{DD} = 7.5V$ , $V_{EG} = -7.5V$ , or $V_{DD} = 15V$ , $V_{EG} = 0V$		200		80	240	320	$\Omega$
$R_{OFF}$	"OFF" Resistance Between Any Two Channels	$R_L = 10 k\Omega$ (any channel selected)				10			$\Omega$
		$V_{DD} = 2.5V$ , $V_{EG} = -2.5V$ , or $V_{DD} = 5V$ , $V_{EG} = 0V$							
		$V_{DD} = 5V$ , $V_{EG} = -5V$ , or $V_{DD} = 10V$ , $V_{EG} = 0V$				10			$\Omega$
		$V_{DD} = 7.5V$ , $V_{EG} = -7.5V$ , or $V_{DD} = 15V$ , $V_{EG} = 0V$				5			$\Omega$
	"OFF" Channel Leakage Current, any channel "OFF"	$V_{DD} = 7.5V$ , $V_{EG} = -7.5V$ $I/O = \pm 7.5V, I/O = 0V$		$\pm 80$		$\pm 0.01$	$\pm 50$	$\pm 500$	nA
	"OFF" Channel Leakage Current, all channels "OFF" (Common OUT/IN)	Inhibit = 7.5V $V_{DD} = 7.5V$ , $V_{EG} = -7.5V$ , $I/O = 0V$ , $I/O = \pm 7.5V$		$\pm 200$		$\pm 0.08$	$\pm 200$	$\pm 2000$	nA
		CD4051		$\pm 200$		$\pm 0.04$	$\pm 200$	$\pm 2000$	nA
		CD4063		$\pm 200$		$\pm 0.02$	$\pm 200$	$\pm 2000$	nA
<b>Control Inputs A, B, C and Inhibit</b>									
$V_{IL}$	Low Level Input Voltage	$V_{EG} = V_{DD}$ , $R_L = 1 k\Omega$ to $V_{DD}$ $I_{in} < 2 \mu A$ on all OFF channels $V_{in} = V_{DD}$ thru 1 k $\Omega$		1.5 3.0 4.0		1.5 3.0 4.0	1.5 3.0 4.0		V
$V_{OH}$	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5$ $V_{DD} = 10$ $V_{DD} = 15$	3.5 7 11		3.5 7 11		3.5 7 11		V

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Exceeding "Operating Temperature Range" may not result in any failure but the device should be operated at these rates. The type of "Electrical Characteristics" provide warnings for actual device operation.

Note 2: All voltages measured with respect to  $V_{DD}$  unless otherwise specified.

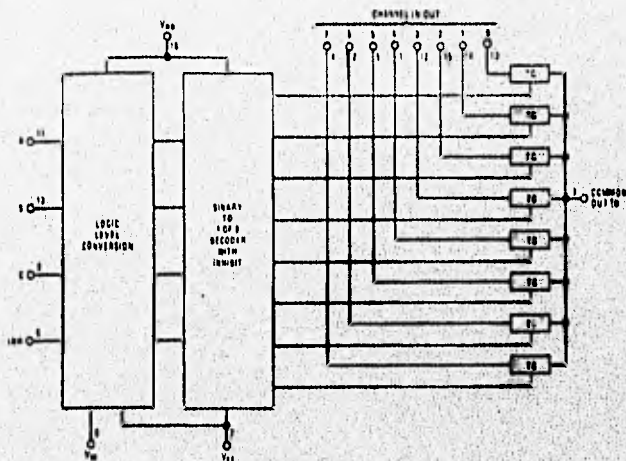
DC Electrical Characteristics (Note 2) (Continued)										
Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		-25°C		+55°C		Units	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min		Max
I <sub>IN</sub>	Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V, V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>EE</sub> = 0V	-0.1		-10 <sup>-5</sup>		-0.1		-1.0	μA
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V, V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>EE</sub> = 0V	0.1		10 <sup>-5</sup>		0.1		1.0	μA
I <sub>DD</sub>	Quiescent Device Current	V <sub>DD</sub> = 5V	20				20		150	μA
		V <sub>DD</sub> = 10V	40				40		300	μA
		V <sub>DD</sub> = 15V	80				80		600	μA
Signal Inputs (V <sub>IS</sub> ) and Outputs (V <sub>OS</sub> )										
R <sub>ON</sub>	"ON" Resistance (Peak for V <sub>EE</sub> ≤ V <sub>IS</sub> ≤ V <sub>DD</sub> )	R <sub>L</sub> = 10 kΩ (any channel selected)	V <sub>DD</sub> = 2.5V, V <sub>EE</sub> = -2.5V or V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>EE</sub> = 0V		850	270	1050		1200	Ω
		V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>EE</sub> = -5V or V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>EE</sub> = 0V		330	120	400		520	Ω	
		V <sub>DD</sub> = 7.5V, V <sub>EE</sub> = -7.5V or V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>EE</sub> = 0V		210	80	240		300	Ω	
ΔR <sub>ON</sub>	Δ"ON" Resistance Between Any Two Channels	R <sub>L</sub> = 10 kΩ (any channel selected)	V <sub>DD</sub> = 2.5V, V <sub>EE</sub> = -2.5V or V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>EE</sub> = 0V			10				Ω
		V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>EE</sub> = -5V or V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>EE</sub> = 0V			10					Ω
		V <sub>DD</sub> = 7.5V, V <sub>EE</sub> = -7.5V or V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>EE</sub> = 0V			5					Ω
	"OFF" Channel Leakage Current, any channel "OFF"	V <sub>DD</sub> = 7.5V, V <sub>EE</sub> = -7.5V, O/I = ±7.5V, I/O = 0V		±80	±0.81	±80		±600	nA	
"OFF" Channel Leakage Current, all channels "OFF" (Common OUT/IN)	Inhibit = 7.5V, V <sub>DD</sub> = 7.5V, V <sub>EE</sub> = -7.5V, O/I = 0V, I/O = ±7.5V	CD4051		±800	±0.88	±800		±2000	nA	
	Inhibit = 7.5V, V <sub>DD</sub> = 7.5V, V <sub>EE</sub> = -7.5V, O/I = 0V, I/O = ±7.5V	CD4052		±800	±0.04	±200		±2000	nA	
	Inhibit = 7.5V, V <sub>DD</sub> = 7.5V, V <sub>EE</sub> = -7.5V, O/I = 0V, I/O = ±7.5V	CD4053		±800	±0.58	±200		±2080	nA	
Control Inputs A, B, C and Inhibit										
V <sub>L</sub>	Low Level Input Voltage	V <sub>EE</sub> = V <sub>DD</sub> , R <sub>L</sub> = 1 kΩ to V <sub>DD</sub> , I <sub>g</sub> < 8 μA on all OFF Channels, V <sub>IS</sub> = V <sub>DD</sub> thru 1 kΩ								
		V <sub>DD</sub> = 5V		1.5		1.5		1.5		V
		V <sub>DD</sub> = 10V		3.0		3.0		3.0		V
		V <sub>DD</sub> = 15V		4.0		4.0		4.0		V
V <sub>H</sub>	High Level Input Voltage	V <sub>DD</sub> = 5	3.5		3.5		3.5		3.5	V
		V <sub>DD</sub> = 10	7		7		7		7	V
		V <sub>DD</sub> = 15	11		11		11		11	V
I <sub>IN</sub>	Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V, V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>EE</sub> = 0V	-0.1		-10 <sup>-5</sup>		-0.1		-1.0	μA
		V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V, V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>EE</sub> = 0V	0.1		10 <sup>-5</sup>		0.1		1.0	μA
<p>Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Return to "Operating Temperature Range" only are not meant to imply that the device should be operated at these limits. The state of "Electrical Characteristics" pertains primarily to normal operation.</p> <p>Note 2: All voltages measured with respect to V<sub>DD</sub> unless otherwise specified.</p>										

Appendix A

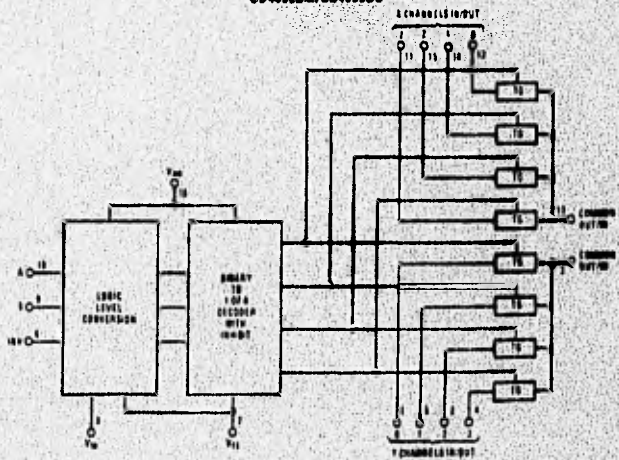
AC Electrical Characteristics* $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$ , unless otherwise specified.							
Symbol	Parameter	Conditions	$V_{DD}$	Min	Typ	Max	Units
$t_{PL}$ $t_{PL}$	Propagation Delay Time from Inhibit to Signal Output (channel turning on)	$V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$	5V		600	1200	ns
		$R_L = 1 \text{ k}\Omega$	10V		225	450	ns
		$C_L = 50 \text{ pF}$	15V		160	320	ns
$t_{PH}$ $t_{PH}$	Propagation Delay Time from Inhibit to Signal Output (channel turning off)	$V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$	5V		210	420	ns
		$R_L = 1 \text{ k}\Omega$	10V		100	200	ns
		$C_L = 50 \text{ pF}$	15V		75	150	ns
$C_{in}$	Input Capacitance Control input Signal input (IIN/OUT)				5	7.5	pF
					10	15	pF
$C_{out}$	Output Capacitance (common OUT/IN)						
$C_{OS}$	CD4051 CD4052 CD4053	$V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$	10V		30		pF
			10V		15		pF
			10V		8		pF
$C_{OS}$	Feedthrough Capacitance				0.2		pF
$C_{OP}$	Power Dissipation Capacitance						
					110		pF
					140		pF
					70		pF
<b>Signal Inputs (<math>V_{IS}</math>) and Outputs (<math>V_{OG}</math>)</b>							
	Sine Wave Response (Distortion)	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $f_{IS} = 1 \text{ kHz}$ $V_{IS} = 8 \text{ V}_{pp}$ $V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$	10V		0.04		%
	Frequency Response, Channel "ON" (Sine Wave Input)	$R_L = 1 \text{ k}\Omega$ , $V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$ , $V_{IS} = 8 \text{ V}_{pp}$ $20 \log_{10} V_{OG}/V_{IS} = -3 \text{ dB}$	10V		40		MHz
	Feedthrough, Channel "OFF"	$R_L = 1 \text{ k}\Omega$ , $V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$ , $V_{IS} = 8 \text{ V}_{pp}$ $20 \log_{10} V_{OG}/V_{IS} = -40 \text{ dB}$	10V		10		MHz
	Crosstalk Between Any Two Channels (frequency at 40 dB)	$R_L = 1 \text{ k}\Omega$ , $V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$ , $V_{IS}(A) = 8 \text{ V}_{pp}$ $20 \log_{10} V_{OG}(B)/V_{IS}(A) = -40 \text{ dB}$ (Note 3)	10V		3		MHz
$t_{PL}$ $t_{PH}$	Propagation Delay Signal Input to Signal Output	$V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$	5V		25	55	ns
		$C_L = 50 \text{ pF}$	10V		15	35	ns
			15V		10	25	ns
<b>Control Inputs, A, B, C and Inhibit</b>							
	Control Input to Signal Crosstalk	$V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$ , $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ at both ends of channel. Input Square Wave Amplitude = 10V	10V		85		mV (peak)
$t_{PL}$ $t_{PH}$	Propagation Delay Time from Address to Signal Output (channels "ON" or "OFF")	$V_{EE} = V_{SS} = 0\text{V}$	5V		500	1000	ns
		$C_L = 50 \text{ pF}$	10V		180	390	ns
			15V		120	240	ns
*AC Parameters are guaranteed by DC corrected loading. Note 3: A, B are two arbitrary channels with A turned "ON" and B "OFF".							

Block Diagrams

CD4051BM/CD4051BC



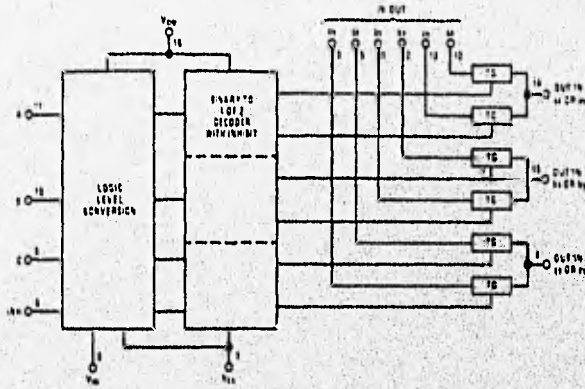
CD4052BM/CD4052BC



TL 1-1988-1

Block Diagrams (Continued)

CD4053BM/CD4053BC



TL-F-5681-3

Truth Table

INPUT STATES				"ON" CHANNELS		
INHIBIT	C	B	A	CD4051B	CD4052B	CD4053B
0	0	0	0	0	0X, 0Y	CX, BX, AX
0	0	0	1	1	1X, 1Y	CX, BX, BY
0	0	1	0	2	2X, 2Y	CX, BY, AX
0	0	1	1	3	3X, 3Y	CX, BY, BY
0	1	0	0	4		CY, CX, AX
0	1	0	1	5		CY, BY, BY
0	1	1	0	6		CY, BY, AX
0	1	1	1	7		CY, BY, BY
1	*	*	*	NONE	NONE	NONE

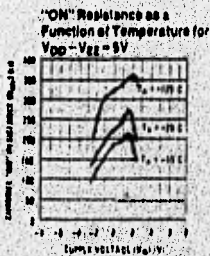
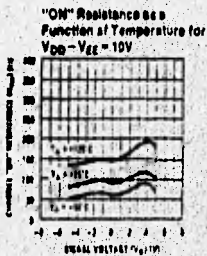
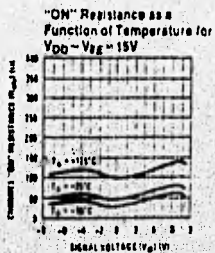
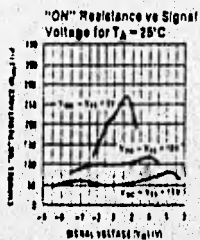
\*Don't Care condition.

### Special Considerations

In certain applications the external load-resistor current may include both  $V_{DD}$  and signal-line components. To avoid drawing  $V_{DD}$  current when switch current flows into IN/OUT pin, the voltage drop across the bidirectional switch must

not exceed 0.6V at  $T_A \leq 25^\circ\text{C}$ , or 0.4V at  $T_A > 25^\circ\text{C}$  (calculated from  $R_{ON}$  values shown). No  $V_{DD}$  current will flow through  $R_L$  if the switch current flows into OUT/IN pin.

### Typical Performance Characteristics



TL91464-1



## LM35/LM35A/LM35C/LM35CA/LM35D Precision Centigrade Temperature Sensors

### General Description

The LM35 series are precision integrated-circuit temperature sensors, whose output voltage is linearly proportional to the Celsius (Centigrade) temperature. The LM35 thus has an advantage over linear temperature sensors calibrated in ° Kelvin, as the user is not required to subtract a large constant voltage from its output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of  $\pm 1/2^\circ\text{C}$  at room temperature and  $\pm 1/2^\circ\text{C}$  over a full  $-55$  to  $+150^\circ\text{C}$  temperature range. Low cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The LM35's low output impedance, linear output, and precise inherent calibration make interfacing to readout or control circuitry especially easy. It can be used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As it draws only  $60\ \mu\text{A}$  from its supply, it has very low self-heating, less than  $0.1^\circ\text{C}$  in still air. The LM35 is rated to operate over a  $-55$  to  $+150^\circ\text{C}$  temperature range, while the LM35C is rated for a  $-40$  to  $+110^\circ\text{C}$  range ( $-10$  with improved accuracy). The LM35 series is

available packaged in hermetic TO-8 transistor packages, while the LM35C is also available in the plastic TO-92 transistor package.

### Features

- Calibrated directly in ° Celsius (Centigrade)
- Linear  $+10.0\ \text{mV}/^\circ\text{C}$  scale factor
- $0.5^\circ\text{C}$  accuracy guaranteeable (at  $+25^\circ\text{C}$ )
- Rated for full  $-55$  to  $+150^\circ\text{C}$  range
- Suitable for remote applications
- Low cost due to wafer-level trimming
- Operates from 4 to 30 volts
- Less than  $60\ \mu\text{A}$  current drain
- Low self-heating,  $0.08^\circ\text{C}$  in still air
- Nonlinearity only  $\pm 1/2^\circ\text{C}$  typical
- Low impedance output,  $0.1\ \Omega$  for  $1\ \text{mA}$  load

### Connection Diagrams

TO-8  
Metal Can Package\*



\*Case is connected to negative pin.

Order Number LM35H, LM35AH,  
LM35CH, LM35CAH or LM35DH  
See NS Package Number H02H

TO-92  
Plastic Package



Order Number LM35CZ or LM35DZ  
See NS Package Number Z03A

### Typical Applications

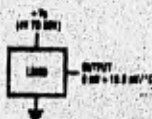


FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor ( $+2^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$ )



Choose  $R_1 = -V_1/50\ \mu\text{A}$

$V_{\text{OUT}} = +1.000\ \text{mV at } +150^\circ\text{C}$   
 $= +0.500\ \text{mV at } +25^\circ\text{C}$   
 $= -0.500\ \text{mV at } -55^\circ\text{C}$

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor

Absolute Maximum Ratings (Note 10)				Specified Operating Temperature Range: $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ (Note 2)				
Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Dallas office for availability and special orders.				L735, LM35A LM35C, LM35CA LM35D				
Supply Voltage	+35V to -0.2V					-35°C to +150°C		
Input Voltage	+6V to -1.0V					-40°C to +110°C		
Input Current	10 mA					0°C to +100°C		
Storage Temp., $T_{STG}$	TO-46 Package,	-60°C to +180°C						
	TO-92 Package,	-60°C to +150°C						
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds):								
	TO-46 Package,	300°C						
	TO-92 Package,	260°C						

Electrical Characteristics (Note 1) (Note 8)							
Parameter	Conditions	LM35A		LM35CA			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Typical	Tested Limit (Note 4)	
Accuracy (see 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$\pm 0.2$	$\pm 0.5$		$\pm 0.2$	$\pm 0.5$	°C
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	$\pm 0.3$			$\pm 0.3$		°C
	$T_A = T_{MAX}$	$\pm 0.4$	$\pm 1.0$		$\pm 0.4$	$\pm 1.0$	°C
	$T_A = T_{MIN}$	$\pm 0.4$	$\pm 1.0$		$\pm 0.4$	$\pm 1.0$	°C
Linearity (Note 6)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	$\pm 0.16$		$\pm 0.25$	$\pm 0.16$	$\pm 0.8$	°C
Error Gain (Average Slope)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	+16.0	+0.9, +16.1		+16.0	+0.9, +16.1	mV/°C
Load Regulation (see 3) $0 \leq I_L \leq 1 \text{ mA}$	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$\pm 0.4$	$\pm 1.0$		$\pm 0.4$	$\pm 1.0$	mV/mA
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	$\pm 0.8$		$\pm 0.8$	$\pm 0.8$	$\pm 0.8$	mV/mA
Line Regulation (see 3)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$\pm 0.01$	$\pm 0.05$		$\pm 0.01$	$\pm 0.05$	mV/V
	$4 \text{ V} \leq V_S \leq 30 \text{ V}$	$\pm 0.02$		$\pm 0.1$	$\pm 0.02$	$\pm 0.1$	mV/V
Quiescent Current (see 9)	$V_S = +5 \text{ V}, +25^\circ\text{C}$	66	67		66	67	$\mu\text{A}$
	$V_S = +5 \text{ V}$	108		101	61	114	$\mu\text{A}$
	$V_S = +30 \text{ V}, +25^\circ\text{C}$	66.2	66		66.2	66	$\mu\text{A}$
	$V_S = +30 \text{ V}$	108.8	109		113	116	$\mu\text{A}$
Surge of Quiescent Current (see 3)	$4 \text{ V} \leq V_S \leq 30 \text{ V}, +25^\circ\text{C}$	0.2	1.0		0.2	1.0	$\mu\text{A}$
	$4 \text{ V} \leq V_S \leq 30 \text{ V}$	0.5		2.0	0.5	2.0	$\mu\text{A}$
Temperature Coefficient of Quiescent Current		+0.00		+0.5	+0.00	+0.5	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Minimum Temperature Coefficient Accuracy	In circuit of Figure 1, $I_L = 0$ .	+1.5		+2.0	-1.5	+2.0	°C
Long Term Stability	$T_A = T_{MAX}$ for 1000 hours	$\pm 0.06$			$\pm 0.06$		°C

Note 1: Unless otherwise noted, these specifications apply:  $-50^\circ\text{C} \leq T_A \leq +150^\circ\text{C}$  for the LM35 and LM35A;  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +110^\circ\text{C}$  for the LM35C and LM35CA; and  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +100^\circ\text{C}$  for the LM35D.  $V_S = +5 \text{ V}$  and  $I_{LOAD} = 10 \text{ mA}$  in the case of Figure 2. These specifications also apply both  $+^\circ\text{C}$  to  $T_{MAX}$  in the case of Test 7. Specifications in brackets apply over the full rated temperature range.

Note 2: Thermal resistance of the TO-46 package is  $40^\circ\text{C}/\text{W}$  (junction to ambient), and  $24^\circ\text{C}/\text{W}$  (junction to case). Thermal resistance of the TO-92 package is  $80^\circ\text{C}/\text{W}$  (junction to ambient).



Electrical Characteristics (Note 1) (Note 6) (Continued)								
Parameter	Conditions	LM35			LM35C, LM35D			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 6)	Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 6)	
Accuracy, LM35, LM35C (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$\pm 0.4$	$\pm 1.0$		$\pm 0.4$	$\pm 1.0$	$^\circ\text{C}$	
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	$\pm 0.5$			$\pm 0.5$		$^\circ\text{C}$	
	$T_A = T_{\text{MAX}}$	$\pm 0.6$	$\pm 1.5$		$\pm 0.6$	$\pm 1.5$	$^\circ\text{C}$	
	$T_A = T_{\text{MIN}}$	$\pm 0.6$		$\pm 1.5$	$\pm 0.6$		$\pm 2.0$ $^\circ\text{C}$	
Accuracy, LM35D (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$				$\pm 0.6$	$\pm 1.5$	$^\circ\text{C}$	
	$T_A = T_{\text{MAX}}$				$\pm 0.9$		$\pm 2.0$ $^\circ\text{C}$	
	$T_A = T_{\text{MIN}}$				$\pm 0.9$		$\pm 2.0$ $^\circ\text{C}$	
Nonlinearity (Note 8)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	$\pm 0.3$		$\pm 0.3$	$\pm 0.3$		$^\circ\text{C}$	
Sensor Gain (Average Slope)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	$+10.0$	$+9.9$ , $+10.2$		$+10.0$	$+9.9$ , $+10.2$	mV/°C	
Load Regulation (Note 9) $0 \leq I_L \leq 1 \text{ mA}$	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$\pm 0.4$	$\pm 2.0$		$\pm 0.4$	$\pm 2.0$	mV/mA	
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	$\pm 0.6$		$\pm 0.6$	$\pm 0.6$	$\pm 0.6$	mV/mA	
Line Regulation (Note 9)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$\pm 0.01$	$\pm 0.1$		$\pm 0.01$	$\pm 0.1$	mV/V	
	$4\text{V} \leq V_G \leq 30\text{V}$	$\pm 0.02$		$\pm 0.2$	$\pm 0.02$		$\pm 0.2$ mV/V	
Quiescent Current (Note 9)	$V_G = +5\text{V}, +25^\circ\text{C}$	54	60	169	66	60	$\mu\text{A}$	
	$V_G = +5\text{V}$	105		169	81	109	$\mu\text{A}$	
	$V_G = +30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	64.2	82	161	64.2	82	$\mu\text{A}$	
	$V_G = +30\text{V}$	105.5		161	81.5	141	$\mu\text{A}$	
Change of Quiescent Current (Note 9)	$4\text{V} \leq V_G \leq 30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	0.2	2.0		0.2	2.0	$\mu\text{A}$	
	$4\text{V} \leq V_G \leq 30\text{V}$	0.5		3.0	0.5		$\mu\text{A}$	
Temperature Coefficient of Quiescent Current		$+0.99$		$+0.7$	$+0.39$		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$	
Minimum Temperature for Rated Accuracy	In circuit of Figure 1, $I_L = 0$	$+1.5$		$+2.0$	$+1.5$		$^\circ\text{C}$	
Long Term Stability	$T_J = T_{\text{MAX}}$ , for 1000 hours	$\pm 0.08$			$\pm 0.08$		$^\circ\text{C}$	

Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output due to loading effects can be computed by multiplying the internal dissipation by the thermal resistance.

Note 3: Tested Limits are guaranteed and 100% tested in production.

Note 4: Design Limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the indicated temperature and supply voltage ranges. These limits are for use to estimate outgoing quality levels.

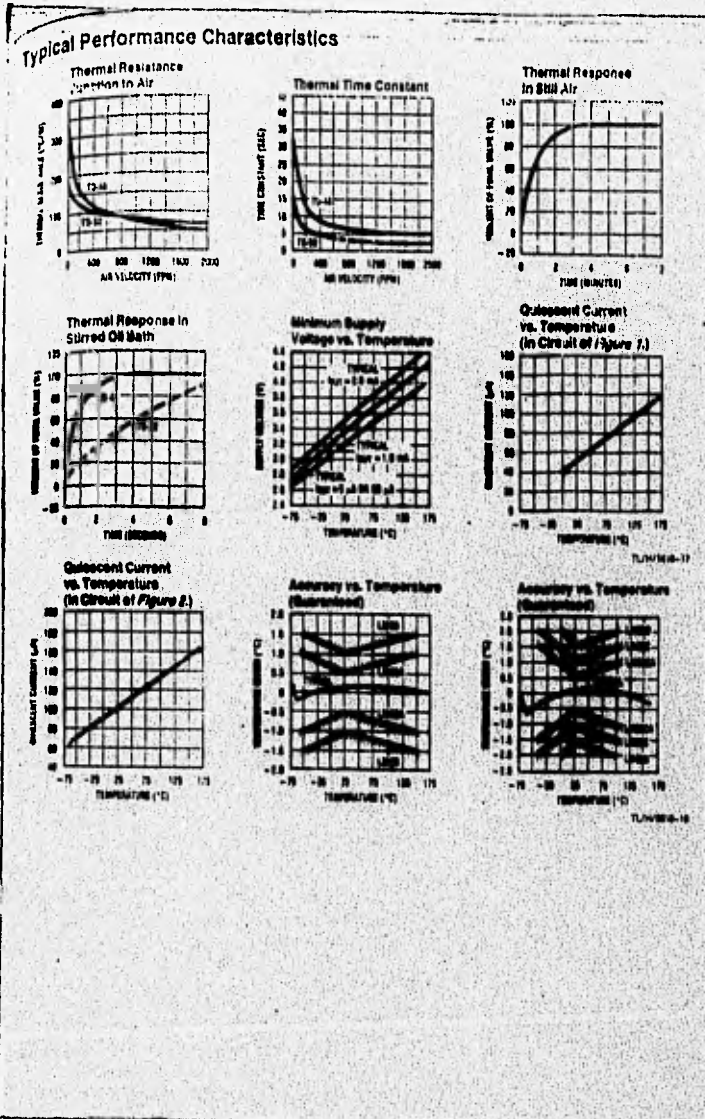
Note 5: Specifications in italics apply over the full rated temperature range.

Note 6: Accuracy is defined as the error between the output voltage and  $10\text{mV}/^\circ\text{C}$  times the device's rated temperature, at specified conditions of output current and temperature (expressed in  $^\circ\text{C}$ ).

Note 7: Nonlinearity is defined as the deviation of the output voltage-versus-temperature curve from the best-fit straight line, over the device's rated temperature range.

Note 8: Quiescent current is defined in the circuit of Figure 1.

Note 9: Absolute Maximum Ratings indicate stress beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions, as shown in Figure 1.





# XR-2206

## Monolithic Function Generator

### GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage, having a very small effect on distortion.

### FEATURES

Low-Sine Wave Distortion	0.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20 ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	2000:1, Typical
Low-Supply Sensitivity	0.01%V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
TTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

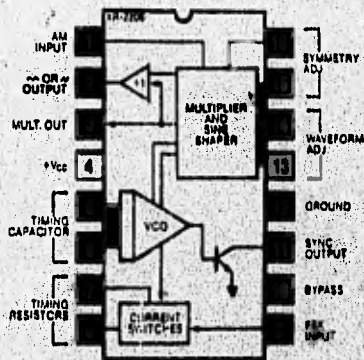
### APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate Above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	8 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



### ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

### SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper, a unity gain buffer amplifier, and a set of current switches.

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

# XR-2206

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1.  $V^+ = 12V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $C = 0.01 \mu F$ ,  $R_1 = 100 k\Omega$ ,  $R_2 = 10 k\Omega$ ,  $R_3 = 25 k\Omega$  unless otherwise specified. S<sub>1</sub> open for triangle, closed for sine wave

PARAMETERS	XR-2206M			XR-2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
<b>GENERAL CHARACTERISTICS</b>								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Spill-Supply Voltage	±5		±13	±5		±13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 = 10 k\Omega$
<b>OSCILLATOR SECTION</b>								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 pF$ , $R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$ , $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		±1	±4		±2		% of $f_0$	$f_0 = 1/IR_1C$
Temperature Stability		±10	±60		±20		ppm/°C	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ , $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$ , $V_{HIGH} = 20V$ , $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H \bullet R_1 = 1 k\Omega$ $f_L \bullet R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity							%	$f_L = 1 kHz$ , $f_H = 10 kHz$
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 100 kHz$ , $f_H = 100 kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	±10% Deviation
FMA Distortion		0.1			0.1		%	
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 4
Timing Resistors: R <sub>1</sub> & R <sub>2</sub>	1		2000	1		2000	Ω	
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2
Triangle Amplitude		160			160		mV/Ω	Figure 1, S <sub>1</sub> Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/Ω	Figure 1, S <sub>1</sub> Closed
Max. Output Swing		6			6		V c.p.	
Output Impedance		630			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/°C	See Note 2
Sine Wave Distortion Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figures 6 and 7
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V c.p.	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{11} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 8)	0.6	1.4	2.4	0.6	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance,  $R_3$ , on Pin 3. See Figure 2.

Note 2: For maximum amplitude stability,  $R_3$  should be a positive temperature coefficient resistor.

# XR-2206

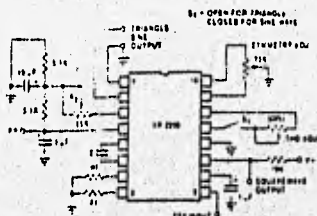


Figure 1. Basic Test Circuit.

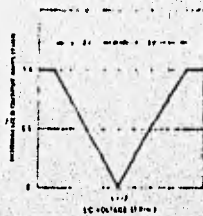


Figure 5. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1).

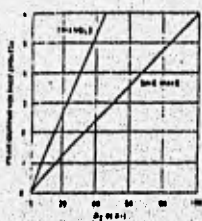


Figure 2. Output Amplitude as a Function of the Resistor,  $R_g$ , at Pin 3.



Figure 6. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

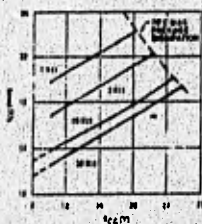


Figure 3. Supply Current versus Supply Voltage, Timing, R.

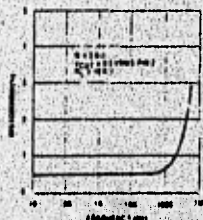


Figure 7. Sing Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

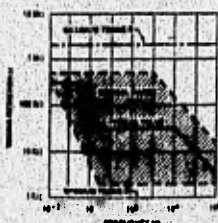


Figure 4. R versus Oscillation Frequency.

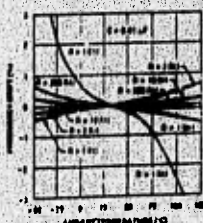


Figure 8. Frequency Drift versus Temperature.

PHYS-CHEMICAL  
RESEARCH CORP.



DESIGNERS AND  
MANUFACTURERS  
OF HUMIDITY  
SENSORS AND  
INSTRUMENTS

1791 20th Street, New York, New York 10011, U.S.A. • (212) 624-2070 • Telex: 320706 Phys Chem

TECHNICAL OVERVIEW  
FOR DESIGNERS OF ELECTRONIC  
RELATIVE HUMIDITY MEASUREMENT SYSTEMS

The RHNC-11 transducer provides accurate and repeatable measurements of Relative Humidity when used in an appropriate electronic system. Over the years an increasing number of applications have developed requiring a variety of considerations including accuracy, operating range, system complexity and cost.

This report contains a technical overview using general principles and basic circuit formats. It is provided with an aim toward assisting the design engineer in his effort to produce a suitable relative humidity measuring system.

This report is based on experiments and information believed to be reliable. No guarantee is made of their accuracy, however, and our products are sold without warranty, expressed or implied, as to their use and application. No statement herein shall be construed as a recommendation to infringe any patents. The use of brand names does not constitute endorsement of the products, and other equivalent products may give similar results.

©Phys-Chemical Research Corporation  
Document # Q423A:1-64

## 1. Cell Characteristics and Handling Considerations

For a detailed description of the characteristics of the Phys-Chemical Research Corp. Relative Humidity Sensors, please refer to the technical brochures Humidity Sensors A/83, and Standard Response Curves - PCRC Relative Humidity Sensors. A summary of important characteristics is provided below:

- 1) To drive the Cell, an AC voltage with no DC component is required. Any DC offset or leakage into the Cell could damage it or affect its operating characteristics.
- 2) Instantaneous current through the Cell should be limited to 1.0 milliamp (mA).
- 3) The Cell resistance varies approximately exponentially over a wide range (500 ohms to 20 megohms). See Figure 1.
- 4) The Cell resistance exhibits a negative temperature coefficient of approximately 0.2% RH per degree F or 0.36% RH per degree C. This effect must be taken into consideration to accurately measure relative humidity. A family of curves describing the temperature coefficient is shown in Figure 2.

---

\* The Term "Cell" or "PCRC Cell" is used throughout this report to identify the PCRC-11 Relative Humidity Transducer (RH Sensor).

PERKINS ELECTRIC RESEARCH CORP.  
 PCRC-11  
 ELECTRICAL HUMIDITY ELEMENT  
 Resistance vs RH at 25°C; 60 HZ  
 SAMPLE CURVE

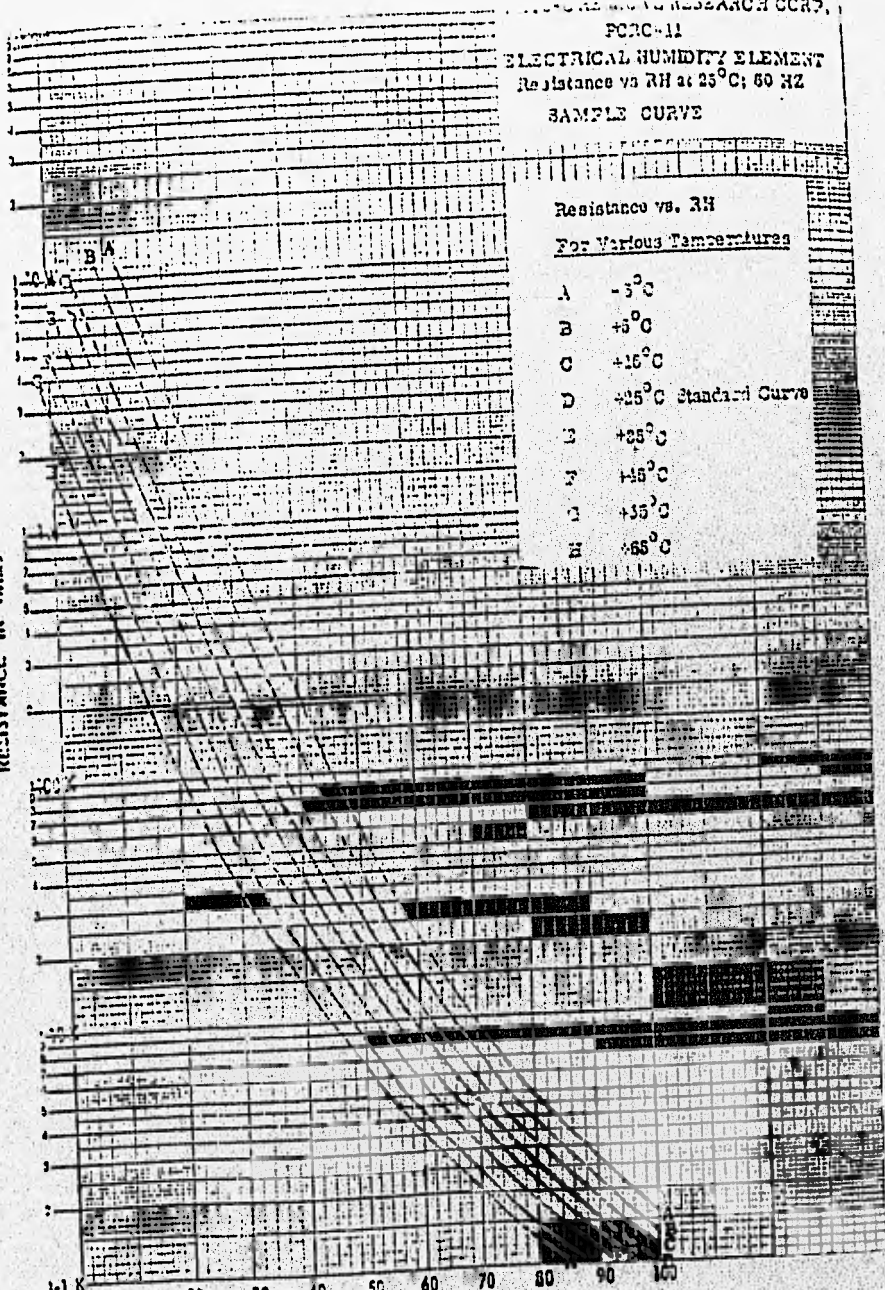
Resistance vs. RH  
 For Various Temperatures

- A -3°C
- B +5°C
- C +15°C
- D +25°C Standard Curve
- E +35°C
- F +45°C
- G +55°C
- H +65°C

RESISTANCE IN OHMS

1-K

RELATIVE HUMIDITY IN PERCENT





PHYSICOCHEMICAL RESEARCH CORP. INC.  
 PRC-11  
 PRC ELECTRICAL HUMIDITY ELEMENT

RESISTANCE VS  
 RH AT 25°C

PRC-11 INVERSE  
 INVERSE LINEAR APPROXIMATION

$1/R = 1/(a + b \cdot RH)$

where:

- Z = impedance in ohms
- a = 394.75 @ 90%
- b =  $3.87 \times 10^{-1}$
- c =  $5.79 \times 10^{-2}$

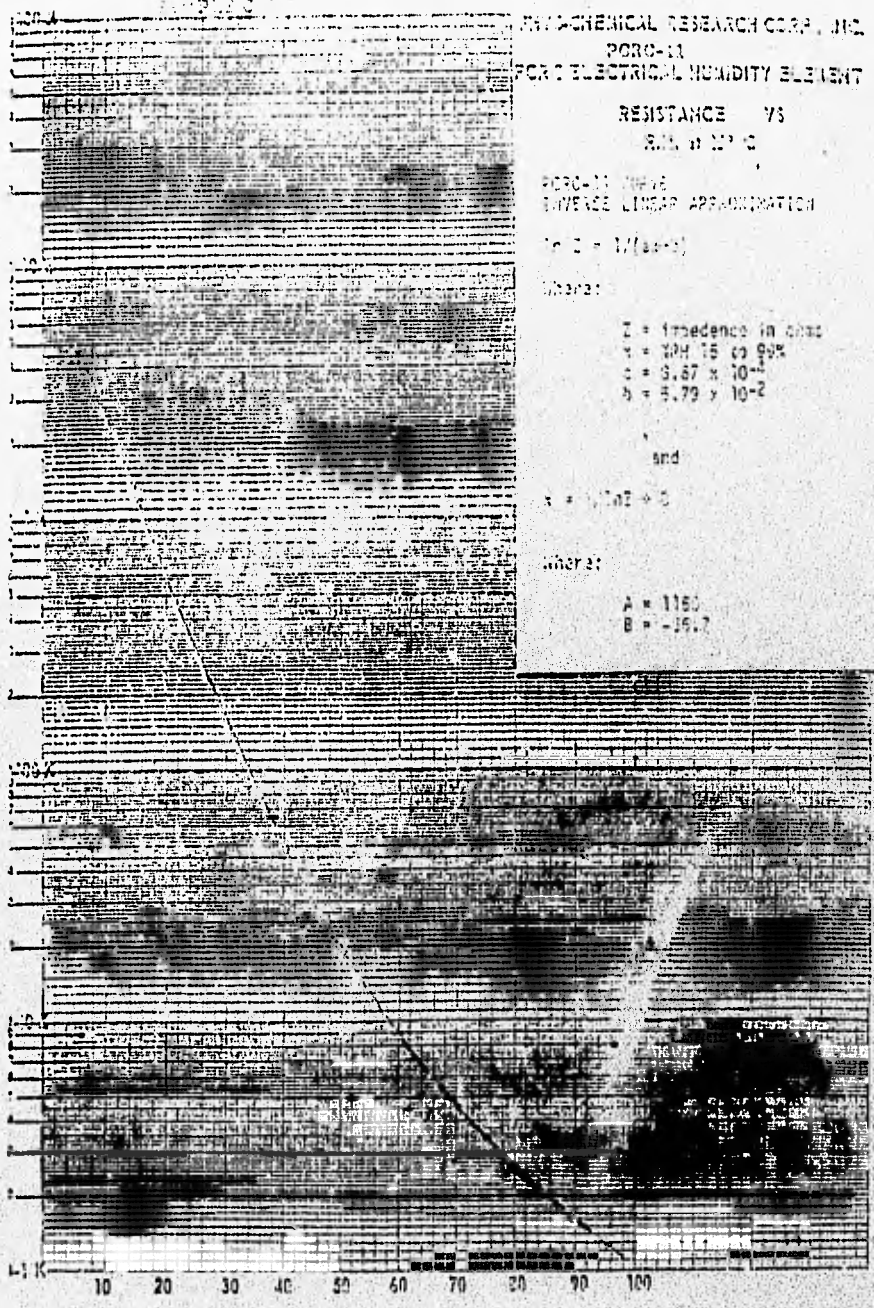
and

$x = 1/Z \ln Z + c$

where:

- A = 1160
- B = -16.7

resistance in ohms



<b>GAGE PATTERN</b> <small>Actual size shown. Enlarge when necessary for selection.</small> ES = Each Section S = Section (S1 + Sec 1) CP = Complete Pattern M = Metric	<b>GAGE DESIGNATION</b> <small>Insert designation &amp; T-C No. in spaces marked XX.</small>	<b>RES. IN OHMS</b> <small>Tolerances are doubled when Options W, E, SE, or L are specified.</small>	<b>LIST PKC. PRICE (FIVE GAGES)</b>	<b>OPTIONS AVAILABLE</b> <small>Add indicated price to package price.</small>				
				W	E	SE	L	LE

<b>SEE PATTERN BELOW</b>				Long narrow pattern with tabs at ends of grid. The sidebars stabilize the backing to prevent distortion of the grid. See also 19CDZ pattern.						
<b>GAGE LENGTH</b>	<b>OVERALL LENGTH</b>	<b>GRID WIDTH</b>	<b>OVERALL WIDTH</b>	N2A-XX-19CDK-120	120 ± 0.2%	53.00				
1.900	2.071	0.028	0.040	EA-XX-19CDK-120	120 ± 0.2%	70.00			7.50	13.00
48.28	52.60	0.71	1.02	EP-08-19CDK-120	120 ± 0.2%	82.00				
				SA-XX-19CDK-120	120 ± 0.4%	93.00				
				SK-XX-19CDK-350	358 ± 0.4%	185.00				
<b>Main Size</b> 2.26L x 0.26W 57.9L x 6.6W										

<b>SEE PATTERN BELOW</b>				Similar to 19CDK pattern except for resistance.						
<b>GAGE LENGTH</b>	<b>OVERALL LENGTH</b>	<b>GRID WIDTH</b>	<b>OVERALL WIDTH</b>	N2A-XX-19CDZ-350	350 ± 0.2%	58.00				
1.908	2.071	0.033	0.040	EA-XX-19CDZ-350	350 ± 0.2%	78.00			7.50	13.00
48.28	52.60	0.64	1.02	EP-08-19CDZ-350	350 ± 0.2%	87.00				
				SA-XX-19CDZ-350	350 ± 0.4%	93.00				
				SK-XX-19CDZ-10C	1000 ± 0.4%	117.00				
<b>Main Size</b> 2.26L x 0.23W 57.4L x 5.8W										

<b>SEE PATTERN BELOW</b>				For use on concrete and for strain integration on large specimens.							
<b>GAGE LENGTH</b>	<b>OVERALL LENGTH</b>	<b>GRID WIDTH</b>	<b>OVERALL WIDTH</b>	N2A-XX-20CBW-120	120 ± 0.2%	86.00	15.00	5.50		5.50	12.00
2.000	2.250	0.188	0.188	EA-XX-20CBW-120	120 ± 0.2%	70.00					
58.80	57.15	4.78	4.78	WA-XX-20CBW-120	120 ± 0.4%	82.00					
				WK-XX-20CBW-350	350 ± 0.4%	87.00					
				EP-08-20CBW-120	120 ± 0.2%	78.00					
				SA-XX-20CBW-120	120 ± 0.4%	82.00					
				SK-XX-20CBW-350	350 ± 0.4%	87.00					
<b>Main Size</b> 2.46L x 0.32W 62.5L x 6.1W											

<b>40CBY</b> <b>SEE PATTERN BELOW</b>				For use on concrete and for strain integration on large specimens.							
<b>GAGE LENGTH</b>	<b>OVERALL LENGTH</b>	<b>GRID WIDTH</b>	<b>OVERALL WIDTH</b>	N2A-XX-40CBY-120	120 ± 0.2%	135.00	17.00	8.50		7.50	18.00
4.000	4.250	0.160	0.160	EA-XX-40CBY-120	120 ± 0.2%	140.00					
101.60	107.95	4.06	4.06	WA-XX-40CBY-120	120 ± 0.4%	170.00					
				WK-XX-40CBY-350	350 ± 0.4%	180.00					
				EP-08-40CBY-120	120 ± 0.2%	161.00					
				SA-XX-40CBY-120	120 ± 0.4%	170.00					
				SK-XX-40CBY-350	350 ± 0.4%	180.00					
<b>Main Size</b> 4.46L x 0.33W 114.0L x 6.4W											

\*NOTE: Options available but not normally recommended. See discussion on Optional Features beginning on page 95.



# SPECIFICATIONS (@ $V_i = \pm 15V$ , $R_L = 2k\Omega$ and $I_s = +25^\circ C$ unless otherwise specified)

Model	AD434A		AD434B		AD434C		AD434E		Units
	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Max	
<b>GAIN</b>									
Gain Error (General Purpose Gain Programmable)	$\left[ \frac{50,000}{R_g} + 1 \right] \pm 0.2\%$		$\left[ \frac{50,000}{R_g} + 1 \right] \pm 0.2\%$		$\left[ \frac{50,000}{R_g} + 1 \right] \pm 0.2\%$		$\left[ \frac{50,000}{R_g} + 1 \right] \pm 0.2\%$		
Gain Range (Pins Programmable)	1 to 1000		1 to 1000		1 to 1000		1 to 1000		
Gain Error									
G = 1		±0.25		±0.25		±0.25		±0.25	%
G = 10		±0.25		±0.15		±0.1		±0.25	%
G = 100, 1000		±0.1		±0.20		±0.25		±0.1	%
G = 1000		±1.0		±1.0		±1.0		±1.0	%
Nonlinearity									%
G = 1		±0.001		±0.001		±0.001		±0.001	%
G = 100, 1000		±0.001		±0.001		±0.001		±0.001	%
G = 100, 1000		±0.005		±0.005		±0.005		±0.005	%
Gain vs. Temperature									ppm/°C
G = 1		5		5		5		5	ppm/°C
G = 100, 1000		10		10		10		10	ppm/°C
G = 100, 1000		25		15		15		15	ppm/°C
<b>VOLTAGE OFFSET (May be Nullified)</b>									
Input Offset Voltage		200		75		25		75	µV
vs. Temperature		5		0.5		0.25		0.5	µV/°C
Output Offset Voltage		5		0		0		5	mV
vs. Temperature		20		20		10		20	mV/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply									dB
G = 1	70		75		80		75		dB
G = 100, 1000	95		90		110		105		dB
G = 100, 1000	100		100		110		110		dB
<b>INPUT CURRENT</b>									
Input Bias Current		±50		±25		±10		±50	nA
vs. Temperature		±50		±50		±50		±50	nA/°C
Input Offset Current		±20		±15		±10		±20	nA
vs. Temperature		±20		±20		±20		±20	nA/°C
<b>INPUT</b>									
Input Impedance									Ω
Differential Resistance		10 <sup>9</sup>		10 <sup>9</sup>		10 <sup>9</sup>		10 <sup>9</sup>	Ω
Differential Capacitance		10		10		10		10	pF
Common-Mode Resistance		10 <sup>9</sup>		10 <sup>9</sup>		10 <sup>9</sup>		10 <sup>9</sup>	Ω
Common-Mode Capacitance		10		10		10		10	pF
Input Voltage Range <sup>1</sup>									V
Max Differ. Input Linear ( $V_{in}$ )		±10		±10		±10		±10	V
Max Common-Mode Linear ( $V_{CM}$ )		$11V - \left(\frac{R}{R_g} + V_s\right)$		$11V - \left(\frac{R}{R_g} + V_s\right)$		$11V - \left(\frac{R}{R_g} + V_s\right)$		$11V - \left(\frac{R}{R_g} + V_s\right)$	V
Common-Mode Rejection to 60Hz with 1M $\Omega$ Source Impedance									dB
G = 1	70		75		80		70		dB
G = 100, 1000	100		90		110		100		dB
G = 100, 1000	110		100		120		110		dB
<b>OUTPUT RATING</b>									
$V_{out}, R_L = 10\Omega$		±10		±10		±10		±10	V
<b>DYNAMIC RESPONSE</b>									
Small Signal - 5dB									dB/Hz
G = 1		1		1		1		1	dB/Hz
G = 10		150		150		150		150	dB/Hz
G = 100		100		100		100		100	dB/Hz
G = 1000		50		50		50		50	dB/Hz
G = 1000		25		25		25		25	dB/Hz
slew Rate		5.0		5.0		5.0		5.0	V/µs
Settling Time to 0.01% MV Step									µs
G = 1 to 100		15		15		15		15	µs
G = 100		15		35		25		15	µs
G = 1000		75		75		75		75	µs
<b>NOISE</b>									
Voltage Noise, 1kHz									µV/√Hz
R.T.I.		4		4		4		4	µV/√Hz
R.T.O.		75		75		75		75	µV/√Hz

# AD624

Model	AD624A			AD624B			AD624C			AD624B			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>S.T.I., 0.1 to 10Hz</b>													
G = 1	10			10			10			10			$\mu\text{Vpp}$
G = 100	0.3			0.3			0.3			0.3			$\mu\text{Vpp}$
G = 100, 100, 1000	0.2			0.2			0.2			0.2			$\mu\text{Vpp}$
<b>Current Noise</b> 0.1Hz to 10Hz	60			60			60			60			$\mu\text{A/PP}$
<b>BIAS INPUT</b>													
$I_{in}$	1	10	12	1	10	12	1	10	12	1	10	12	$\mu\text{A}$
$I_{in}$		30			30			30			30		$\mu\text{A}$
Voltage Range	$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			V
Gain to Output	1			1			1			1			%
<b>REFERENCE INPUT</b>													
$I_{in}$	10	20	24	10	20	24	10	20	24	10	20	24	$\mu\text{A}$
$I_{in}$		30			30			30			30		$\mu\text{A}$
Voltage Range	$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			V
Gain to Output	1			1			1			1			%
<b>TEMPERATURE RANGE</b>													
Specified Performance	-25	$\pm 25$		-25	$\pm 25$		-25	$\pm 25$		-25	$\pm 25$		$^{\circ}\text{C}$
Storage	-65	$\pm 150$		-65	$\pm 150$		-65	$\pm 150$		-65	$\pm 150$		$^{\circ}\text{C}$
<b>POWER SUPPLY</b>													
Power Supply Range	$\pm 5$	$\pm 12$	$\pm 15$	$\pm 5$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 5$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 5$	$\pm 15$	$\pm 15$	V
Quiescent Current		2.5	5		2.5	5		2.5	5		2.5	5	$\mu\text{A}$
<b>PACKAGE*</b>													
Ceramic (D-14)		AD624A			AD624B			AD624C			AD624B		
A and S Grade Chips Available													

### NOTES

\* $V_{in}$  is the maximum differential input voltage at G = 1 for specified accuracy.  $V_{in}$  is other gain =  $(V/V_0) \cdot V_0$  = actual differential input voltage. Example: G = 10,  $V_0 = 0.50$ .

$V_{CM} = 11V - (10 \times 0.50V) = 6.5V$ .

\*See Section 20 for package outline information.

Specimens were tested at design without stress.

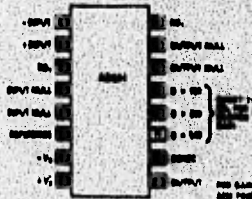
Specifications shown in brackets are typical at all production rates at final electrical test. Ratios from these tests are used to estimate outgoing quality levels. All data and test specifications are presented, although only those shown in brackets are listed on all production tests.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\*

Supply Voltage	$\pm 15V$
Internal Power Dissipation	420mW
Input Voltage	$\pm V_0$
Differential Input Voltage	$\pm V_0$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}\text{C}$ to $+150^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range	
AD624A/B/C	$-25^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$
AD624B	$-55^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 60secs)	$+300^{\circ}\text{C}$

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

### PIN CONFIGURATION



SEE EACH OF OUR SHEETS NO. 70 PIN 14 AND PINS 11 AND 12 TO 14.

## Typical Characteristics

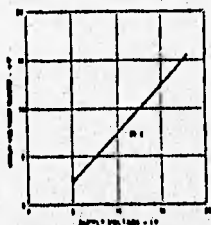


Figure 1. Input Voltage Range vs Supply Voltage,  $G = 1$

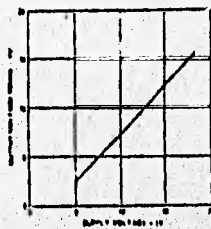


Figure 2. Output Voltage Swing vs Supply Voltage



Figure 3. Output Voltage Swing vs Load Resistance

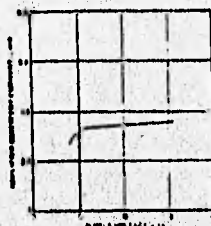


Figure 4. Quiescent Current vs Supply Voltage

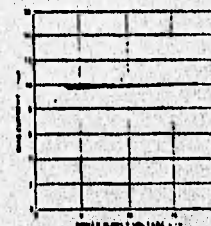


Figure 5. Input Bias Current vs Supply Voltage

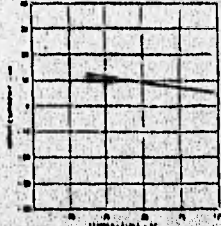


Figure 6. Input Bias Current vs Temperature

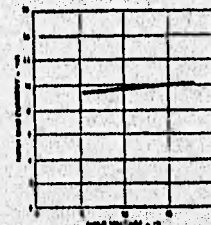


Figure 7. Input Bias Current vs CMV

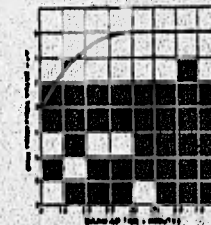


Figure 8. Offset Voltage, ATL, Turn On Drift

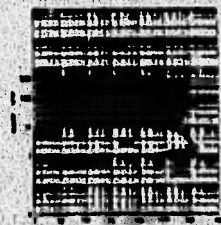


Figure 9. Gain vs Frequency



Figure 10. CMRR vs. Frequency, ATL, Zero to 1k Source Imbalance

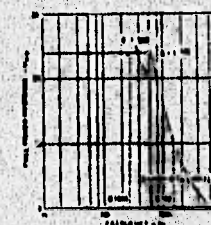


Figure 11. Large Signal Frequency Response

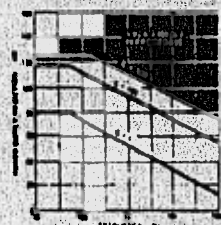


Figure 12. Positive PSRR vs. Frequency

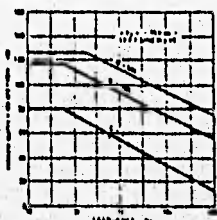


Figure 13 Negative PSRR vs Frequency

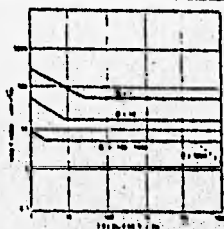


Figure 14 RTI Noise Spectral Density vs Gain

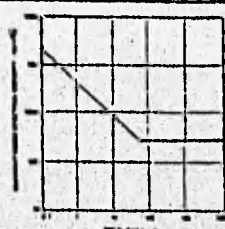


Figure 15 Input Current Noise

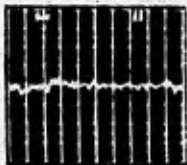


Figure 16 Low Frequency Voltage Noise -  $G = 1$  (System Gain = 1000)



Figure 17 Low Frequency Voltage Noise -  $G = 1000$  (System Gain = 100,000)

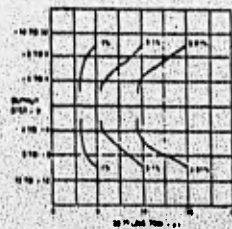


Figure 18 Settling Time Gain = 1

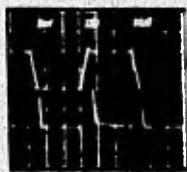


Figure 19 Large Signal Pulse Response and Settling Time -  $G = 1$

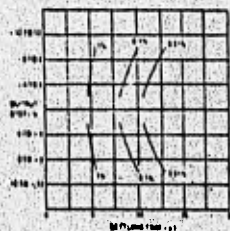


Figure 20 Settling Time Gain = 100



Figure 21 Large Signal Pulse Response and Settling Time  $G = 100$



Figure 22 Range Signal Pulse Response and Settling Time  $G = 100$

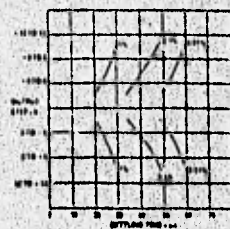


Figure 23 Settling Time Gain = 1000



Figure 24 Large Signal Pulse Response and Settling Time  $G = 1000$

# ***Apéndice B***

## ***Diagramas Electrónicos***



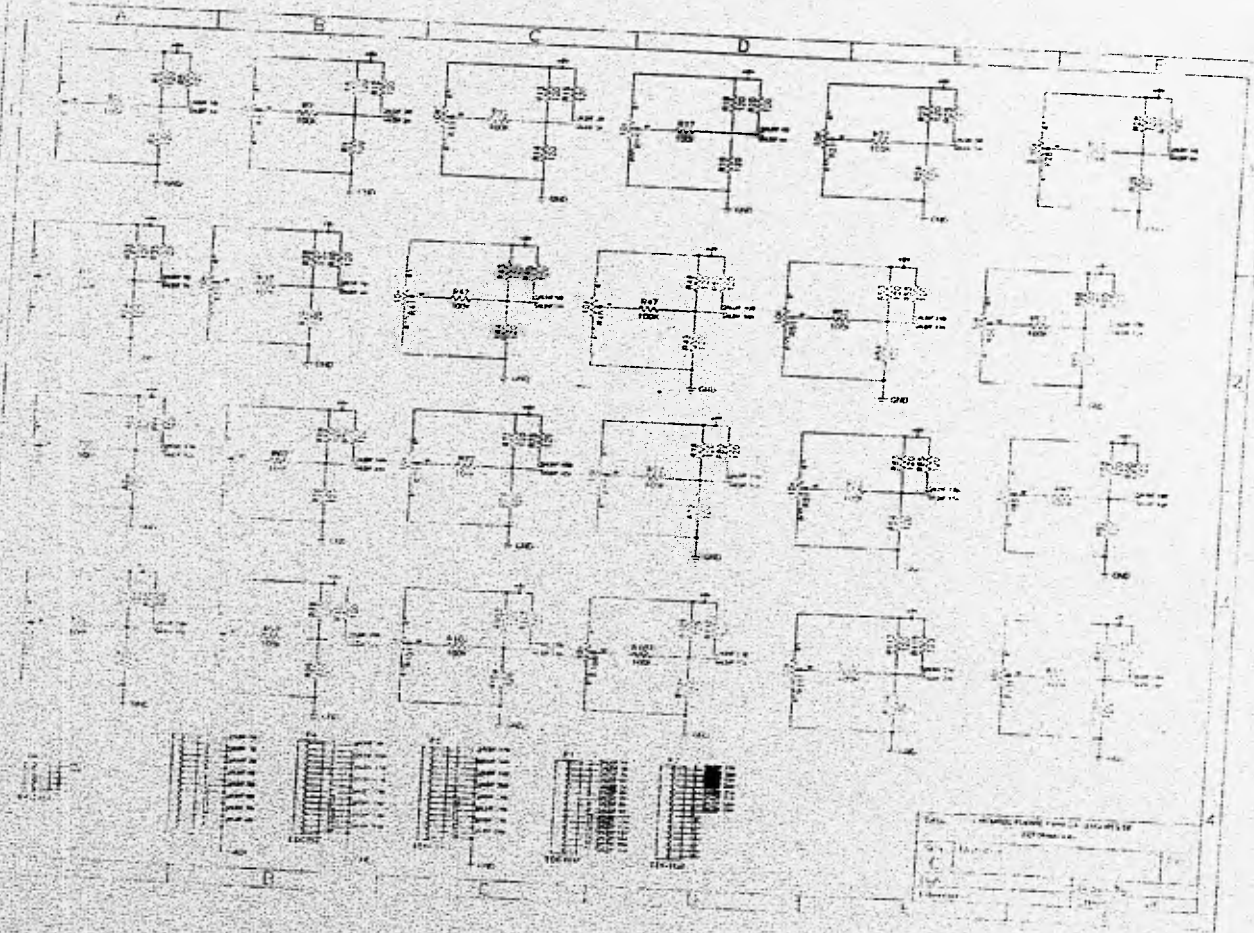
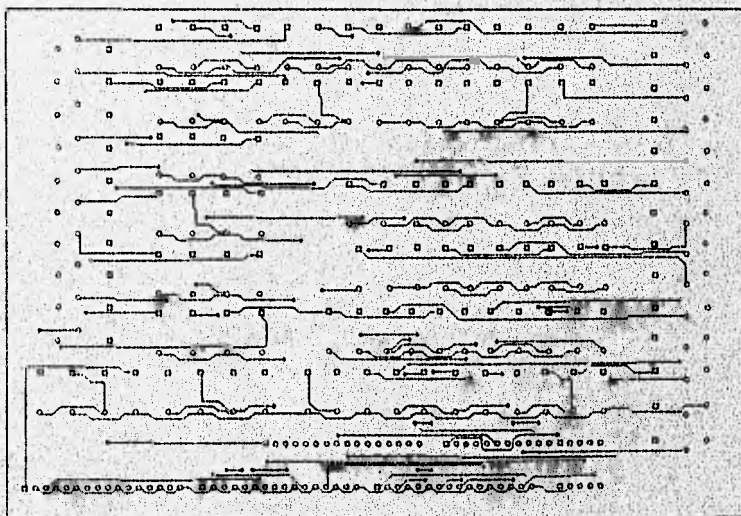
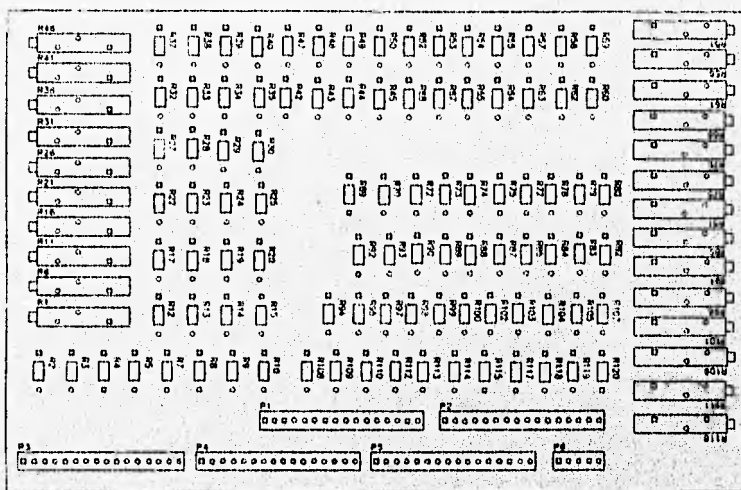
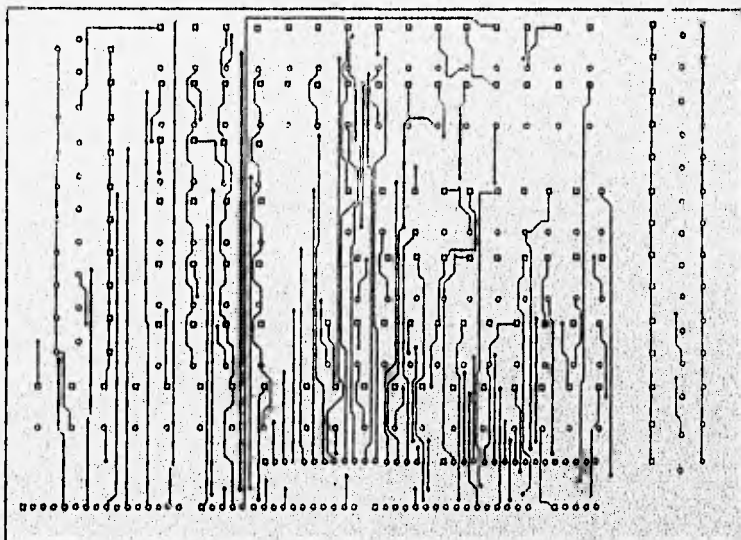


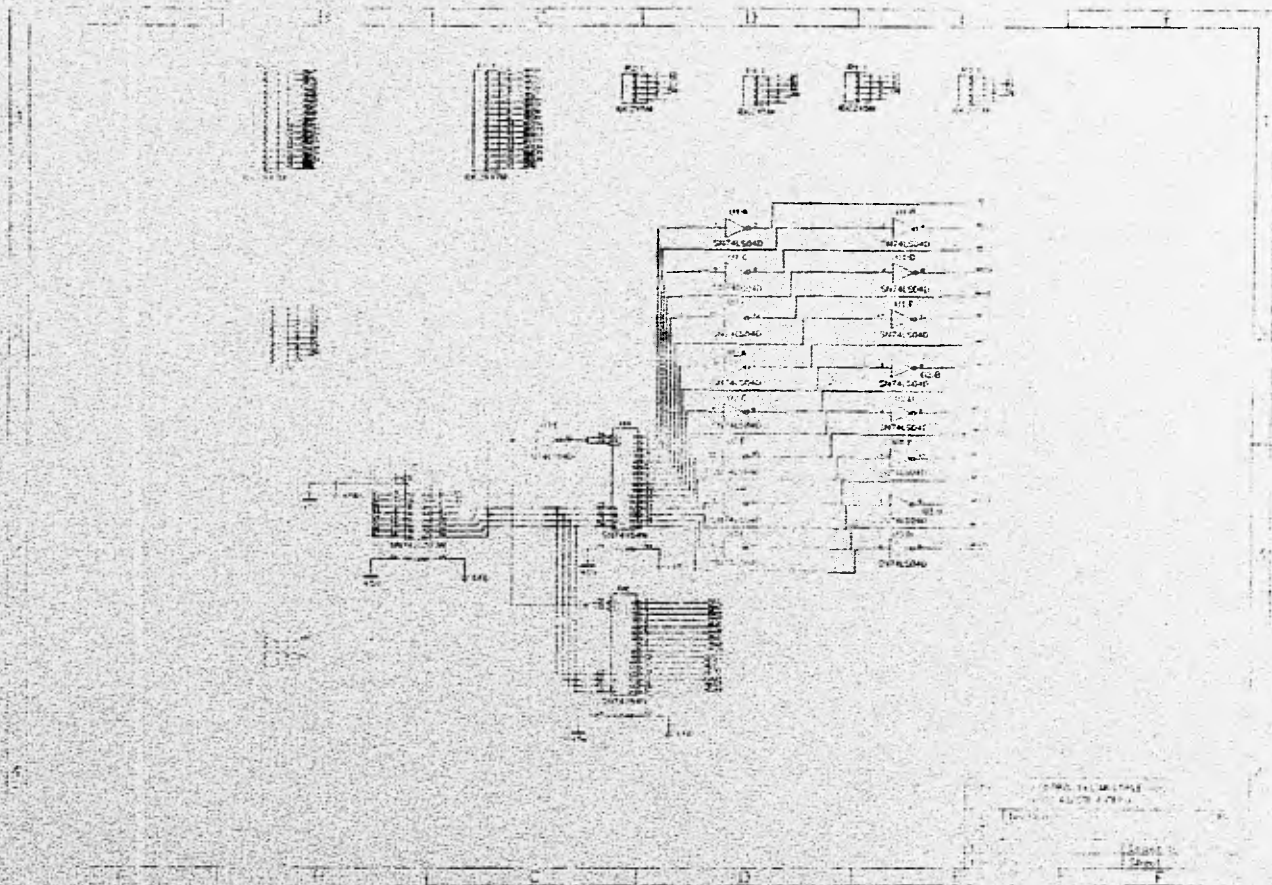
TABLE	
RELAY CONTACT ARRANGEMENTS	
A	...
B	...
C	...
D	...
E	...
F	...



Circuito Impreso de acondicionamiento para 24 sensores de deformación, vista superior.

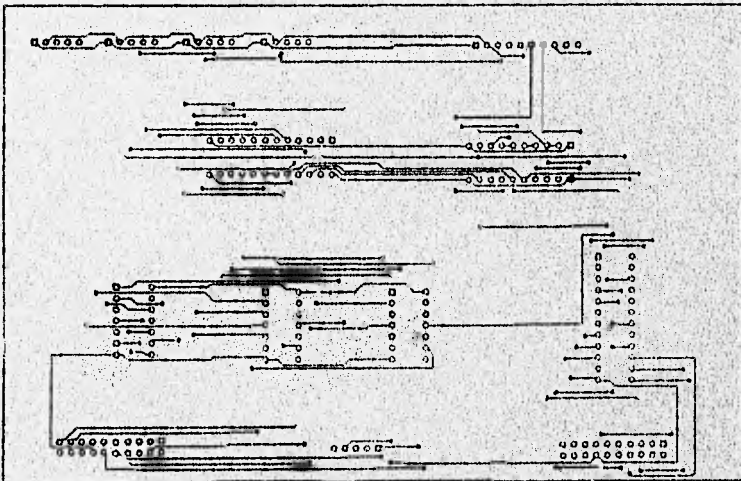
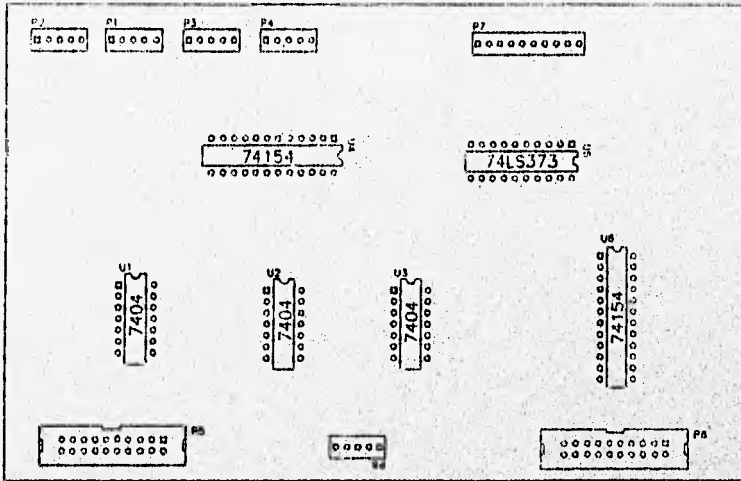


Circuito impreso de acondicionamiento para 24 sensores de deformación, vista inferior.

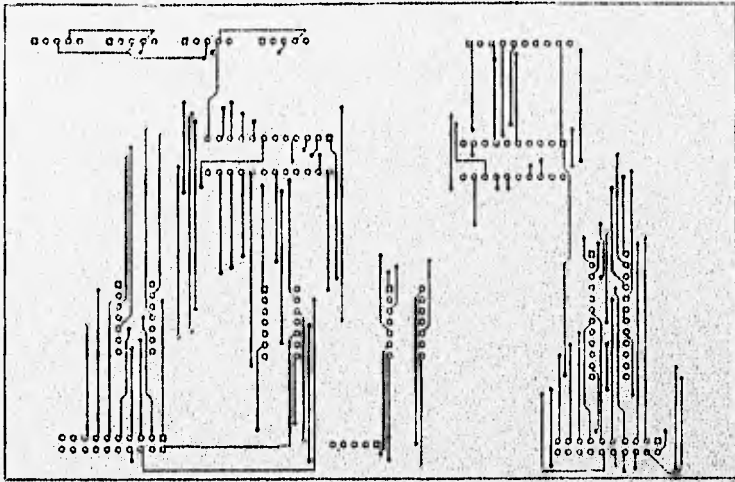


BOARD TYPE: 100-1000  
 BOARD NO.: 100-1000  
 BOARD REV.: 100-1000  
 BOARD DATE: 100-1000  
 BOARD BY: 100-1000  
 BOARD FOR: 100-1000

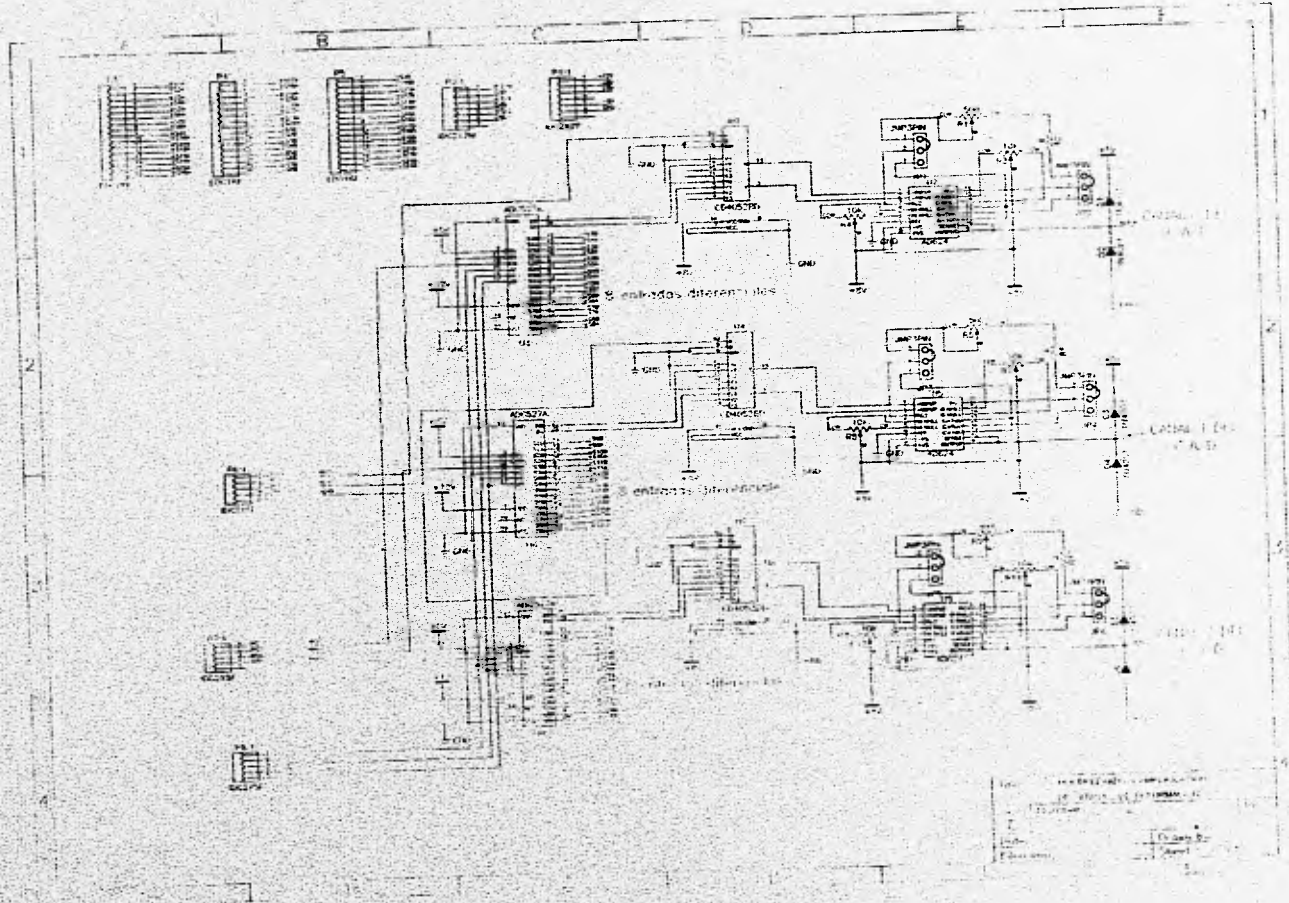
Apéndice B

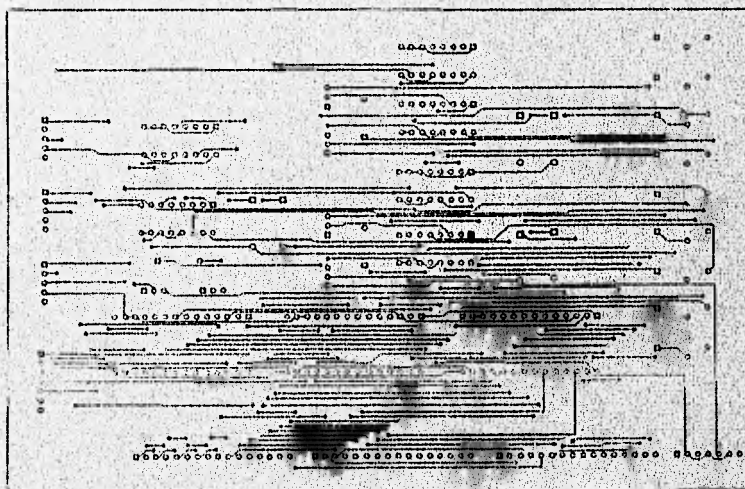
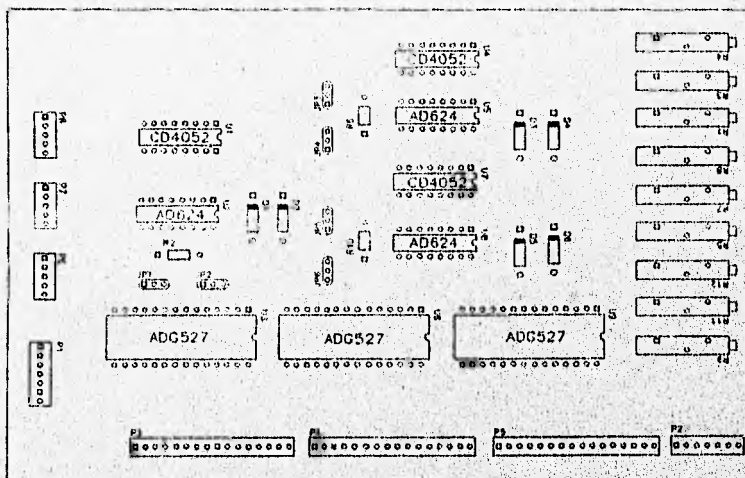


Circuito Impreso para la tarjeta de control del multiplexaje y control de auto ajuste a cero, vista superior.



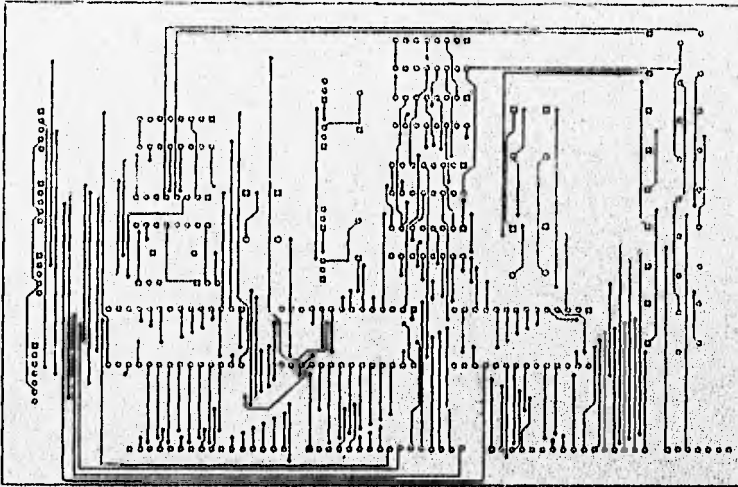
Circuito impreso para la tarjeta de control del multiplexaje y control de auto ajuste a cero, vista inferior.





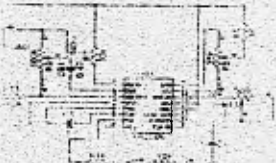
Circuito impreso para la tarjeta de multiplexaje y amplificación de señales de deformación, vista superior.



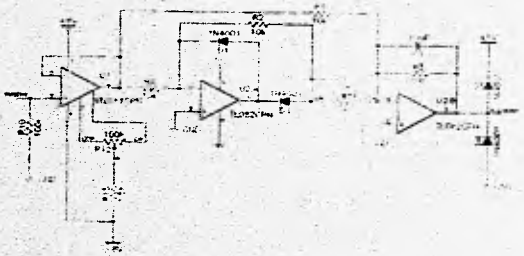


Circuito impreso para la tarjeta de multiplexaje y amplificación de señales de deformación,  
vista inferior

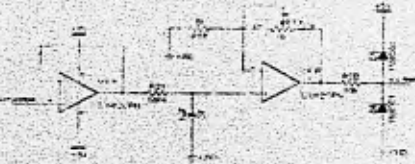
A B C D



SEÑAL DEL SENSOR (V)



SEÑAL DE HUMEDAD

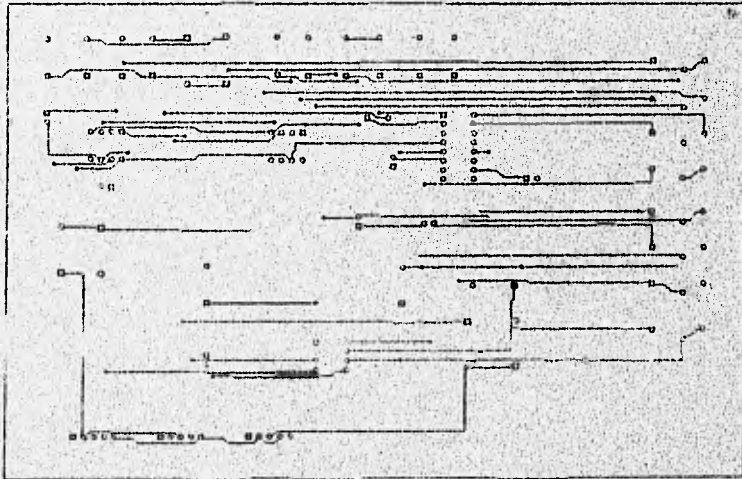
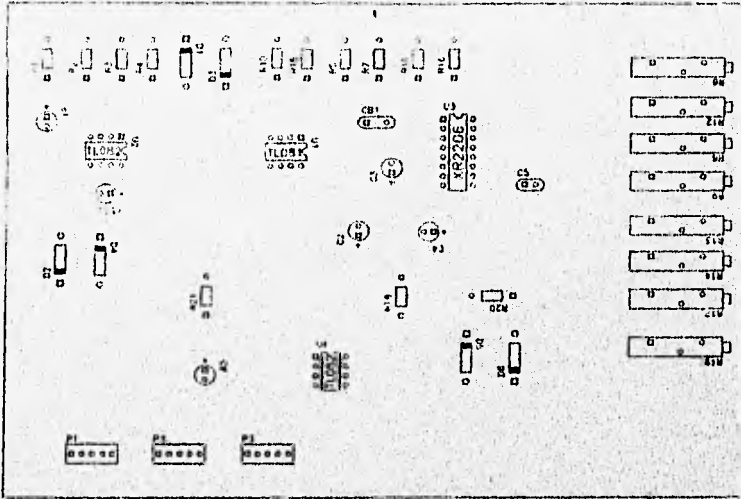


SEÑAL DE TEMPERATURA

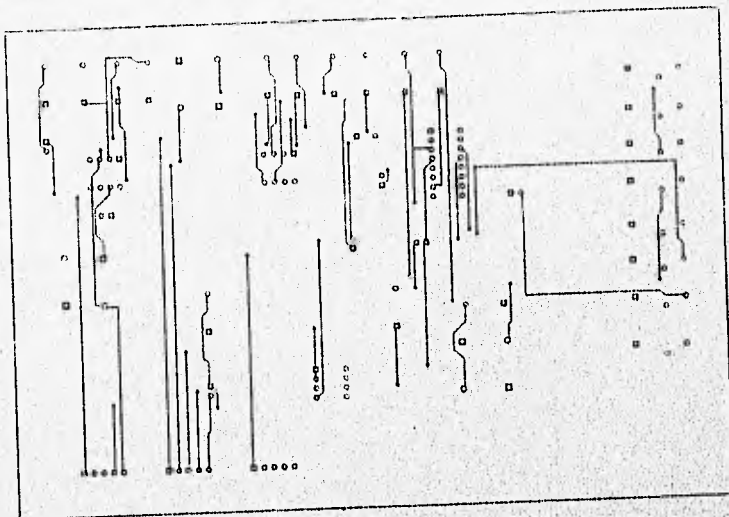
SEÑAL DE HUMEDAD

SEÑAL DE TEMPERATURA

A B C D



Circuito impreso para la tarjeta de acondicionamiento de las señales de temperatura y humedad, vista superior.



Circuito Impreso para la tarjeta de acondicionamiento de las señales de temperatura y humedad, vista inferior.

## *Apéndice C*

# *Fuente de Alimentación del Sistema*

### **INTRODUCCION**

Para el diseño de la fuente de alimentación del sistema se debe considerar que éste será alimentado a partir de la línea comercial.

El sistema requiere de cuatro fuentes de voltaje para la alimentación de sus elementos:

Un nivel de +12 volts para la alimentación de los multiplexores analógicos ADG527.

Un nivel de +8 volts para dispositivos como:

- multiplexores analógicos CD4052
- amplificadores de instrumentación AD624
- generador de onda senoidal XR2206
- amplificadores operacionales TL084-82
- sensor de temperatura LM35
- alimentación de los circuitos puente de Wheatstone.

Un nivel de +5 volts para dispositivos como: lógica de control TTL (SN74154, 7404)

Un nivel de -8 volts para dispositivos como: amplificadores (AD624, TL084, TL082)  
generador de onda senoidal XR2206

---

### Consumo de corriente en el sistema

El consumo de corriente del sistema se puede determinar sumando los consumos indicados por los fabricantes de los elementos del sistema. De esta forma, para que el sistema opere con 24 sensores de deformación, se tienen los siguientes consumos de corriente:

- Para los elementos conectados a la fuente de +12 volts se tiene un consumo total de corriente de 1.8 mA.
- Los elementos conectados en la fuente de +8 volts consumen un total de 1,7 A.
- Los elementos conectados en la fuente de +5 volts consumen un total de 120 mA.
- Los elementos conectados en la fuente de -8 volts consumen un total de 40 mA.

En la figura B.1. se muestra un diagrama a bloques de las fuentes de alimentación.

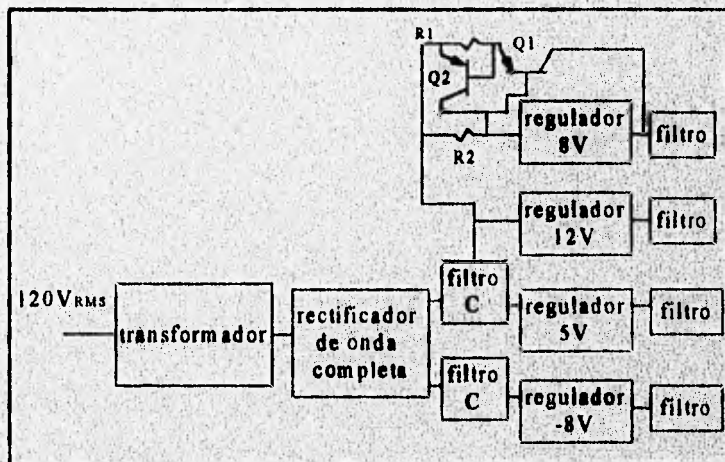


Figura B.1. Diagrama a bloques de las fuentes de alimentación.

### Operación de las fuentes de alimentación

El transformador reduce el voltaje de línea de 120 V rms a un voltaje secundario de 15 V rms a través de cada mitad del transformador. Esto da por resultado un voltaje pico en el transformador de

$$v_p = \sqrt{2} \times v_{rms} = \sqrt{2} \times 15 = 21.213V$$

El voltaje de rizo rms en la entrada de los reguladores de voltaje está dado por la ecuación:

$$v_{r(rms)} = \frac{I_{cd}}{4\sqrt{3}fC} \times \frac{V_{cd}}{v_p}$$

En donde  $f$  es la frecuencia del voltaje de alimentación (60 Hz),  $I_{cd}$  es la corriente promedio extraída del filtro mediante la carga,  $V_{cd}$  es el voltaje promedio en el capacitor y  $C$  es el valor del capacitor del filtro, considerando  $V_{cd}=V_p$  para una corriente promedio de 3.5 A, se tiene:

$$v_{r(rms)} = \frac{3.5}{4\sqrt{3}(60)(4.7 \times 10^{-3})} = 1.79V$$

El voltaje de rizo pico está dado por:

$$v_{r(pico)} = \sqrt{3} \times v_{r(rms)} = \sqrt{3} \times 1.79 = 3.1V$$

El nivel de voltaje de DC a través del capacitor  $C$  de 4700  $\mu F$  es

$$V_{dc} = v_p - v_{r(pico)} = 21.213 - 3.1 = 18.113V$$

El factor de rizo del filtro es:

$$r = \frac{v_{r(rms)}}{V_{dc}} \times 100 = \frac{1.79}{18.113} \times 100 = 9.88\%$$

El voltaje en el filtro con capacitor  $C$  (4700  $\mu F$ ) tiene un rizo de aproximadamente 9.88 % y se reduce a un voltaje mínimo de

---

---

$$V_{\text{entmin}} = V_p - 2V_{r(\text{pico})} = 21.213 - 2(3.1) = 15.013\text{V}$$

Consultando las especificaciones de los reguladores de voltaje, se encuentra que el mínimo valor al que pueda bajar el voltaje  $V'_{\text{entmin}}$  es el que asegure la regulación de los voltajes de salida.

Para el regulador 7812 se tiene que el rango de voltaje de entrada para el que se asegura una regulación a +12 volts es de 14.5 a 30 volts. El voltaje más bajo que se mantiene en el capacitor es un poco mayor a 15 V, por lo que se asegura la correcta regulación de voltaje a la salida del regulador para una demanda total de corriente menor a 3.5 A.

La potencia disipada en el regulador está dada por:

$$P_{\text{REG}} = I_L (V_i - V_o)$$

donde

$P_{\text{REG}}$  es la potencia disipada en el regulador

$I_L$  es la corriente de carga

$V_i$  es el voltaje promedio en la entrada

$V_o$  es el voltaje de salida.

Para el regulador 7812 se tiene una potencia disipada de 11 mW.

Para la fuente de +8 V, el transistor Q1 es el transistor de paso de corriente alta y su resistencia de base a emisor se ha escogido de tal forma que se encienda para una corriente de carga de 17 mA, el transistor Q2 sense la corriente de carga a través de la caída de voltaje en la resistencia R1, cortando a Q1 cuando la caída a través de la resistencia R1 excede el voltaje base-emisor de encendido de Q2 (3.8 A). El regulador 7808 proporciona toda la corriente a la carga mientras ésta sea menor de 17 mA, para cargas mayores, la caída de voltaje a través de R2 enciende al transistor Q1, limitando la corriente a través del regulador a 17 mA. Con este circuito se asegura un funcionamiento correcto cuando el voltaje en el capacitor C5 sea mayor de 12.8 V, equivalente al voltaje de salida regulado más la caída a través del regulador más la caída de voltaje en los dos diodos para corrientes de carga cercanas a la corriente límite. El voltaje más bajo que se mantiene en el capacitor es un poco



---

---

mayor a 15 V, por lo que se asegura la correcta regulación de voltaje en la salida del regulador.

La potencia disipada entre el regulador y el transistor de paso es de 16.68 W.

Para el regulador 7805 se tiene que el rango de voltaje de entrada para el que se asegura una regulación a +5 volts es de 7 a 25 volts. El voltaje promedio que se mantiene en el capacitor es de 18.11 V, por lo que se asegura la correcta regulación de voltaje a la salida del regulador.

La potencia disipada en el regulador es de 1.55 W.

Para el regulador 7908 se tiene que el rango de voltaje de entrada para el que se asegura una regulación a -8 volts es de -10.5 a -25 volts. El voltaje promedio que se mantiene en el capacitor es de -18.11 V, por lo que se asegura la correcta regulación de voltaje en la salida del regulador.

La potencia disipada en el regulador es de 0.393 W.

Los diodos en los reguladores sirven para protegerlos contra polarizaciones Inversas.

Tomando en cuenta los puntos mencionados sobre el consumo y requerimientos, el circuito que se propone se muestra en la figura B.2.

Como se puede ver en el diagrama, las fuentes propuestas se basan en reguladores de voltaje comerciales, estos reguladores tienen protección interna contra corto circuito en su salida. Los reguladores de +12 V, +5 V y -8 V tienen la capacidad de manejo de corriente hasta de un amper, con lo que se satisfacen los requerimientos de consumo. Para el requerimiento de consumo de la fuente de +8V, se propone un circuito basado en un regulador comercial con la capacidad de manejar corrientes mayores de 1.5 A, a partir del uso de un transistor de paso externo, el cual es protegido contra corto circuito en la salida.

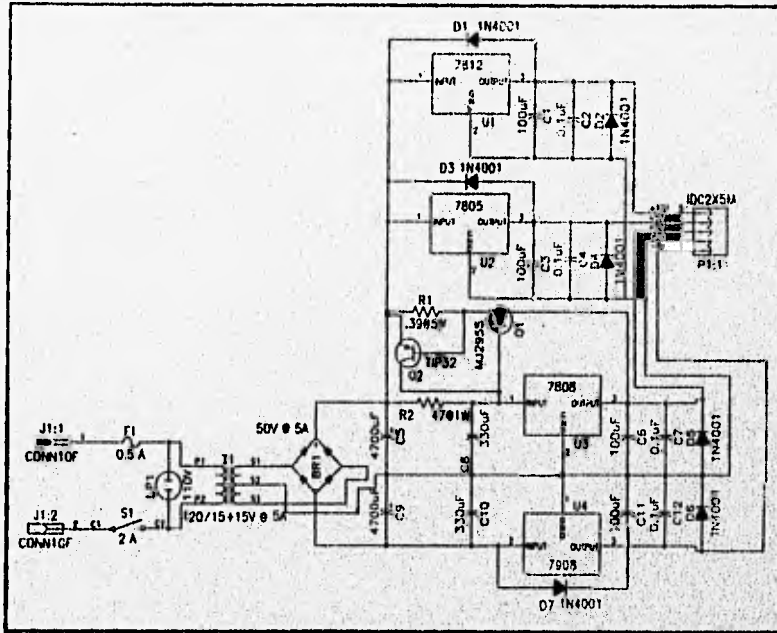
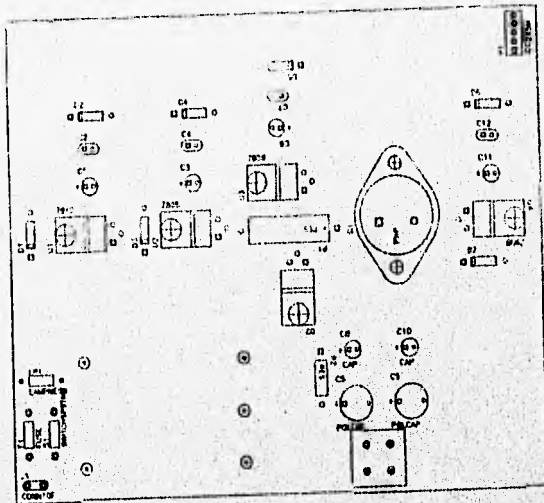
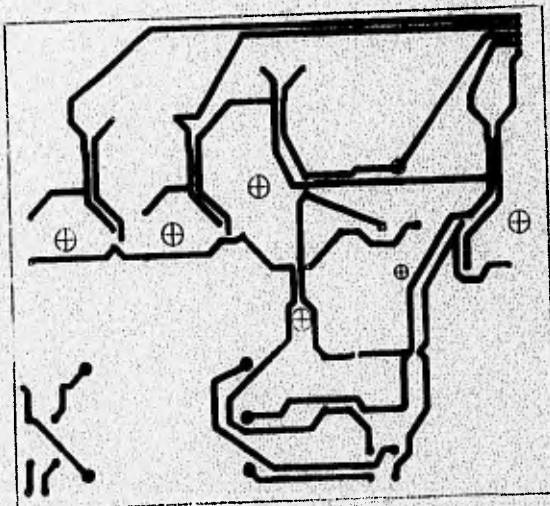


Figura B.2. Fuente lineal de +8 V, -8 V, +12 V y +5 V.



Circuito impreso de la fuente de alimentación, vista superior.



Circuito impreso de la fuente de alimentación, vista inferior.

## Apéndice D

### Listado del Programa de Adquisición de Datos

En este apéndice se presenta un listado parcial del programa de adquisición de datos. Este programa fue realizado en lenguaje C e incluye las funciones manejadoras de la tarjeta de adquisición de datos.

```
#define NUMV 12
#define NUMM 12
#define NMOPC 5
#include <math.h> /* declara las librerías usadas en el programa */
#include <blas.h>
#include <cntl.h>
#include <alloc.h>
#include <string.h>
#include <stdio.h>
#include <dos.h>
#include <time.h>
#include <stdlib.h>
#include <graphics.h>
#include <process.h>
#include <math.h>
#include "ventanas.h"
#include "menus.h"
extern pci812(int,int*,int*,int*); /* declara la función manejadora de las funciones de la tarjeta de adquisición de
datos */
int contador,lecty[3];
main(void) /* inicio del programa principal */
{
/* declaración de funciones usadas en el programa principal */
void pantallaInicial(void);
void letmuestreaamb(void);
void qletmuestreaamb(void);
void letmuestreadef(void);
void qletmuestreadef(void);
```

*Apéndice D*

```
void nexconfcon(void);
void grafica(void);
void tomalectambient(int cantemp, int canhume, int hra, int min, int seg, char fechaactual[10], char
    nomarchdattem[15], char nomarchdathum[15], int grafamb);
void tomalectdeform(int canini, int canfin, int hra, int min, int seg, char fechaactual[10], char
    nomarchdatdef[15], char nombdeprueba[30], char fechadcol[20]);
/* declaración de variables internas del programa principal */
int dat[5], ary1[5], ary2[5];
int port_start, stop, er, fun, numdecanal, l, opc, temp, hume, y[5], x=0, fin, c, pasoamas, opc mues, primermues;
int tomiecamb, tomiecdef, hacergrafica, hradef2, mindef2, segdef2, rompebucle, d, tomamuestra hra, hvamb2;
int sega, segamb2, mina, minamb2, numdia, nummes, numac, aumentomin, aumentohora;
char arcon[25], tipoprueba[30], d_la[5], m_es[5], a_o[5], fechatem[15], fechahume[15], fechadcl[15];
char canalinicial[5], canalfinal[5], mes, mess[4], messf[4], ao, aos[4], aosf[4], fecha[20], dias[4], diasf[4], dia;
char fechamp[20], fechadcol[20], tipomues[20], tipomuesamb[20], arcdel[20], cadhramb2[5], cadminamb2[5];
char cadsegamb2[5], t_act[5], t_act1[5], t_act2[5], fechaactual[10], cadfrecmues[10], ambfrec[10], cadhume[5];
char cadtemp[5], cadhradef2[5], cadmindef2[5], cadsegdef2[5], hora[10];
float frecmuest, frecmuestamb;
double fracclonaria, sighoramues, sigminmues, sigsegmues, entera;
/* declaración de apuntadores de archivos y de reloj del sistema */
FILE *fp;
struct tm *curtime;
time_t bintime;
clrscr();
printf("*****\n");
printf("Este programa requiere de la siguiente configuración de jumpers de la PCL812PG: \n");
printf("Dirección base del puerto de E/S (SW1) : HEX 220 \n");
printf("Fuente de disparo (JP1) : INTERNA \n");
printf("*****\n");
getch();
textbackground(CYAN);
clrscr();
system("cd\\protesis");
/* inicialización del manejador de la tarjeta usando la función 0 */
port=0x220; /* dirección del puerto de E/S = 220h */
dat[0]=port;
dat[1]=2;
dat[2]=1;
fun=0;
er=pcl812(fun, &dat[0], &ary1[0], &ary2[0]);
if (er != 0)
{
    printf("Error en la inicialización del manejador de la tarjeta");
    exit(1);
}
/* inicialización del menú principal */
iniczven(0, 1, 1, 80, 3, 0, '1');
caractven(0, LIGHTGRAY, BLACK, RED, BLACK, "CC", "");
iniczmenu(0, 4, YELLOW, BLUE);
llenamenu(0, 0, 3, 1, "Configurar");
llenamenu(0, 1, 24, 1, "Muestrear");
llenamenu(0, 2, 44, 1, "Enlazar LOTUS");
llenamenu(0, 3, 66, 1, "Salir");
/* inicialización del submenú "configurar" */
iniczven(1, 1, 2, 15, 5, 1, '1');
caractven(1, LIGHTGRAY, BLACK, BLACK, BLACK, "CI", "");
iniczmenu(1, 2, YELLOW, CYAN);
```

Apéndice D

```
llenamenu(1, 0, 2, 1, "Deformación");
llenamenu(1, 1, 2, 2, "Ambientales");
/* Inicialización del submenú "Deformación" */
iniczvent(2, 15, 4, 36, 8, 1, ' ');
caractvent(2, LIGHTGRAY, BLACK, BLACK, BLACK, "CI", "");
iniczmenu(2, 3, YELLOW, MAGENTA);
llenamenu(2, 0, 2, 1, "Flujo plástico ");
llenamenu(2, 1, 2, 2, "Flujo por esfuerzo");
llenamenu(2, 2, 2, 3, "Secado estándar ");
iniczvent(3, 30, 13, 50, 16, 1, ' ');
caractvent(3, LIGHTGRAY, WHITE, WHITE, BLACK, "CC", "Fecha de colado");
fin=1;
while(fin)
{
    inicio;
    textbackground(CYAN);
    clrscr();
    pantallaInicial();
    c = '0';
    while(c != 17408) c = bioskey(0); /* detecta si F10 fue presionada */
    opc = crea_opcvnt(0, 0);
    if (opc == -1)
    {
        goto inicio; /* si ESC es presionada, regresa al inicio */
    }
    else
    {
        switch(opc)
        {
            case 0: /* ejecuta el bloque si la opción "configurar" es escogida */
                iniczvent(4, 12, 9, 68, 17, 1, ' ');
                caractvent(4, LIGHTGRAY, WHITE, WHITE, BLACK, "DC", "ESC = aceptar configuración");
                iniczvent(6, 23, 16, 57, 19, 1, ' ');
                caractvent(6, LIGHTGRAY, WHITE, WHITE, BLACK, "DI", "");
                iniczmenu(3, 2, WHITE, YELLOW);
                llenamenu(3, 0, 13, 1, "automático");
                llenamenu(3, 1, 13, 2, "manual ");
                crear_v(1);
                config;
                activa_v(1);
                opc = crea_opcvnt(1, 1);
                if (opc == -1)
                {
                    cierra_v(1); /* regresa a inicio si ESC es presionada */
                    goto inicio;
                }
                else
                {
                    switch(opc)
                    {
                        case 0: /* ejecuta el bloque para configurar deformación */
                            crear_v(2);
                            activa_v(2);
                            opc = crea_opcvnt(2, 2);
                            if (opc == -1)
                            {
                                goto inicio;
                            }
                        }
                    }
                }
            }
        }
    }
}
```

```

        cierra_v(2);
        goto config;
    }
    else
    {
        inicizvent(5, 18, 19, 62, 22, 0, 'l');
        caractveni(5, LIGHTGRAY, WHITE, WHITE, YELLOW, "DI", "");
        inicizmenu(4, 4, WHITE, GREEN);
        llenamenu(4, 0, 4, 3, "Canales a muestrear.....");
        llenamenu(4, 1, 4, 4, "Tipo de muestreo.....");
        llenamenu(4, 2, 4, 5, "Periodo de muestreo.....");
        llenamenu(4, 3, 4, 6, "Nombre del archivo de datos...");
        switch(opc)
        {
            case 0:
/* bloque de configuración para el flujo plástico */
/* pide la fecha de colado creando una cadena para nombrar el archivo de datos para la prueba */
                crear_v(3);
                activa_v(3);
                strcpy(fecha,"fp");
                gotoxy(3,1);
                cprintf("D|a?");
                do
                {
                    dias[0]='0';
                    gotoxy(3,2);
                    cprintf(" ");
                    gotoxy(3,2);
                    for(i=0; i<=1; i++)
                    { /* pide el día */
                        dia=bloskey(0);
                        dia=dia-48;
                        itoa(dia, dias, 10);
                        strcat(dias,dias);
                        cprintf("%d", dia);
                    }
                }
                while((atoi(diasf))>31 || (atoi(diasf))<1);
                strcpy(fechamp,diasf);
                strcat(fechamp,"f");
                strcat(fecha,diasf);
                gotoxy(8,1);
                cprintf("Mes?");
                do
                { /* pide el mes */
                    messf[0]='0';
                    gotoxy(8,2);
                    cprintf(" ");
                    gotoxy(8,2);
                    for(i=0; i<=1; i++)
                    {
                        mes=bloskey(0);
                        mes=mes-48;
                        itoa(mes, mess, 10);
                        strcat(messf,mess);
                        cprintf("%d",mes);
                    }
                }
            }
        }
    }

```

```

    }
    while((atoi(messf))>12 || (atoi(messf))<1);
    strcat(fechamp,messf);
    strcat(fechamp,"");
    strcat(fechar,messf);
    gotoxy(13,1);
    cprintf("Año?");
    do /* pide el año */
    {
        aosf[0]="0";
        gotoxy(13,2);
        cprintf(" ");
        gotoxy(13,2);
        for(i=0; i<=1; i++)
        {
            ao=blskey(0);
            ao=ao-48;
            ltoa(ao, aos, 10);
            strcat(aosf,aos);
            cprintf("%d",ao);
        }
    }
    while((atoi(aosf))<0);
    cierra_v(3);
    strcat(fechamp,aosf);
    strcat(fechar,aosf);
    strcpy(arconf,fechar);
    strcat(fechar,".dat");
    fp=fopen(arconf,"r"); /* abre el archivo */
    if(fp==NULL) /* de configuración para la */
    { /* prueba del concreto */
        nexconfon();
        fp=fopen("c:\protesis\larodef", "r");
    }
    while(!feof(fp)) /* lee los datos del archivo */
    { /* y los asigna a variables */
        fscanf(fp,"%s",fechadcol);
        for(x=0; x<=1; ++x)
        {
            fscanf(fp,"%d",&y[x]);
        }
        fscanf(fp,"%s",tipomues);
        fscanf(fp,"%f",&frecmues);
        fscanf(fp,"%s",arodat);
    }
    fclose(fp); /* cierra el archivo */
    crea_v(4);
    do
    {
        /* imprime en la ventana las variables del archivo de configuración */
        activa_v(4);
        gotoxy(4,2);
        cprintf("Fecha de colado.....");
        gotoxy(37,2);
        cprintf(fechamp);
    }

```



Apéndice D

```
gotoxy(37,3);
cprintf("del %d al %d",y[0],y[1]);
gotoxy(37,4);
cprintf("%s",tipomues);
gotoxy(37,5);
cprintf("%f seg",frecmuest);
gotoxy(37,6);
cprintf("%s",fecha);
opc = crea_opcvnt(4, 4);
/* modifica los parámetros de configuración */
switch(opc)
(
  case 0: /* pide rango de canales a muestrear */
    crear_v(6);
    activa_v(6);
    gotoxy(2,1);
    cprintf("primer canal: ");
    gotoxy(17,1);
    scanf("%d",&y[0]);
    gotoxy(2,2);
    cprintf("Ultimo canal: ");
    gotoxy(17,2);
    scanf("%d",&y[1]);
    cierra_v(6);
  break;
  case 1: /* pide el tipo de muestreo que a usar */
    crear_v(6);
    activa_v(6);
    opc = crea_opcvnt(3,6);
    switch(opc)
    (
      case 0:
        strcpy(tipomues,"automatico");
        break;
      case 1:
        strcpy(tipomues,"manual");
        frecmuest=0;
        break;
    )
    cierra_v(6);
  break;
  case 2:
    /* establece la frecuencia de muestreo únicamente si el tipo de muestreo es automático */
    if (tipomues[0] == 'a')
    (
      crear_v(6);
      activa_v(6);
      gotoxy(2,1);
      cprintf("Periodo de muestreo");
      gotoxy(2,2);
      cprintf("(en segundos): ");
      gotoxy(20,2);
      scanf("%f",&frecmuest);
      cierra_v(6);
      break;
    )
)
```

```

else
{
break;
}
case 3:
/* pide el nuevo nombre del archivo de datos para el flujo plástico */
crear_v(6);
activa_v(6);
gotoxy(2,1);
cprintf("Nombre del archivo de muestras:");
gotoxy(2,2);
scanf("%s", fecha);
cierra_v(6);
break;
}
} while(opci!=-1);
/* guardar los parámetros en el archivo de configuración */
fp=fopen(arconf, "w");
if(fp==NULL)
{
printf("no puedo abrir el archivo!");
exit(0);
}
fprintf(fp, "%s\n", fechamp);
for(x=0; x<=1; ++x)
{
fprintf(fp, "%d\n", y[x]);
}
fprintf(fp, "%s\n", tipomues);
fprintf(fp, "%f\n", frecmues);
fprintf(fp, "%s\n", fecha);
fclose(fp);
cierra_v(4);
break;
case 1:
/* bloque de configuración para el flujo por esfuerzo */
/* pide la fecha de colado creando una cadena para nombrar el archivo de datos para la prueba */
crear_v(3);
activa_v(3);
}
cierra_v(2);
cierra_v(1);
}
break;
case 1: /* ejecuta el bloque de configuración para variables ambientales */
iniczmenu(5, 4, WHITE, GREEN);
llenamenu(5, 0, 4, 2, "Canal de temperatura.....");
llenamenu(5, 1, 4, 3, "Canal de humedad.....");
llenamenu(5, 2, 4, 4, "Tipo de muestreo.....");
llenamenu(5, 3, 4, 5, "Periodo de muestreo.....");
/* abre archivo para lectura de parámetros de configuración de variables ambientales */
fp=fopen("c:\protesis\lambardet", "r");
while(!feof(fp))
{
/* lee parámetros de configuración */

```

```

fscanf(fp,"%d",&temp);
fscanf(fp,"%d",&hume);
fscanf(fp,"%s",tipomuesamb);
fscanf(fp,"%f",&frecmuestamb);
}
fclose(fp); /* cierra el archivo */
crear_v(4);
do
(
/* imprime en la ventana los parámetros de configuración */
activa_v(4);
gotoxy(37,2);
cprintf("%d",temp);
gotoxy(37,3);
cprintf("%d",hume);
gotoxy(37,4);
cprintf("%s",tipomuesamb);
gotoxy(37,5);
cprintf("%f seg.",frecmuestamb);
opc = crea_opcvnt(5,4);
/* toma acción en caso de querer modificar la configuración */
switch(opc)
{
case 0: /* pide el número del canal de temperatura */
crear_v(6);
activa_v(6);
gotoxy(2,1);
cprintf("canal de temperatura: ");
gotoxy(2,2);
scanf("%d",&temp);
cierra_v(6);
break;
case 1: /* pide el número del canal de humedad */
crear_v(6);
activa_v(6);
gotoxy(2,1);
cprintf("canal de humedad: ");
gotoxy(2,2);
scanf("%d",&hume);
cierra_v(6);
case 2: /* pide el tipo de muestreo */
crear_v(6);
activa_v(6);
opc = crea_opcvnt(3,6);
switch(opc)
{
case 0:
strcpy(tipomuesamb,"automatico");
break;
case 1:
strcpy(tipomuesamb,"manual");
frecmuestamb=0;
break;
}
}
cierra_v(6);
break;

```

```

case 3:
/* pide el periodo de muestreo, únicamente si el tipo de muestreo es automático */
if (tipomuesamb[0] == 'a')
{
    crear_v(8);
    activa_v(8);
    gotoxy(2,1);
    cprintf("Periodo de muestreo");
    gotoxy(2,2);
    cprintf("(en segundos): ");
    gotoxy(20,2);
    scanf("%f",&frecmuestamb);
    cierra_v(8);

    break;
}
else
{
    break;
}
} while(opc!=-1);
/* guarda los parámetros en el archivo de configuración de variables ambientales */
fp=fopen("c:\\protesis\\ambandef","w");
if(fp==NULL)
{
    printf("-no puedo abrir el archivo!");
    exit(0);
}
fprintf(fp,"%d\n",temp);
fprintf(fp,"%d\n",hume);
fprintf(fp,"%s\n",tipomuesamb);
fprintf(fp,"%f\n",frecmuestamb);
fclose(fp);
cierra_v(4);
cierra_v(1);

break;
)
)
break;
case 1: /* ejecuta el bloque si la opción "muestrear" es escogida */
    inicialvent(8, 15, 2, 34, 5, 1, 7);
    caractvent(8, LIGHTGRAY, BLACK, BLACK, BLACK, "C1", "");
    inicialmenu(8, 2, YELLOW, CYAN);
    llenamenu(8, 0, 2, 1, " Deformación ");
    llenamenu(6, 1, 2, 2, "Iniciar muestreo");
    crear_v(8);
    config1;
    activa_v(8);
    opc = crea_opcvnt(6, 8);
    if (opc == -1) /* regresa a inicio si ESC es presionada */
    {
        cierra_v(8);
        goto inicio;
    }
    else
    {

```

```

switch(opc)
{
    case 0: /* toma lugar si es seleccionada la opción "Deformacion" */
        Iniczvent(9, 31, 4, 56, 8, 1, '1');
        caractvent(9, LIGHTGRAY, BLACK, BLACK, BLACK, "C1", "");
        crear_v(9);
        activa_v(9);
        opc = crea_opcvnt(2, 9); /* crea el submenu para el tipo de prueba */
        if (opc == -1)
        {
            cierra_v(9);
            goto config1;
        }
        else
        {
            pesoarmes=100;
            switch(opc)
            {
                case 0: /* se ejecuta si "flujo plástico" es escogido */
                    strcpy(tipoprueba, "flujo plastico");
                    crear_v(3);
                    activa_v(3);
                    /* pide la fecha de colado creando la cadena del nombre del archivo de configuración */
                    strcpy(fecha, "p");
                    gotoxy(3,1);
                    cprint("Dia?");
                    do
                    { /* pide el dia */
                        dia=(9-'0');
                        gotoxy(3,2);
                        cprint(" ");
                        gotoxy(3,2);
                        for(i=0; i<=1; i++)
                        {
                            dia=biostkey(0);
                            dia=dia-48;
                            Roa(dia, dias, 10);
                            strcat(diaef, dia);
                            cprint("%d", dia);
                        }
                    }
                    while((atoi(diaef)>31 || (atoi(diaef)<1);
                    strcat(fecha, diaef);
                    gotoxy(3,1);
                    cprint("Mes?");
                    do
                    { /* pide el mes */
                        mes=(9-'0');
                        gotoxy(3,2);
                        cprint(" ");
                        gotoxy(3,2);
                        for(i=0; i<=1; i++)
                        {
                            mes=biostkey(0);
                            mes=mes-48;
                            Roa(mes, mess, 10);

```

```

        strcal(messf, mess);
        cprintf("%d", mes);
    }
}
while((atoi(messf))>12 || (atoi(messf)<1);
strcal(fecha, messf);
gotoxy(13,1);
cprintf("Año?");
do
    /* pide el año */
    aosf[0]='0';
    gotoxy(13,2);
    cprintf(" ");
    gotoxy(13,2);
    for(i=0; i<=1; i++)
    {
        ao=bioskey(0);
        ao=ao-48;
        itoa(ao, aos, 10);
        strcal(aosf, aos);
        cprintf("%d", ao);
    }
}
while((atoi(aosf)<0);
cierra_v(3);
strcal(fecha, aosf);
strcpy(arconf, fecha);
break;
case 1: /* se ejecuta si "flujo por esfuerzo" es escogido */
strcpy(tipoprueba, "flujo por esfuerzo");
crear_v(3);
gotoxy(8,2);
for(i=0; i<=1; i++)
{
    mes=bioskey(0);
    mes=mes-48;
    itoa(mes, mess, 10);
    strcal(messf, mess);
    cprintf("%d", mes);
}
}
while((atoi(messf))>12 || (atoi(messf)<1);
strcal(fecha, messf);
gotoxy(13,1);
cprintf("Año?");
do
    /* pide el año */
    aosf[0]='0';
    gotoxy(13,2);
    cprintf(" ");
    gotoxy(13,2);
    for(i=0; i<=1; i++)
    {
        ao=bioskey(0);
        ao=ao-48;
        itoa(ao, aos, 10);

```

```

        strcat(aosf,aos);
        cprintf("%d",ao);
    }
    while((atoi(aosf))<0);
    cierra_v(3);
    strcat(fecha,aosf);
    strcpy(arconf,fecha);
    break;
}
/* abre el archivo de configuración para leer los parámetros de configuración de la prueba a muestrear */
muestras:
fp=open(arconf,"r");
if(fp=NULL) /* si no se puede abrir el archivo */
{
    strcpy(tipoprueba,"ninguna");
/* abre archivo configuración de default para leer los parametros de configuración */
fp=fopen("c:\protesis\larodef","r");
}
while(!feof(fp)) /* lee los parámetros de configuración */
{
    fscanf(fp,"%s",fechadcol);
    for(x=0; x<=1; ++x)
    {
        fscanf(fp,"%d",&y[x]);
    }
    fscanf(fp,"%s",tipomues);
    fscanf(fp,"%f",&frecmues);
    fscanf(fp,"%s",arodat);
}
fclose(fp);
/* cierra archivo de lectura de configuración de deformación */
cierra_v(0);
}
goto config1;
case 1: /* toma lugar si se ha seleccionado la opción "Iniciar muestreo" */
cierra_v(0);
if(pasoarmas != 100) /* si no se introdujo el tipo de prueba de deformación */
{
    strcpy(tipoprueba,"ninguna");
/* abre archivo de configuración de default para leer los parámetros de configuración */
fp=fopen("c:\protesis\larodef","r");
while(!feof(fp))
{
    fscanf(fp,"%s",fechadcol);
    for(x=0; x<=1; ++x)
    {
        fscanf(fp,"%d",&y[x]);
    }
    fscanf(fp,"%s",tipomues);
    fscanf(fp,"%f",&frecmues);
    fscanf(fp,"%s",arodat);
}
fclose(fp);
/* cierra el archivo de lectura de configuración de deformación */
}

```





```

outtextxy(5,80,"Periodo de muestreo.... seg.");
outtextxy(190,80,cadfreqmuest);
outtextxy(5,90,"Archivo de datos.....");
outtextxy(190,90,arcdat);
outtextxy(380,30,"Sigulente muestreo.");
outtextxy(380,40,"Canal de temperatura..");
outtextxy(560,40,cadtemp);
outtextxy(380,50,"Canal de humedad.....");
outtextxy(560,50,cadhume);
outtextxy(380,60,"Tipo de muestreo.....");
outtextxy(560,60,tipomuesamb);
outtextxy(380,70,"Periodo de muestreo... seg.");
outtextxy(560,70,ambfreq);
outtextxy(380,80,"Archivo de tempera..");
outtextxy(540,80,fechatemp);
outtextxy(380,90,"Archivo de humedad..");
outtextxy(540,90,fechahume);
/* se decide la acción de muestreo que se llevará a cabo según el tipo de muestreo de las variables */
if(((tipomues[0]=='a') && (tipomuesamb[0]=='a')) opomues=1;
if(((tipomues[0]=='a') && (tipomuesamb[0]=='m')) opomues=2;
if(((tipomues[0]=='m') && (tipomuesamb[0]=='a')) opomues=3;
if(((tipomues[0]=='m') && (tipomuesamb[0]=='m')) opomues=4;
switch(opomues)
{
case 1:/*toma acción si el muestreo de deformación y ambientales es automático*/
contador=1;
primermues=0;
setcolor(YELLOW);
outtextxy(110,120,"Presiona cualquier tecla para finalizar el muestreo");
setcolor(MAGENTA);
do /* ciclo infinito hasta que se presiona una tecla */
{
if(contador>535) contador=1;
hacergrafica=1; /* despliega grafica */
/* toma una muestra de temperatura y humedad */
tomalectambient(temp,hume,hra,mina,sega,fechaactual,fechatemp,fechahume,hacergrafica);
contador=contador+1;
c = bioskey(1);
/* obtiene el tiempo real del sistema */
time(&binltime);
curtime=localtime(&binltime);
strftime(t_act,5,"%H",curtime);
hra=atoi(L_act);
strftime(t_act1,5,"%M",curtime);
mina=atoi(L_act1);
strftime(t_act2,5,"%S",curtime);
sega=atoi(L_act2);
strcpy(hora,t_act);
strcpy(hora,"");
strcpy(hora,L_act1);
strcpy(hora,"");
strcpy(hora,L_act2);
setcolor(CYAN);
/* despliega el tiempo real en la ventana */
outtextxy(290,15,"ÚÚ ÚÚ ÚÚ");
setcolor(BLACK);

```

```

outtextxy(290,15,hora);
if (primermues==0) /* si es el primer muestreo */
{
    letmuestreaamb();
    hacergrafica=0; /* no despliega gráfica */
    tomalectambient(temp,hum,hra,mina,sega,fechaactual,fechatemp,fechahume,hacergrafica);
    /* toma una muestra de variables ambientales */
    qletmuestreaamb();
    letmuestreadef();
    /* toma una muestra del bloque de deformación */
    tomalectdefom(y[0],y[1],hra,mina,sega,fechaactual,arcdal,tipoprueba,fechadcol);
    qletmuestreadef();
    goto timesigmuesamb;
}

/* si no se han tomado lecturas de deformación, ver si es tiempo del siguiente muestreo */
if((tomiecamb!=1) && (tomieodef!=1)) goto compartimesamb;
/* si ya se tomó una lectura de deformación, calcular el tiempo del siguiente muestreo */
if((tomiecamb!=1) && (tomieodef==1)) goto timesigmuesdef;
/* si ya se tomó una lectura de ambientales, calcular el tiempo del siguiente muestreo */
if((tomiecamb==1) && (tomieodef!=1)) goto timesigmuesamb;
/* si ya se tomaron ambas lecturas, calcular los siguientes tiempos de muestreo */
if((tomiecamb==1) && (tomieodef==1)) goto timesigmuesamb;
/* calcula el siguiente tiempo de muestreo para variables ambientales */
timesigmuesamb;
sighoramues=fracmuesamb/3600;
fraccionaria=modf(sighoramues,&entera);
hramb2=hra+entera;
sigminmues=fraccionaria*60;
fraccionaria=modf(sigminmues,&entera);
minamb2=mina+entera;
aumentohora=0;
sigsegmues=fraccionaria*60;
fraccionaria=modf(sigsegmues,&entera);
segamb2=sega+entera;
aumentomin=0;
if(segamb2 > 59)
{
    segamb2=segamb2-60;
    aumentomin=1;
}
if(minamb2 > 59)
{
    minamb2=minamb2-60;
    aumentohora=1;
}
if(aumentohora==1) hramb2=hramb2+1;
if(aumentomin==1) minamb2=minamb2+1;
if(hramb2 > 23)
{
    hramb2=hramb2-24;
}
k0a(hramb2,cadhramb2,10);
k0a(minamb2,cadminamb2,10);
k0a(segamb2,cadsegamb2,10);
strcpy(hora,cadhramb2);
strcat(hora,".");

```

Apéndice D

```

sirca1(hora,cadminamb2);
sirca1(hora,".");
sirca1(hora,cadsegamb2);
/* despliega en la ventana el siguiente tiempo de muestreo de ambientales */
setcolor(CYAN);
outtextxy(550,30,"0000000000");
setcolor(MAGENTA);
outtextxy(550,30,hora);
if((tomiecdel=1) && (primermues=0)) goto compartimesamb;
/* calcula el siguiente tiempo de muestreo para deformación */
timesigmuesdef;
sighoramues=frecmues/3600;
fraccionaria=modf(sighoramues,&entera);
hradef2=hra+entera;
sigminmues=fraccionaria*60;
fraccionaria=modf(sigminmues,&entera);
mindef2=mina+entera;
aumentohora=0;
sigsegmues=fraccionaria*60;
fraccionaria=modf(sigsegmues,&entera);
segdef2=sega+entera;
aumentomin=0;
if(segdef2 > 59)
{
segdef2=segdef2-60;
aumentomin=1;
}
if(mindef2 > 59)
{
mindef2=mindef2-60;
aumentohora=1;
}
if(aumentohora==1) hradef2=hradef2+1;
if(aumentomin==1) mindef2=mindef2+1;
if(hradef2 > 23)
{
hradef2=hradef2-24;
}
k0a(hradef2,cadhradef2,10);
k0a(mindef2,cadmindef2,10);
k0a(segdef2,cadsegdef2,10);
sircoy(hora,cadhradef2);
sirca1(hora,".");
sirca1(hora,cadmindef2);
sirca1(hora,".");
sirca1(hora,cadsegdef2);
setcolor(CYAN);
/* despliega en la ventana el siguiente tiempo de muestreo de deformación */
outtextxy(170,30,"0000000000");
setcolor(MAGENTA);
outtextxy(170,30,hora);
/* compara el tiempo real con el siguiente tiempo de muestreo de ambientales, si son iguales, toma una muestra */
compartimesamb;
tomiecdel=0;
if((hra==hramb2) && (mina==minamb2) && (sega==segamb2))

```

Apéndice D

```

        {
            letmuestraamb( );
            hacergrafica=0;
            /* toma una muestra de variables ambientales*/
            tomalectambient(temp,hume,hra,mina,sega,fechaactual,fechalemp,fechahume,hacergrafica);
            qltmuestraamb( );
            tomlecamb=1;
        }
/* compara el tiempo real con el siguiente tiempo de muestreo de deformación, si son iguales, toma una
muestra */
        compartimesdef:
        tomlecdet=0;
        tomalectambient(temp,hume,hra,mina,sega,fechaactual,fechalemp,fechahume,hacergrafica);
        qltmuestraamb( );
        }
        if(d==68) break; /* sale del muestreo si F10 es oprnida */
    }
    if (primermues==0)
    {
        letmuestraamb( );
        hacergrafica=0;
        tomalectambient(temp,hume,hra,mina,sega,fechaactual,fechalemp,fechahume,hacergrafica);
        /* tomar muestra de variables ambientales */
        qltmuestraamb( );
        letmuestreadef( );
        tomalectdeform(y(0),y(1),hra,mina,sega,fechaactual,arcdat,ilpopnieba,fechadcol);
        /* tomar muestra de deformación */
        qltmuestreadef( );
    }
    primermues=1;
}
break;
}
closegraph( ); /* desactiva el modo grafico y reactiva el modo texto */
break;
}
}
break;
case 2: /* ejecuta el bloque si se escoge "enlazar lotus" */
system("cd\lotus"); /* entra al directorio de lotus */
system("proceso.exe"); /* llama al programa de enlace */
system("cd\protesis"); /* regresa al directorio "protesis" */
break;
case 3:
fin=0; /* sale del programa */
break;
}
}
}
window( 1, 1, 80, 25);
textbackground( BLACK );
clschr( ); /* borra la pantalla */
return(0); /* termina la ejecucion */
}
/* funcion que dibuja el borde del programa principal */

```

## Apéndice D

```
void bordetexto(int xinicial, int yinicial, int xfinal, int yfinal)
{
    register int i;
    textcolor(BLACK);
    gotoxy(xinicial, yinicial);
    putch('U');
    for (i=xinicial+1; i<=xfinal; i++)
        putch('A');
    gotoxy(xinicial, yfinal);
    putch('A');
    for (i=xinicial+1; i<=xfinal; i++)
        putch('A');
    for (i=yinicial+1; i<=yfinal-1; i++)
    {
        gotoxy(xinicial,i);
        putch('*');
        gotoxy(xfinal+1, i);
        putch('*');
    }
}

/* función de presentación de la pantalla inicial */
void pantallaInicial(void)
{
    window(1,1,80,25);
    textbackground(CYAN);
    clrscr();
    bordetexto(1,2,79,24);
    window(1,1,80,1);
    textbackground(LIGHTGRAY);
    cprintf("                ");
    textcolor(BLACK);
    cprintf(" Muestrear      Enlazar LOTUS      Salir ");
    window(1,25,80,25);
    cprintf("                ");
    cprintf(" F10-Menu      ESC-Salir del menu      ");
    window(1,1,80,25);
}

/* función que despliega el letrero de falta de parametros en la configuración */
void nexconfon(void)
{
    crear_v(5);
    activa_v(5);
    gotoxy(2,1);
    cprintf("No existe configuración para el concreto");
    gotoxy(5,2);
    cprintf("Introduzca datos para configurar");
    delay (3000);
    cierra_v(5);
}

void letmuestreaamb(void)
{
    setcolor(MAGENTA);
    outtextxy(380,100,"MUESTREANDO AMBIENTALES");
}

```

```

void qltmuestreaamb(void)
{
    setcolor(CYAN);
    outtextxy(380,100,"MUESTREANDO AMBIENTALES");
    setcolor(MAGENTA);
}
void letmuestreadef(void)
{
    setcolor(MAGENTA);
    outtextxy(5,100,"MUESTREANDO DEFORMACION");
}
void qltmuestreadef(void)
{
    setcolor(CYAN);
    outtextxy(5,100,"MUESTREANDO DEFORMACION");
    setcolor(MAGENTA);
}

/* funcion que toma una muestra de temperatura y humedad */
void tomalectambient(int cantemp, int canhume, int hra, int min, int seg, char fechaactual[10], char
nomarchdatem[15], char nomarchdathum[15],int grafamb)
{
    void graficadalostemp(int datotemp,int colortemp); /* funcion para graficar temperatura */
    void graficadaloshume(int datohume,int colorhume); /* funcion para graficar humedad */
    FILE *fp;
    char comilla = "";
    int i,j,er,numdecanal,fun, dat[5],ary1[5],ary2[5];
    for(i=0; i<=1; i++)
    {
        if(i==0)
        {
            numdecanal=cantemp; /* fija el número del canal de temperatura */
        }
        else
        {
            numdecanal=canhume; /* fija el número del canal de humedad */
        }
        /* fija el rango de canales a leer del convertidor A/D */
        dat[0]=numdecanal;
        dat[1]=numdecanal;
        fun=1;
        er=pci812(fun,&dat[0],&ary1[0],&ary2[0]);
        if(er != 0)
        {
            printf("error al fijar el rango de lectura");
            exit(1);
        }
        /* fija la ganancia para cada canal */
        dat[0]=numdecanal; /* fija el numero de canal al que se le fijará la ganancia */
        dat[1]=0; /* ganancia */
        fun=23;
        er=pci812(fun,&dat[0],&ary1[0],&ary2[0]);
        if(er)
        {
            printf("error al fijar la ganancia");
            exit(0);
        }
    }
}

```

Apéndice D

```

}
/* ejecuta una sola conversión A/D */
fun=3;
er=pci812(fun,&dat[0],&ary1[0],&ary2[0]);
if (er != 0)
{
    printf("error al realizar la conversión A/D");
    exit(1);
}
if((grafamb==0) && (j==0))
{
    /* abre archivo de datos de temperatura para almacenar las muestras */
    fp=fopen(nomarchdattem,"r"); /* verifica si existe el archivo de datos */
    if(fp==NULL)
    {
        fp=fopen(nomarchdattem,"w"); /* si no existe el archivo de datos, lo crea */
        if(fp==NULL)
        {
            printf("- no puedo abrir el archivo %s para escritura",nomarchdattem);
            exit(0);
        }
        /* escribe la cabecera del archivo */
        fprintf(fp,"%cTEMPERATURA%c",comilla,comilla);
        fprintf(fp,"n%c %c",comilla,comilla);
        fprintf(fp,"n%cFecha:%s %c",comilla,fechaactual,comilla);
        fprintf(fp,"n%c %c",comilla,comilla);
        fprintf(fp,"n%c %c",comilla,comilla);
        fprintf(fp,"n%chora%c%cmnuto%c%segundo%c%odia%c%cmes%c%caño%c%deci.
temperatura%c",comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla);
    }
    fclose(fp);
    /* abre el archivo creado para añadir la hora, fecha y lectura tomada */
    fp=fopen(nomarchdattem,"a");
    fprintf(fp,"n%d %d %d %s %d",hra,min,seg,fechaactual,dat[0]);
    fclose(fp);
}
if((grafamb==0) && (j==1))
{
    /* abre archivo de datos de humedad para almacenar las muestras */
    fp=fopen(nomarchdathum,"r"); /* verifica si existe el archivo de datos */
    if(fp==NULL)
    {
        fp=fopen(nomarchdathum,"w"); /* si no existe el archivo de datos, lo crea */
        if(fp==NULL)
        {
            printf("- no puedo abrir el archivo %s para escritura",nomarchdathum);
            exit(0);
        }
        /* escribe la cabecera del archivo */
        fprintf(fp,"%cHUMEDAD%c",comilla,comilla);
        fprintf(fp,"n%c %c",comilla,comilla);
        fprintf(fp,"n%cFecha:%s %c",comilla,fechaactual,comilla);
        fprintf(fp,"n%c %c",comilla,comilla);
        fprintf(fp,"n%c %c",comilla,comilla);
    }
}

```

Apéndice D

```
fprintf(fp, "\n%chora%c%cm minuto%c%cssegundo%c%cdia%c%cmes%c%caño%c%clecl.
humedad%c", comilla, comilla, comilla, comilla, comilla, comilla, comilla, comilla, comilla, comilla, comilla, co
milla, comilla);
}
fclose(fp);
/* abre el archivo creado para añadir la hora, fecha y lectura tomada */
fp=fopen(nomarchdathum, "a");
fprintf(fp, "\n%d %d %d %s %d", hra, min, seg, fechaactual, dat[0]);
fclose(fp);
}
if((grafamb==1) && (ij==0))
{
/* grafica temperatura */
graficadatostemp(dat[0], 4);
}
if((grafamb==1) && (ij==1))
{
/* grafica humedad */
graficadatoshume(dat[0], 9);
}
}
}
/* funcion encargada de tomar lecturas del bloque de canales de deformación */
void tomalectdeform(int canini, int canfin, int hra, int min, int seg, char fechaactual[10], char
nomarchdatde[15], char nombdeprueba[30], char fechadco[20])
{
FILE *fp;
char comilla = "";
int i, si, adj, valdatad, valdefinal, er, numdecanal, fun, ns, dat[5], ary1[5], ary2[5];
for(i)=canini; i<=canfin; i++) /* fija los canales a muestrear de forma consecutiva */
{
for(si=0; si<=1; si++)
{
if(si == 0)
{
adj=0; /* adj=0 si se toma lectura de ajuste a cero */
}
else
{
adj=128; /* adj=128 si se toma lectura del sensor */
}
fun=21; /* activación de salidas digitales para tomar lectura del canal correspondiente */
dat[1]=0; /* byte alto */
dat[0]=i+adj; /* byte bajo */
er=pcl812 (fun, &dat[0], &ary1[0], &ary2[0]);
if(er != 0)
{
printf("Falla en las salidas digitales");
exit(1);
}
/* toma una lectura del convertidor A/D */
/* fija el número de canal de la tarjeta PCL812-PG del cual se tomará la lectura */
if((i)<=7) numdecanal=0;
if((i)>=8) && (i<=15) numdecanal=1;
if((i)>=16) && (i<=23) numdecanal=2;
if((i)>=24) && (i<=31) numdecanal=3;
```



```

if((ij>=32) && (ij<=39)) numdecanal=4;
if((ij>=40) && (ij<=47)) numdecanal=5;
if((ij>=48) && (ij<=55)) numdecanal=6;
if((ij>=56) && (ij<=63)) numdecanal=7;
if((ij>=64) && (ij<=71)) numdecanal=8;
if((ij>=72) && (ij<=79)) numdecanal=9;
if((ij>=80) && (ij<=87)) numdecanal=10;
if((ij>=88) && (ij<=95)) numdecanal=11;
if((ij>=96) && (ij<=103)) numdecanal=12;
if((ij>=104) && (ij<=111)) numdecanal=13;
/* fija el canal a leer del convertidor A/D */
dat[0]=numdecanal;
dat[1]=numdecanal;
fun=1;
er=pci812(fun,&dat[0],&ary1[0],&ary2[0]);
if(er != 0)
{
    printf("error al fijar el rango de lectura");
    exit(1);
}
/* fija la ganancia para el canal de lectura */
dat[0]=numdecanal; /* fija el número de canal al que se le fijará la ganancia */
dat[1]=0; /* ganancia */
fun=23;
er=pci812(fun,&dat[0],&ary1[0],&ary2[0]);
if(er)
{
    printf("error al fijar la ganancia");
    exit(0);
}
/* ejecuta una sola conversión A/D */
fun=3;
er=pci812(fun,&dat[0],&ary1[0],&ary2[0]);
if (er != 0)
{
    printf("error al realizar la conversión A/D");
    exit(1);
}
if(si == 0)
{
    valdatadj=dat[0]; /* guarda la lectura del dato de ajuste en la variable valdatadj */
}
else
{
    valdefinal=dat[0]-valdatadj; /* obtiene el valor de deformación sin offset */
}
/* abre el archivo de datos para almacenar las lecturas */
fp=fopen(normarchdatdef,"r"); /* verifica si existe el archivo de datos */
if((fp==NULL)
{
    fp=fopen(normarchdatdef,"w"); /* si no existe el archivo de datos, lo crea */
    if((fp==NULL)
    {
        printf("- no puedo abrir el archivo %s para escritura",normarchdatdef);
        exit(0);
    }
}

```

```

}
/* guarda la cabecera del archivo de datos */
fprintf(fp,"%c%c%c",comilla,nombdeprueba,comilla);
fprintf(fp,"n%c %c",comilla,comilla);
fprintf(fp,"n%cFecha de colado:%s %c",comilla,fechadcol,comilla);
fprintf(fp,"n%c %c",comilla,comilla);
fprintf(fp,"n%c %c",comilla,comilla);
fprintf(fp,"n%chora%c%cmnuto%c%csegundo%c%cdia%c%cmes%c%caño%c",comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla,comilla);
for(ns=canini;ns<=canfin;ns++)
{
    fprintf(fp,"%csensor %d%c ",comilla,ns,comilla);
}
fclose(fp);
/* abre el archivo de datos para almacenar la hora, fecha y lecturas de deformación */
fp=fopen(nomarchdatdef,"a");
if(!j==canini)
{
    fprintf(fp,"n%d %d %d %s",hra,min,seg,fechaactual);
}
fprintf(fp," %d",valdefinal);
fclose(fp);
}
fun=21; /* apaga todas las salidas digitales */
dat[1]=0; /* byte alto */
dat[0]=0; /* byte bajo */
er=pclB12 (fun,&dat[0],&ary1[0],&ary2[0]);
if(er != 0)
{
    printf("Falla en las salidas digitales");
    exit(1);
}
}
/* funcion encargada de establecer la ventana grafica del muestreo */
void grafica(void)
{
    int controlador,modo;
    controlador=VGA; /* fija el controlador grafico */
    modo=VGAMED;
    Initgraph(&controlador,&modo," ");
    line(1,1,639,1);
    line(1,130,639,130);
    line(1,1,1,130);
    line(639,1,639,130);
    setfillstyle(SOLID_FILL,CYAN);
    floodfill(2,2,WHITE);
    line(62,135,639,135);
    line(62,349,639,349);
    line(100,135,100,349);
    line(639,135,639,349);
    setfillstyle(SOLID_FILL,YELLOW);
    floodfill(120,300,WHITE);
    line(96,162,100,162);
    line(96,215,100,215);
    line(96,269,100,269);
}

```

Apéndice D

```
line(96,322,100,322);
line(92,242,100,242);
line(92,188,100,188);
line(92,295,100,295);
setfillstyle(SOLID_FILL,LIGHTGRAY);
floodfill(40,220,WHITE);
settextstyle(0,1,1);
setcolor(9);
outtextxy(30,215,"HUMEDAD");
settextstyle(0,0,1);
outtextxy(78,134,"%");
outtextxy(74,144,"100");
outtextxy(80,240,"0");
settextstyle(0,1,1);
setcolor(RED);
outtextxy(10,200,"TEMPERATURA");
settextstyle(0,0,1);
outtextxy(40,134,"°C");
outtextxy(40,144,"100");
outtextxy(40,240,"0");
}
/* funcion encargada de graficar los datos de temperatura */
void graficadatosemp(int datotemp,int colortemp)
{
  int coordx,scoordx;
  float coordy,scoordy,coordgrafy,scoordgrafy;
  coordx=contador-1;
  scoordx=contador;
  coordy=lecty[0]/21;
  scoordy=datotemp/21;
  coordgrafy=242-coordy;
  scoordgrafy=242-scoordy;
  setcolor(14);
  line(101+coordx,136,101+scoordx,346);
  setcolor(colortemp);
  line(101+coordx,coordgrafy,101+scoordx,scoordgrafy);
  lecty[0]=datotemp;
}
/* funcion encargada de graficar los datos de humedad */
void graficadatoshume(int datohume,int colorhume)
{
  int coordx,scoordx;
  float coordy,scoordy,coordgrafy,scoordgrafy;
  coordx=contador-1;
  scoordx=contador;
  coordy=lecty[1]/21;
  scoordy=datohume/21;
  coordgrafy=242-coordy;
  scoordgrafy=242-scoordy;
  setcolor(colorhume);
  line(101+coordx,coordgrafy,101+scoordx,scoordgrafy);
  lecty[1]=datohume;
}
```