



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA  
DE MEXICO

---



---

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE  
ADQUISICION DE DATOS AUTONOMO PARA LA OBTENCION  
DE PARAMETROS METEOROLOGICOS, DE BAJO CONSUMO  
DE POTENCIA PARA LUGARES DE DIFICIL ACCESO  
Y CARENTES DE ENERGIA ELECTRICA

**TESIS PROFESIONAL**  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
**INGENIERO ELECTRICO Y ELECTRONICO**  
( AREA ELECTRONICA )  
P R E S E N T A N :  
HEDILBERTO LNOGUEDA SOLIS  
JUAN MANUEL RUIZ PEREZ



DIRECTOR DE TESIS: ING. JOSE RODELMAR LCAMPO SANTILLAN

CIUDAD UNIVERSITARIA MEXICO, D. F.,

2000

279863



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**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.

## **Objetivo:**

**Diseñar e integrar un sistema de adquisición de datos remoto, de bajo consumo de potencia, con suministro de energía independiente proporcionado por un sistema fotovoltaico, enfocado a la obtención de parámetros meteorológicos.**

# CONTENIDO

<i>Introducción</i>	I
<b>Capítulo 1 ALIMENTACIÓN DEL SISTEMA</b>	
<b>1.1 Batería</b>	
Conceptos básicos	1-1
<b>1.2 Clasificación de las baterías</b>	1-4
<b>1.3 La batería de Plomo ácido</b>	1-5
<b>1.4 Baterías de Níquel – Cadmio</b>	1-10
<b>1.5 Batería de Níquel-Cadmio Sellada</b>	1-12
<b>1.6 Baterías de Níquel – Zinc</b>	1-12
<b>1.7 Baterías de Electrodo de Hierro</b>	1-13
<b>1.8 Baterías de Níquel – Hidrógeno</b>	1-13
<b>1.9 Baterías selladas de Níquel Hidruro metálico</b>	1-14
<b>1.10 Baterías recargables de Litio</b>	1-14
<b>1.11 Baterías de Sodio Beta</b>	1-15
<b>1.12 Cuadro comparativo</b>	1-15
<b>1.13 La celda Solar</b>	1-16
Conceptos básicos	1-16
<b>1.14 Algunos tipos de celdas</b>	1-21
<b>1.15 Convertidor de voltaje de CD a CD</b>	1-23
Ventajas del regulador conmutado	1-25
Desventajas del regulador conmutado	1-25
Tipos de convertidores	1-26
<i>Regulador Step-down</i>	1-26
<i>Regulador Set-up</i>	1-26
<i>Regulador Inversor</i>	1-27
<b>Capítulo 2 SENSORES</b>	
<b>2.1 Tipos de transductores</b>	2-1
<b>2.2 Transductores de temperatura</b>	2-2
<b>2.3 Medición de humedad</b>	2-7
<b>2.4 Unidades de medición de luz</b>	2-9
<b>Capítulo 3 ARQUITECTURA DEL SISTEMA</b>	
<b>3.1 Introducción</b>	3-1
<b>3.2 Convertidores analógicos digitales</b>	3-3
<b>3.3 Parámetros de los convertidores analógicos digitales</b>	3-3
<b>3.4 Tipos de convertidores</b>	3-6
<b>3.5 Operación general de una memoria</b>	3-7
Tipos de memorias	3-8
Memorias ROM	3-8
Tipos de memorias ROM	3-8
Memorias FLASH	3-9
Memorias de acceso aleatorio (RAM)	3-10

<b>3.6 Microcontrolador</b>	3-10
Arquitectura Harvard ó Von Neuman	3-10
RISC ó CISC	3-11
Ciclo de reloj	3-12
Instrucción pipeline	3-12
Organización de memoria	3-13
Puertos	3-13
Interface de comunicación serial	3-16
Convertidor analógico digital	3-17
Temporizador ( <i>Timer1</i> )	3-18
<b>Capítulo 4 DISEÑO DEL SISTEMA</b>	
<b>4.1 Dimensionado del sistema fotovoltaico</b>	4-1
Capacidad de la batería	4-3
Dimensiones de la celda solar	4-6
<b>4.2 Diseño del convertidor de voltaje de CD a CD</b>	4-9
<b>4.3 Instrumentación</b>	4-18
Temperatura ambiente	4-18
Humedad ambiente	4-19
Intensidad luminosa	4-28
<b>4.4 Diseño del bloque de control</b>	4-33
<b>4.5 Desarrollo del programa de comunicación</b>	4-47
<b>Capítulo 5 PRUEBAS E INTEGRACIÓN DEL SISTEMA</b>	
<b>5.1 Sistema fotovoltaico</b>	5-1
Panel solar	5-1
Batería	5-3
Convertidor de CD-CD	5-3
<b>5.2 Bloque de instrumentación</b>	5-6
Pruebas al sensor de temperatura	5-6
Pruebas al sensor de humedad	5-6
<b>5.3 Pruebas del módulo de control del sistema</b>	5-8
<b>Capítulo 6 RESULTADOS Y CONCLUSIONES</b>	
<b>6.1 Sistema fotovoltaico</b>	6-1
<b>6.2 Bloque de instrumentación</b>	6-2
<b>6.3 Programa de comunicación</b>	6-2
<b>6.4 Bloque de control</b>	6-3
<b>6.5 Resultados</b>	6-4
<b>6.6 Conclusiones</b>	6-5
<i>Apéndice A Registros del microcontrolador</i>	
<i>Apéndice B Listado de programas</i>	
<i>Apéndice C Hojas de especificaciones</i>	
<i>Bibliografía</i>	

*Gracias a Dios...y a mis padres por su apoyo incondicional  
durante los años de mi vida.*

*A mi amigo Gerardo De la Cruz y a su familia por apoyarnos  
en los tiempos difíciles por los que paso nuestra Universidad.*

*H. Noguera*

## ***AGRADECIMIENTOS***

A dios por haberme permitido lograr una de mis principales metas.

A mis padres por haberme apoyado siempre.

A mis hermanos por estar siempre a mi lado principalmente cuando necesité de su ayuda.

A Gerardo y su familia por recibirnos en su hogar durante el tiempo que duró el desarrollo del presente trabajo.

A mi director de tesis por su apoyo y consejos.

A mis profesores por compartir conmigo sus conocimientos.

A todas las personas que colaboraron en el presente trabajo.

Juan Manuel Ruiz Pérez

## INTRODUCCION

---

El pronóstico del tiempo es de suma importancia para un gran número de actividades de la vida moderna, y absolutamente necesario para otras, como los transportes aéreos, travesías marítimas, operaciones militares, etc., cuyo éxito o fracaso depende, en gran parte, de la precisión y anticipación con que se conozca el estado del tiempo en las zonas donde se va a actuar.

Para que se pueda hacer un pronóstico acertado del tiempo, es preciso que se disponga de los antecedentes climáticos; estos datos se refieren a temperatura, humedad, etc. El clima se determina cuando se ha reconocido cierta regularidad en estos fenómenos. Las diferencias climáticas entre una región y otra nacen de varios factores. Uno de los más importantes es la influencia del sol. Además, la superficie curva de la tierra y la inclinación de su eje (inclinación que varía con el movimiento de traslación), hacen que el sol ilumine con rayos perpendiculares sólo ciertas regiones, y en diferentes épocas. Cerca del ecuador, los rayos llegan en forma casi perpendicular, por lo que su energía se distribuye en un área pequeña, determinando las zonas de mayor insolación y altas temperaturas; a medida que los rayos solares se acercan a los polos, caen con mayor inclinación y su energía se distribuye en una superficie mayor. En estas zonas se presenta una menor insolación y las temperaturas son progresivamente más bajas que en el Ecuador. De ahí nacen las estaciones; cuando los rayos del sol son menos perpendiculares, la temperatura disminuye y viceversa.

Además de la temperatura, influyen en el clima la humedad de la atmósfera. Esta proviene de la evaporación de los mares, ríos y lagos, y la transpiración de las hojas. El vapor de agua al ascender se enfría y condensa, forma nubes y se precipita en nieve o lluvia. Como la evaporación aumenta con la temperatura las zonas de calores constantes, aunque no las de temperaturas extremas, suelen ser las más húmedas; en cambio, en los lugares fríos y altos, de poca evaporación, las lluvias son escasas.

Para obtener los antecedentes correspondientes a una zona en particular, es necesario llevar a cabo una medición sistematizada de las variables correspondientes en un periodo de tiempo suficientemente largo para apreciar su evolución con respecto a las diferentes estaciones.

Con respecto a la obtención de los datos, es bien conocido que un sistema automatizado enfocado a realizar las mediciones, representa una ventaja importante, pues lleva a cabo su labor con un mínimo de tiempo-hombre dirigido principalmente a la supervisión del correcto funcionamiento del sistema. Puntualizando un poco más en la autonomía de este sistema, en algunos casos es deseable que el sistema sea autónomo inclusive en cuanto a la obtención de la energía que utiliza en la alimentación de la circuitería implícita en un desarrollo de esta naturaleza.

En la etapa de planeación de un proyecto, es necesario llevar a cabo una evaluación de los costos correspondientes a las diversas formas de resolver un problema; en el caso que queremos mencionar ahora, ubicamos esa decisión en la alimentación del sistema de medición de variables climáticas. Como sabemos, la red eléctrica cubre gran parte del territorio nacional y está creciendo constantemente; sin embargo, las extensiones que se hacen tienen una justificación; la cuestión de ahora es: ¿Un estudio climatológico durante un periodo relativamente corto en una región despoblada justifica una extensión de la red?. En algunos casos el costo en el uso de energía solar será similar a la de la extensión de la red y en algunos otros no será tan costosa dicha extensión. En éste punto es donde

## INTRODUCCION

---

ubicamos la utilidad de un sistema de adquisición de datos autónomo. Esto representa una gran ventaja, pues nuestro país se encuentra dentro del cinturón de insolación máxima anual media, comprendida entre los 30 grados latitud norte y sur del Globo Terráqueo, lo que lo sitúa en una posición geográfica privilegiada de insolación, con un gran potencial energético aprovechable; las zonas áridas y semiáridas que ocupan casi el 67% del país, tienen una espléndida insolación durante todo el año, por lo que la energía solar en estas zonas se puede aprovechar como fuente energética.

Existen diferentes tipos de sistemas que pueden ser considerados para llevarla a cabo la medición de las variables que se plantean en el trabajo que vamos a presentar, la justificación de nuestro estudio radica en algunas diferencias que pueden ser importantes para el usuario, la principal de ellas es el costo. En el desarrollo de nuestro sistema hemos utilizado material electrónico que representa ventajas económicas sin dejar a un lado la confiabilidad, los diseños realizados enfocan su atención a la eficiencia energética que representa también un ahorro económico, y finalmente, debido a que se llevó a cabo el diseño desde las bases, no se gastó tanto en ingeniería externa.

Existen algunas diferencias además en cuanto a la interacción del usuario con el sistema, por ejemplo, la forma en que se obtienen los datos. Primeramente se sustituye una posible red de comunicación vía satélite, lo que representaría factor de costo adicional para el sistema, la recolección de datos se realiza acudiendo al lugar donde se encuentra el sistema, dándole al usuario la opción de bajar los datos en el mismo instante en el que se encuentre frente al sistema o si se prefiere solamente cambiar la memoria y llevarse los datos en la misma memoria para un análisis posterior. La aplicación también ha sido diseñada de una manera muy sencilla para que esta pueda ser fácilmente usada.

A través de este trabajo se tendrá un desarrollo de cada una de las partes que conforman dicho sistema; en el primer capítulo, tendremos un análisis de los elementos que conforman el sistema de alimentación, el cual está formado principalmente por la celda solar, la batería y el convertidor de voltaje de CD-CD, se tendrá una breve descripción de las reacciones químicas que se llevan a cabo en las baterías y el tipo más común de ellas, así como sus principales ventajas y desventajas; así mismo se describirá el principio de funcionamiento de la celda solar, su circuito equivalente y las protecciones que se tiene en el momento de realizar una asociación serie o paralela de celdas solares, también se incluirá una breve descripción de algunos tipos de celdas solares. En cuanto al convertidor de voltaje de CD a CD, se describe el funcionamiento básico de los tipos de convertidores para después, en un capítulo posterior presentar un procedimiento de cálculo para uno de ellos.

En el capítulo segundo se revisará la literatura utilizada para los sensores, se hará mención de los diferentes tipos de sensores que se pueden llegar a utilizar para realizar las mediciones que hemos propuesto, humedad, temperatura y flujo luminoso

En el capítulo tercero se va tener referencia de la arquitectura del sistema que llevará a cabo la parte de control, es decir lo referente al tipo de microcontrolador que se ha utilizado así como sus características de funcionamiento y principales funciones de entrada-salida de las cuales nos hemos auxiliado para realizar el trabajo pretendido. También se tendrá una pequeña referencia de los principales tipos de convertidores que se utilizan, además se explicará los tipos de memoria que comúnmente son utilizados.

El capítulo cuatro describe el diseño del sistema, es decir, la forma en que se diseñó cada parte del sistema y las partes que lo conforman y se da una breve descripción que nos

## **INTRODUCCION**

---

indica la forma en que se llegó a la selección de los elementos y las configuraciones utilizadas.

En el capítulo cinco se hace referencia a las pruebas y la forma en que se integró el sistema, en ella se describe las situaciones que en determinado instante llevaron a reformar o modificar algunas de las cosas ya establecidas.

El último capítulo contiene los resultados que se obtuvieron en el periodo de estudio y las gráficas que nos muestran la relación que existe entre las variables sensadas; además, se concluye con el trabajo realizado.

# CAPÍTULO 1

## ALIMENTACIÓN DEL SISTEMA

En este primer capítulo, se van a presentar los conceptos referentes a los componentes que conforman un sistema fotovoltaico además del convertidor de voltaje de corriente directa a corriente directa el cual complementa el bloque de alimentación del sistema. Se hará una revisión de las diferentes opciones que pueden conformar el bloque.

Un sistema fotovoltaico está compuesto principalmente por un panel solar y un acumulador. Existen varios tipos de acumuladores y de celdas solares los cuales serán revisados en el transcurso del capítulo.

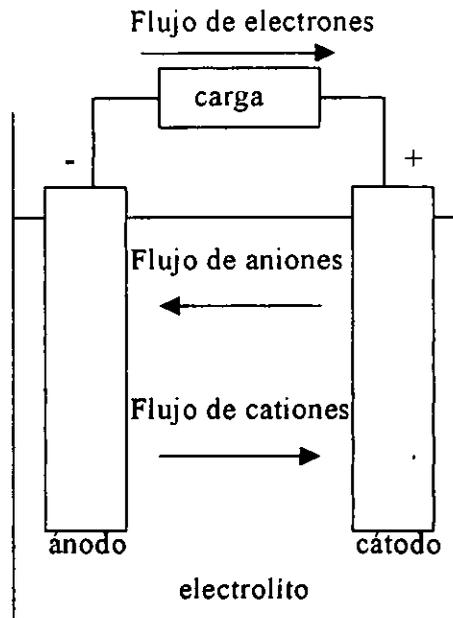
### 1.1 BATERIA.

#### Componentes de la celda o batería.

Una batería es un dispositivo que convierte la energía química contenida en sus materiales activos directamente en energía eléctrica, por medio de una reacción electroquímica de óxido-reducción. Este tipo de reacción consiste en la transferencia de electrones de un material a otro a través de un circuito eléctrico.

Mientras el término de batería es frecuentemente usado, la unidad básica electroquímica a que se está haciendo referencia es la celda. Una batería consiste de una o más de estas celdas, conectadas en serie o en paralelo, o en ambas, dependiendo del voltaje de salida y de la capacidad que se desee.

La celda consiste de tres principales componentes: ánodo, cátodo y electrolito, como se muestra en la siguiente figura:



**Figura 1.1**  
Componentes de una batería

1. El ánodo o electrodo negativo (electrodo de reducción), el cual cede electrones al circuito externo y es oxidado durante la reacción electroquímica.
2. El cátodo o electrodo positivo (electrodo de oxidación), el cual acepta electrones del circuito externo y es reducido durante la reacción electroquímica.
3. El electrolito (conductor iónico), el cual provee el medio para la transferencia de electrones, como iones, dentro de la celda entre el ánodo y el cátodo. El electrolito es típicamente un líquido como el agua u otros solventes como ácidos o compuestos alcalinos.

En un sistema práctico, el ánodo es seleccionado con las siguientes propiedades: eficiencia como agente reductor, buena conductividad, estabilidad, facilidad de fabricación y bajo costo. En la práctica los metales son utilizados como material para el ánodo, el Zinc ha sido un ánodo predominante porque éste tiene propiedades favorables.

El cátodo debe ser un buen agente oxidante, debe ser estable cuando está en contacto con el electrolito y tener la facilidad de trabajar con voltaje. El oxígeno debe ser usado directamente del ambiente. Sin embargo, muchos de los materiales del cátodo son óxidos metálicos mientras que otros materiales son usados para sistemas avanzados de baterías dando alto voltaje y capacidad.

El electrolito debe ser un buen conductor iónico pero no debe de ser un conductor eléctrico porque esto podría causar un corto circuito interno. Otra característica importante es su no-reactividad con el material del electrodo, poca alteración en sus propiedades con el cambio de temperatura, y bajo costo. Muchos electrolitos son soluciones acuosas pero hay importantes excepciones, por ejemplo, las baterías con ánodo de Litio donde son usados electrolitos no acuosos para evitar la reacción en el ánodo con el electrolito.

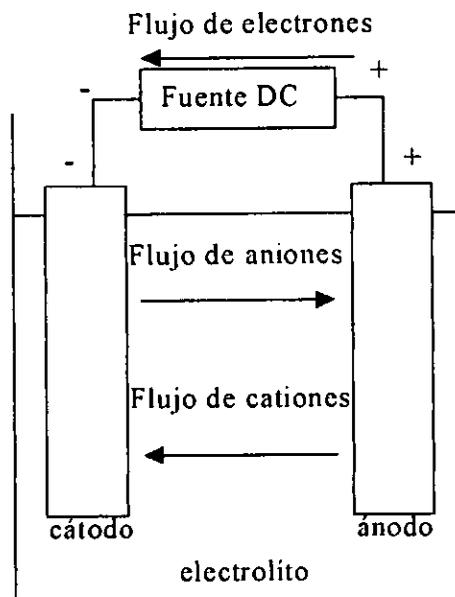
Fisicamente el ánodo y el cátodo están eléctricamente aislados en la celda para evitar cortos circuitos internos, pero son rodeados por el electrolito.

**Operación de la batería.****A. Descarga.**

La operación de la batería durante la descarga es mostrada en la figura 1.1. Cuando la batería es conectada a una carga externa, los electrones fluyen desde el ánodo, el cual es oxidado, a través de la carga externa hacia el cátodo, donde los electrones son aceptados y el material del cátodo es reducido. El circuito eléctrico es complementado en el electrolito por el flujo de aniones (iones negativos) y cationes (iones positivos) hacia el ánodo y cátodo respectivamente.

**B. Carga.**

Durante la recarga el flujo de la corriente es invertida y la oxidación toma lugar en el electrodo positivo y la reducción en el electrodo negativo como se muestra en la figura 1.2. Como el ánodo es por definición el electrodo en el cual ocurre la oxidación y el cátodo es donde ocurre la reducción, el electrodo positivo es ahora el ánodo y el negativo el cátodo.



**Figura 1.2**  
Proceso de carga de la batería

**C. Voltaje teórico.**

El potencial estándar de la celda es determinado por sus materiales activos y puede ser calculado a partir de la energía libre o también puede ser determinado experimentalmente.

El voltaje de la celda también depende de otros factores, que incluyen la concentración y la temperatura.

#### D. Capacidad teórica.

La capacidad de la celda es expresada como la cantidad total de electricidad contenida en la reacción electroquímica y es definida en términos de Coulomb o Ampere-hora. La capacidad Ampere-hora de una batería es directamente asociada con la cantidad de electricidad obtenida de los materiales activos.

La capacidad teórica de un sistema de batería, basada solamente en los materiales activos participantes en la reacción electroquímica es calculado a partir del peso equivalente de los reactantes.

La capacidad de las baterías es también expresada como una base de energía:  
Watt-hora [Wh] = Voltaje [V] x Ampere-hora[Ah].

## 1.2 CLASIFICACION DE LAS BATERIAS

### Baterías primarias.

Estas no tienen la capacidad de ser recargadas eléctricamente, por tanto una vez descargadas son desechadas. Las ventajas generales de las baterías primarias son: su alta densidad de energía para regímenes de descarga bajos y moderados y facilidad de uso.

### Baterías secundarias.

Estas pueden ser recargadas eléctricamente después de su descarga, pasando corriente a través de ellas en la dirección opuesta a la corriente de descarga. Estos son dispositivos de almacenamiento de energía eléctrica que también son conocidos como acumuladores.

Las aplicaciones de las baterías secundarias se dividen en dos categorías:

1. Aplicaciones en las cuales la batería secundaria es descargada y cargada en el mismo lugar de su aplicación, como un dispositivo de almacenamiento de energía, generalmente siendo conectada eléctricamente a una carga como una fuente primaria de energía y entregando esta energía a la carga. Su uso se puede observar en automóviles, sistemas *aircraft* y fuentes de potencia ininterrumpidas.
2. Aplicaciones en las cuales la batería es usada o descargada esencialmente como una batería primaria pero recargada después de su uso en lugar de ser desechada.

Las baterías secundarias se caracterizan por su alta densidad de potencia, alto régimen de descarga y buen funcionamiento a bajas temperaturas. Su densidad de energía es generalmente más baja que la de las baterías primarias. Su retención de carga es más pobre que la mayoría de las baterías primarias.

### Algunas definiciones.

Se denomina *capacidad nominal* de una batería,  $C_B$ , a la cantidad de corriente [Ah] que es posible extraer de ella cuando está totalmente cargada, hasta que la tensión entre sus bordes,  $V_B$ , alcanza un cierto valor final,  $V_{BF}$ . El valor de esta capacidad depende de la temperatura, de la intensidad de corriente de descarga y del valor de  $V_{BF}$ . Para los rangos más comunes en las aplicaciones fotovoltaicas,  $V_{BF} = 1.85$  V/elemento a 25°C. Algunas

veces  $C_B$  se define como la cantidad de energía que es posible extraer de la batería, y entonces, se expresa en términos de Wh.

Se llama *estado de carga* de una batería, a la relación entre la capacidad de una batería, en general parcialmente cargada, y su capacidad nominal; su valor está entre 0 y 1, "1" indica que la batería está totalmente cargada y "0" que está totalmente descargada.

Al valor complementario del estado de carga de la batería, se le llama *profundidad de descarga* de la batería.

Se denomina *régimen de carga* (o descarga) a la relación entre la capacidad nominal de una batería y el valor de la corriente a la que se realiza una carga (o una descarga). Este parámetro se expresa, normalmente, en horas. Por ejemplo, si se descarga con una corriente de 5 A en una batería de 100 Ah, se dice que el régimen de descarga es de 20 horas.

### 1.3 LA BATERIA DE PLOMO-ACIDO

#### Principio de funcionamiento.

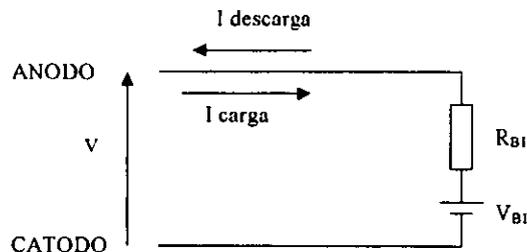
La batería de plomo-ácido está constituida en esencia, por un ánodo de bióxido de plomo, también llamado electrodo positivo; un cátodo de plomo, también llamado electrodo negativo; y un electrolito de ácido sulfúrico diluido en agua.

La reacción química que tiene lugar durante el funcionamiento de la batería es la siguiente:



Es decir, durante el proceso de carga se forma óxido de plomo en el ánodo, plomo puro en el cátodo y se libera ácido sulfúrico al electrolito, mientras que durante el proceso de descarga se forma sulfato de plomo en ambos electrodos y se absorbe ácido sulfúrico del electrolito.

Desde el punto de vista eléctrico, esta batería puede asimilarse a una fuente de tensión ideal,  $V_{BI}$ , en serie con una resistencia interna,  $R_{BI}$ , tal y como lo indica la figura 1.3



**Figura 1.3**  
Circuito equivalente de una batería

Los valores de la resistencia y de la fuente de tensión dependen de la temperatura de la batería y de la concentración de ácido del electrolito.

Durante el proceso de carga, la corriente entra en la batería por el ánodo y la liberación de ácido al electrolito se traduce en un incremento de su densidad y, con ello,

en un aumento de  $V_{BI}$  y en una disminución de  $R_{BI}$ , como consecuencia de la mayor concentración de iones disponibles para las reacciones. Análogamente, durante el proceso de descarga, la corriente sale por el ánodo y la absorción de ácido del electrolito, se traduce en una disminución de su densidad y, con ello, en una disminución de  $V_{BI}$  y un aumento de  $R_{BI}$ .

Por otro lado, un incremento de la temperatura conlleva a la dilatación del agua del electrolito, de la que se deriva una disminución de la concentración del ácido y por lo tanto, de la densidad del electrolito y del valor de  $V_{BI}$ . Además, tal incremento de la temperatura aumenta la fluidez del electrolito, es decir, la movilidad de los iones disponibles para la reacción. En lo que al valor de  $R_{BI}$  se refiere, este fenómeno compensa con creces la disminución de la concentración y, por lo tanto, un incremento de la temperatura disminuye el valor de  $R_{BI}$ .

La relación entre la cantidad de materia y la cantidad de corriente que supone la reacción es de 11.97 g/Ah. Teniendo en cuenta que la tensión de cada elemento de la batería es del orden de 2 V, se deduce que la densidad de energía de la batería es del orden de 170 Wh/kg.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Libre de mantenimiento para el tipo sellado.	No puede ser almacenada en condición de descarga.
Larga vida con servicio de mantenimiento.	Relativamente baja densidad de energía.
Alta eficiencia de carga.	Operación deficiente a bajas temperaturas.
No presenta efecto memoria.	
El estado de carga puede ser determinado midiendo el voltaje en sus terminales.	
Bajo costo.	

### Constitución

Los electrodos están constituidos por dos partes bien diferenciadas: una rejilla de plomo macizo sobre la que se "empasta" la materia activa ( $PbO_2$  en el ánodo y plomo en el cátodo) en forma esponjosa.

Las rejillas cumplen las funciones de soportar mecánicamente los materiales activos y de conducir la corriente eléctrica. Las reacciones químicas características de la batería, se producen exclusivamente en el seno de la materia activa. Esta separación de funciones permite procesos de fabricación muy rápidos, con el consiguiente abaratamiento de las baterías, y posibilita la penetración del electrolito en el cuerpo de la materia activa a través de sus poros, lo que conlleva a una mayor rapidez de los procesos de carga y descarga, y, en definitiva, un mejor aprovechamiento de la batería.

Entre los electrodos existen separadores formados por materiales plásticos porosos que evitan el contacto eléctrico entre éstos, al tiempo que permiten el paso del electrolito.

### Proceso de carga

El proceso de carga de la batería supone la transformación en  $PbO_2$  y Pb del  $PbSO_4$  de las placas con liberación de ácido al electrolito, mediante una corriente que entra en la

batería por su ánodo. La difusión hace que la densidad sea mayor en el electrolito interno que en el externo a los electrodos.

La liberación de ácido provoca el crecimiento de  $V_{BI}$  y la disminución de  $R_{BI}$  y, con ella, del producto  $I_{CARGA} R_{BI}$ . El primero es superior al segundo, de forma que crece la tensión en los bornes de la batería.

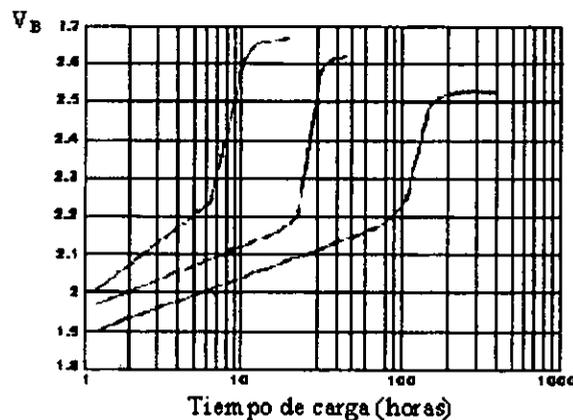
$$V_B = V_{BI} + I_{CARGA} R_{BI}$$

Al aproximarse al final de la carga, la materia activa comienza a escasear y parte de la corriente es utilizada no en producir la reacción característica de la batería, sino en descomponer el agua, sobre el electrodo negativo, en oxígeno e hidrógeno que se liberan del electrolito en forma de gases ( $O_2$  en el polo positivo y  $H_2$  sobre el negativo). Este fenómeno se conoce con el nombre de gasificación y tiene consecuencias negativas y positivas.

Entre las primeras hay que señalar la pérdida de agua del electrolito, la corrosión por oxidación de la rejilla positiva y, si el gaseo llega a ser muy intenso, la pérdida de materia activa por el arrastre que producen las burbujas de gas. Entre las segundas, destaca la homogeneización del electrolito que produce el movimiento de las burbujas y que colabora muy eficazmente a evitar la estratificación del electrolito, que es el incremento de la densidad del electrolito conforme se desciende en el sentido vertical de la batería y provoca corrosión en la parte inferior de las rejillas.

La pérdida de agua del electrolito obliga a su periódica reposición, puesto que si alguna parte de las placas llega a quedarse fuera del líquido, se pueden producir daños irreversibles en la batería. Ello obliga a disponer de un mantenimiento cuya frecuencia está directamente relacionada con el volumen de tales pérdidas.

La figura 1.4 representa, para un proceso de carga a corriente y temperatura constante, la evolución de  $V_B$  en función del tiempo y para varios regímenes de carga que pueden considerarse representativos de las aplicaciones fotovoltaicas.



**Figura 1.4**  
Evolución de  $V_B$

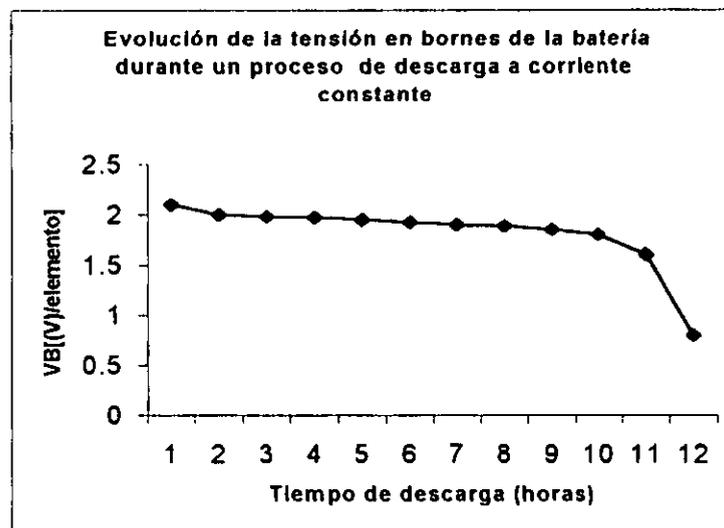
### Proceso de descarga.

El proceso de descarga de una batería supone la transformación del  $\text{PbO}_2$  y  $\text{Pb}$  de la materia activa de las placas en  $\text{PbSO}_4$ , con absorción de ácido del electrolito, mediante una corriente que entra en la batería por su cátodo.

La absorción de ácido produce el decrecimiento de  $V_{\text{BI}}$  y el aumento de  $R_{\text{BI}}$ . Ambos colaboran al decrecimiento de la tensión en bornes de la batería, puesto que

$$V_{\text{B}} = V_{\text{BI}} - I_{\text{DESCARGA}} R_{\text{BI}}$$

Al aproximarse al fin de la descarga y como consecuencia de la obstrucción de los poros derivada del “engorde” del material activo, la renovación del electrolito interno de las placas se torna muy difícil y su densidad decrece bruscamente, dificultando la continuidad de la descarga aun a pesar de que todavía exista  $\text{PbO}_2$  en el seno de la materia activa. Conforme lo hace la densidad interna, decrece la tensión y, por esta razón, y para evitar daños irreversibles en la batería, se limita la descarga a un cierto valor de la tensión final en los bornes de la batería,  $V_{\text{BF}}$ , cuyo valor depende del régimen de descarga y de la temperatura. La figura 1.5 muestra la evolución de esta tensión.



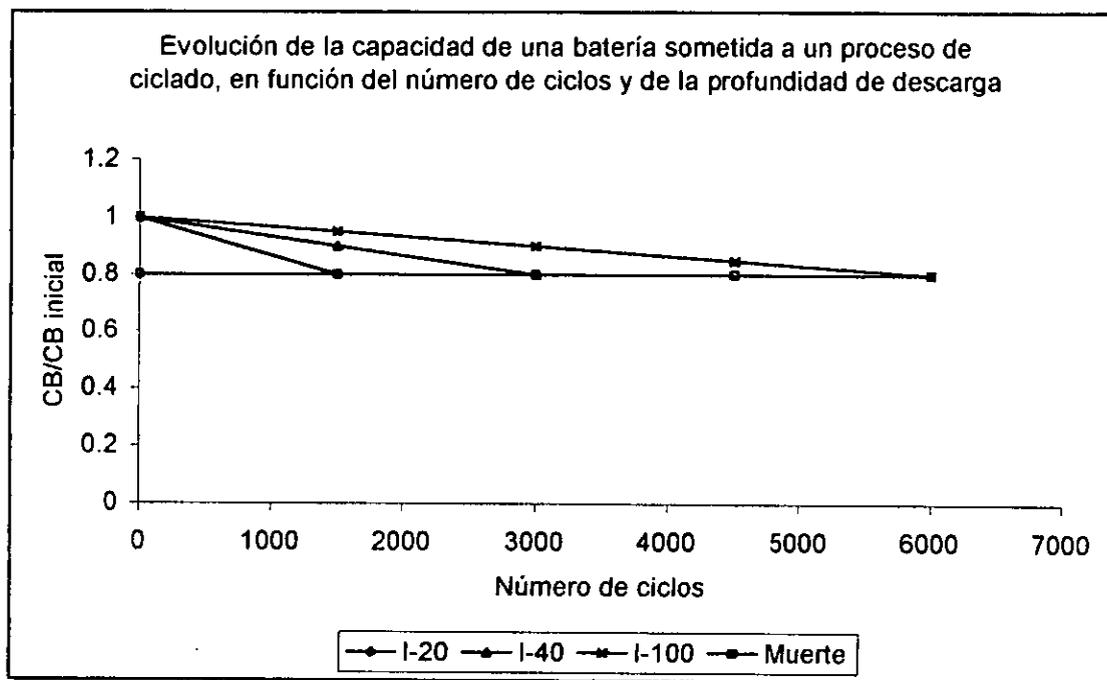
**Figura 1.5**  
Evolución de la tensión en los bornes de la batería

Si la descarga de la batería es muy profunda y la batería permanece mucho tiempo descargada, el sulfato de las placas tiende a formar cristales de gran tamaño que no son reversibles, es decir, que ya no pueden transformarse en plomo y óxido de plomo. Se pierde así materia activa disponible para la reacción y disminuye con ello la capacidad de la batería. Además, su resistencia interna aumenta, debido a que el sulfato es muy mal conductor de la electricidad. Esta situación puede llegar a hacer inservible la batería.

### Proceso de ciclado.

Al proceso de repetidas cargas y descargas que una batería sufre a lo largo de su operación se le denomina ciclado.

Las sucesivas descargas se traducen en una progresiva disminución de la capacidad de la batería, como consecuencia de la pérdida de material activo originada por el engorde de las placas. Naturalmente, esta pérdida es tanto más intensa cuanto mayor sea el número y profundidad de las descargas. Al cabo de un cierto número de ciclos, la capacidad de la batería es insuficiente para cumplir adecuadamente con la misión para la que ha sido diseñada y se habla, entonces, de la muerte de la batería. Es costumbre establecer tal muerte cuando la capacidad se ha reducido al 80% de su valor inicial. La figura 1.6 muestra la evolución de la capacidad de una batería sometida a un proceso de ciclado.



**Figura 1.6**  
Evolución de la capacidad de una batería

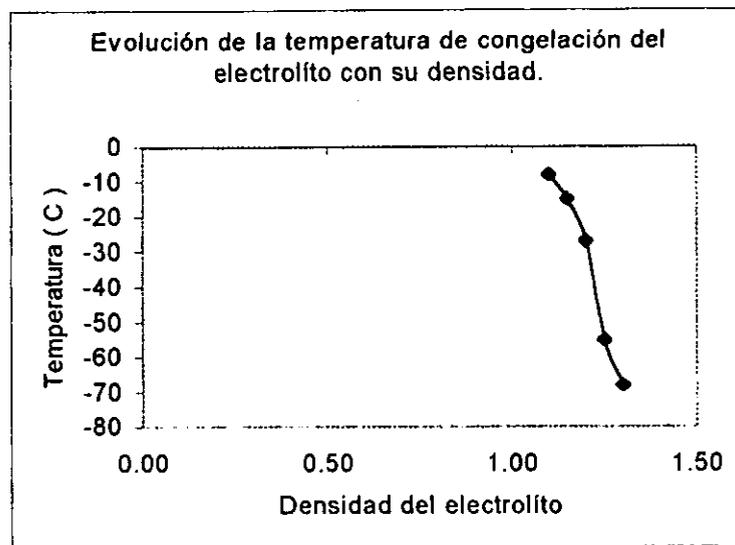
### Efectos de la temperatura.

La temperatura de la batería influye sobre su comportamiento afectando sus características nominales y de operación.

Una disminución de la temperatura disminuye la fluidez del electrolito o, lo que es lo mismo, la movilidad de las cargas eléctricas en su seno. Como consecuencia, el valor de  $R_{BI}$  aumenta y la capacidad nominal para un cierto régimen de carga disminuye.

Si la temperatura llega a alcanzar un valor tan bajo como para que el electrolito se congele, impidiendo que circule corriente a través de él, la movilidad desciende

bruscamente a cero,  $R_{BI} = \infty$  : y  $C_B = 0$ . Obviamente, esta condición representa un límite de utilización que es necesario considerar en el diseño de una instalación. La temperatura de congelación del electrolito depende de la concentración del ácido y, por lo tanto del estado de carga de la batería. En algunas aplicaciones localizadas en lugares donde la temperatura ambiente llega a ser muy fría, esta condición limita el valor mínimo de la densidad de electrolito a utilizar. La figura 1.7 representa la evolución de esta temperatura con la densidad.



**Figura 1.7**

Evolución de la temperatura de congelación del electrolito con su densidad

Por otro lado, un aumento de la temperatura disminuye el valor de  $V_B$  al que ocurren los fenómenos de sobrecarga. Ello es consecuencia de la disminución de la resistencia interna asociada.

Los regímenes de carga y descarga deben ser bajos para evitar producir calor por paso de corriente dentro de la batería.

#### 1.4 BATERIA DE NIQUEL-CADMIO VENTILADA

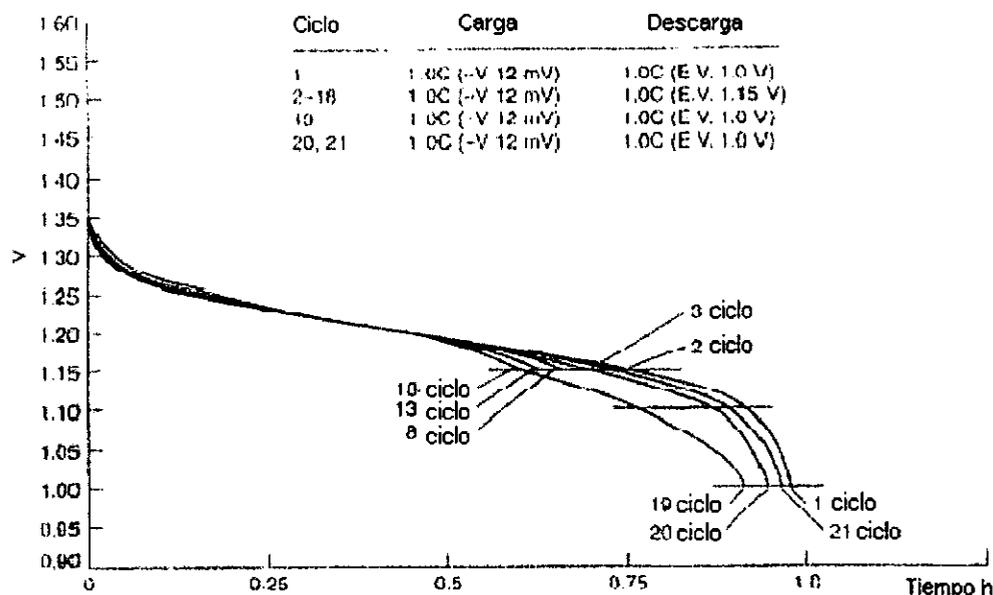
Es el diseño más viejo y maduro de los varios tipos de baterías de níquel-cadmio disponibles. Esta batería es muy segura y tiene un diseño robusto, un periodo de vida largo y puede ser operada en altos regímenes de descarga y en un amplio rango de temperaturas. Tiene buenas propiedades de retención de carga y puede ser almacenada por largos periodos de tiempo sin sufrir deterioro. Esta batería puede soportar abusos mecánicos y eléctricos tales como sobrecarga, corriente invertida y cortos circuitos, necesita muy poco mantenimiento y su costo es menor que cualquier otro tipo de baterías alcalinas aunque es mayor que el costo de la batería de plomo-ácido por watt-hora.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Ciclo de vida largo.	Baja densidad de energía.
Soporta abusos mecánicos y eléctricos.	Costo superior a la batería de plomo-ácido.
Confiable; no tiene muerte repentina.	Presenta el efecto memoria.
Buena retención de carga.	
Requiere poco mantenimiento.	

**Efecto memoria.**

El efecto memoria es la tendencia de la batería a ajustar sus propiedades eléctricas a un cierto ciclo de trabajo al cual ha estado sujeto por un cierto periodo de tiempo, este efecto ha sido un problema con las baterías de níquel-cadmio para algunas aplicaciones.

Existe una caída de voltaje y una pérdida de la capacidad de la batería cuando la batería es parcialmente descargada y recargada repetidamente sin llegar a una descarga completa. Esto es ilustrado en la figura 1.8. Después de una descarga inicial (ciclo 1) y carga, la batería es parcialmente descargada (en este caso a 1.15 V) y recargada durante algunos ciclos; Durante estos ciclos de descarga, el voltaje y la capacidad caen gradualmente (ciclos 2-18). En subsecuentes descargas completas (ciclo 19), el voltaje de descarga es menor comparado con el original de descarga completa (ciclo 1), este fenómeno es conocido como depresión de voltaje y algunas veces referido como efecto memoria debido a que la batería parece "recordar" la menor capacidad. La batería puede regresar a su capacidad completa con algunos ciclos de descarga completa.



**Figura 1.8**  
Representación del efecto memoria

La caída de voltaje ocurre debido a que sólo una porción del material activo se descarga y recarga durante las descargas parciales. Los materiales activos que no han participado en el ciclado cambian sus características físicas e incrementan su resistencia. El efecto memoria puede ser evitado o minimizado descargando la batería hasta un apropiado voltaje final. El efecto se hace más aparente cuando la descarga es terminada a un voltaje mayor, mientras que tendrá poco efecto si el voltaje final de descarga se encuentra cercano al voltaje de descarga completa.

El efecto depende también del régimen de descarga. Para un voltaje dado, la profundidad de la descarga será menor en un régimen de descarga grande, esto incrementa las pérdidas de capacidad debido a que menor cantidad de material activo es ciclado

### 1.5 BATERIAS DE NIQUEL-CADMIO SELLADAS

Estas baterías incorporan un diseño especial para prevenir un incremento de la presión en la batería causado por la gasificación durante la sobrecarga; como resultado, la batería puede sellarse y no requiere más servicio o mantenimiento que la recarga. Esta única característica ha creado un amplio rango de aceptación para su uso en una variedad de aplicaciones tales como: fotografía, juguetes, teléfonos, computadoras, herramientas de potencia, luces de emergencia, alarmas, etc.

Tienen una resistencia interna baja y un voltaje de descarga constante además de operar en un rango de temperatura de  $-40$  a  $50^{\circ}\text{C}$ .

VENTAJAS	DESVENTAJAS
No requieren mantenimiento.	Depresión de voltaje en ciertas aplicaciones.
Ciclo de vida largo.	Costo mayor que el de las baterías de plomo-ácido selladas.
Buen desempeño a bajas temperaturas y en régimen de descarga alto.	Pobre retención de carga.
Posibilidad de recarga rápida.	Efecto memoria

### 1.6 BATERIAS DE NIQUEL -ZINC

En este tipo de batería la combinación de los elementos buscó obtener las características de larga vida de la batería de níquel-cadmio con la ventaja de la capacidad del ánodo de zinc. Este tipo de batería aún no ha logrado importancia comercial debido a la vida limitada del electrodo de zinc.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Alta energía específica(50-80 Wh/kg).	Ciclo de vida corto.
Alta capacidad de potencia ( $> 100$ W/kg).	
Amplio rango de temperatura de operación.	

### 1.7 BATERIAS DE ELECTRODO DE HIERRO

La batería de níquel-hierro tiene una estructura física robusta y puede soportar abusos como sobrecarga, sobredescarga, permanencia en estado de descarga por largos periodos de tiempo y corto circuitos. La aplicación de la batería se encuentra donde se requieren repetidas descargas profundas con un ciclo de vida alto (como aplicaciones de tracción) y fuentes de potencia estacionarias con 10-20 años de vida. Sus limitaciones son su baja densidad de potencia, pobre desempeño a bajas temperaturas y pobre retención de carga; su costo está entre el costo de las baterías de plomo-ácido y las de níquel-cadmio.

SISTEMA	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Hierro-óxido de níquel.	No se daña si se almacena descargada. Larga vida. Soporta sobredescarga, sobrecarga y corto circuito.	Evolución de hidrógeno en carga y descarga. Baja densidad de potencia. Menor densidad de energía que los sistemas competitivos. Pobre desempeño a bajas temperaturas. Se daña a altas temperaturas. Costo mayor al de las baterías de plomo-ácido. Voltaje de celda pequeño.
Hierro-aire.	Buena densidad de energía. Baja autodescarga.	Baja eficiencia. Evolución de hidrógeno en carga. Pobre desempeño a bajas temperaturas. Voltaje por celda pequeño.
Hierro-óxido de plata.	Alta densidad de energía. Buen ciclo de vida.	Costo elevado. Evolución de hidrógeno durante la carga.

### 1.8 BATERIAS DE NIQUEL-HIDROGENO

Esta batería es una combinación de tecnología de baterías y células de combustible. El electrodo positivo de óxido de níquel proviene de la batería de níquel-cadmio y el electrodo negativo de hidrógeno de la celda de combustible de hidrógeno-oxígeno.

Algunas de sus características son su largo ciclo de vida que supera a cualquier otra batería secundaria libre de mantenimiento; alta energía específica; alta densidad de energía y tolerancia a la sobrecarga y corriente inversa. Estas características hacen de la batería Ni-H<sub>2</sub> la principal candidata para subsistemas de almacenamiento de energía en

muchas aplicaciones aeroespaciales tales como los satélites GEO (*geosynchronous earth-orbit*), LEO (*low earth-orbit*) y el telescopio espacial Hubble.

Las aplicaciones de la batería Ni-H<sub>2</sub> están principalmente enfocadas al campo espacial, sin embargo, recientemente se han iniciado sus aplicaciones terrestres tales como sistemas fotovoltaicos autónomos de larga vida.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Energía específica alta	Costo inicial alto
Largo ciclo de vida (40 000 ciclos)	Autodescarga proporcional a la presión H <sub>2</sub>
Tiempo de vida largo	Densidad de energía volumétrica baja.
Tolera sobrecarga y corriente inversa	
La presión de H <sub>2</sub> indica el estado de carga	

### 1.9 BATERIAS SELLADAS DE NIQUEL HIDRURO METALICO

La batería sellada de níquel-hidruro metálico es una tecnología relativamente nueva con características similares a las baterías de níquel-cadmio. La principal diferencia es que la batería de níquel-hidruro metálico usa hidrógeno absorbido en una aleación para el material activo negativo en lugar de cadmio usado en la batería de níquel-cadmio.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Mayor capacidad que las baterías de níquel-cadmio.	Pobre retención de carga.
No requiere mantenimiento.	Efecto memoria moderado.
Ciclo de vida largo.	
Libre de cadmio, (pocos problemas ambientales).	

### 1.10 BATERIAS RECARGABLES DE LITIO

Las baterías recargables de litio que operan a temperatura ambiente ofrecen varias ventajas comparadas con tecnologías convencionales.

Esas ventajas resultan en parte de su alto potencial y el bajo peso electroquímico equivalente del litio.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Alta densidad de energía (energía específica).	Ciclo de vida corto.
Voltaje alto.	Pobre desempeño en régimen de descarga alto.
Buena retención de carga.	Pobre desempeño en bajas temperaturas.
	Problemas de seguridad.

## 1.11 BATERIAS DE SODIO BETA

Sus características son su diseño aceptable, su durabilidad, su seguridad y la facilidad de manufactura.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Costo potencial bajo.	Manejo térmico.
Ciclo de vida largo.	La reacción de los materiales activos debe ser controlada.
Insensibilidad a condiciones ambientales.	Requiere hermeticidad en un ambiente corrosivo.
Alta energía y buena densidad de potencia.	

## 1.12 CUADRO COMPARATIVO

SISTEMA	DENS DE ENER.	DENS. DE POT.	COMP. BAJAS TEMP.	RET. DE CARG	EFIC.	VIDA	PROP. MEC.	COST.
Plomo-ácido								
Pasta	4	4	3	4	2	3	5	1
Tubular	4	5	3	3	2	2	3	2
Sellada	5	5	3	3	2	2	4	2
Litio-metal	4	3	2	3	2	3	5	2
Litio Hierro	1	3	2	1	3	4	3	4
Níquel-Cadmio								
Paquetes	5	3	1	2	4	2	1	3
Aglutinado	4	1	1	4	3	2	1	3
Sellada	4	1	1	4	3	3	2	2
Níquel-Hierro	5	5	5	5	5	1	1	3
Níquel-Hidruro	3	2	1	4	3	3	2	3
Níquel-Zinc	2	3	3	4	3	4	3	3
Plata-Zinc	1	2	3	1	1	5	3	4
Plata-Cadmio	2	3	4	1	1	4	3	4
Níquel-Hidrógeno	2	3	4	5	5	2	3	5
Plata-Hidrógeno	2	3	4	5	5	2	3	5
Zinc-óxido de Magnesio	2	4	3	1	4	5	4	2

1-buenas características

5-malas características

### 1.13 LA CELDA SOLAR

Cuando la luz del sol incide sobre ciertos materiales llamados semiconductores, los fotones que la constituyen son capaces de transmitir su energía a los electrones de valencia del semiconductor para que rompan el enlace que los mantiene ligados a los átomos respectivos. Por cada enlace roto queda un electrón libre para circular dentro del sólido. La falta de electrón en el enlace roto, que se llama hueco, también puede desplazarse libremente por el interior del sólido, transfiriéndose de un átomo a otro debido al desplazamiento del resto de los electrones de los enlaces. Los huecos se comportan, en muchos aspectos, como partículas con carga positiva igual a la del electrón.

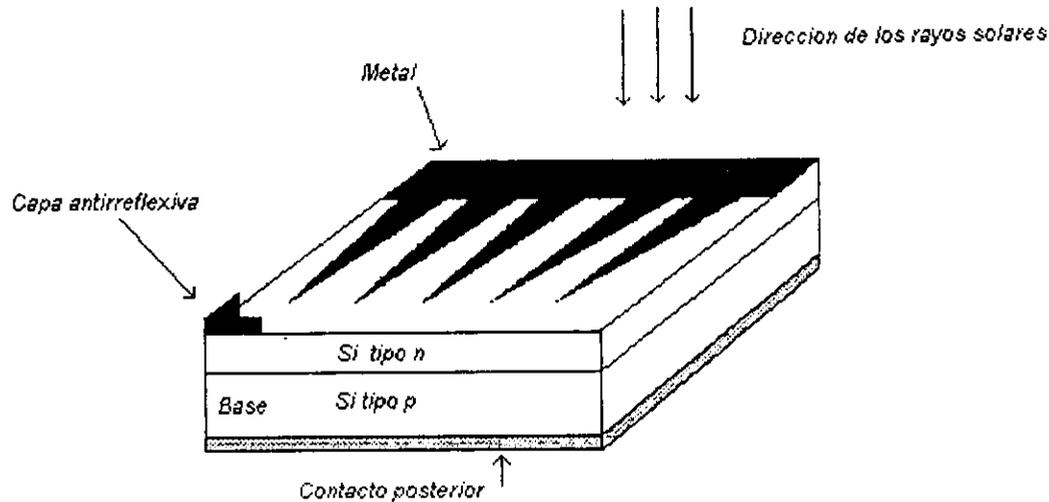
El movimiento de los electrones y huecos en direcciones opuestas genera una corriente eléctrica en el semiconductor capaz de circular por el circuito externo, y liberar en él energía de la cedida por los fotones al crear los pares electrón-hueco. Para separar los electrones de los huecos, e impedir que restablezcan el enlace, se utiliza un campo eléctrico (o la correspondiente diferencia de potencial), que hace que ambos circulen en direcciones opuestas, dando lugar a una corriente en el sentido del citado campo eléctrico.

#### Estructura de las celdas solares.

En las celdas solares convencionales este campo eléctrico se consigue en la unión de dos regiones de un cristal semiconductor, de conductividades de distinto tipo (figura 1.9). En el caso de que el material semiconductor sea silicio, una de las regiones, llamada de tipo n, se impurifica con fósforo, que tiene cinco electrones de valencia, uno más que el silicio, y es una región con una concentración de electrones mucho mayor que la de huecos.

La otra, llamada de tipo p, se impurifica con boro, que tiene tres electrones de valencia, uno menos que el silicio, y es una región con una concentración de huecos mayor que la de electrones. Las grandes diferencias de concentraciones de electrones y huecos entre ambas regiones crean, para mantenerse, un campo eléctrico dirigido de la región n a la región p, que es el responsable, también, de separar los electrones y huecos extras que se producen cuando la celda está iluminada.

El contacto eléctrico sobre la cara iluminada, que es la cara difundida, ha de hacerse de tal forma que deje al descubierto la mayor parte de su superficie, a fin de que penetre la luz en el semiconductor, pero proporcione, a la vez, una baja resistencia eléctrica. La solución de compromiso que suele adoptarse consiste en utilizar contactos en forma de peine, como los que se muestran en la figura 1.9. Por el contrario, el contacto eléctrico sobre la cara no iluminada cubre toda el área.



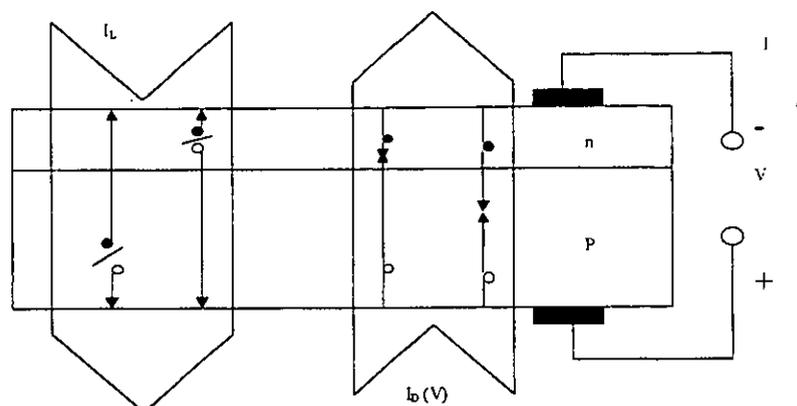
**Figura 1.9**  
Estructura de la celda solar

Habitualmente la cara iluminada se cubre con una capa de material antirreflectante para aumentar el porcentaje de la energía solar absorbida.

### Principios de funcionamiento.

Si se ilumina una celda solar que se encuentra conectada a una carga externa, se producirá una diferencia de potencial en dicha carga y una circulación de corriente que sale al circuito exterior por la terminal positiva y vuelve a la celda por la terminal negativa. En estas condiciones de funcionamiento la celda se comporta como un generador de energía y presenta el máximo interés desde nuestro punto de vista. Los fenómenos que tienen lugar en el interior del dispositivo pueden describirse de la siguiente forma:

- Los fotones que inciden sobre la celda con energía igual o mayor que el ancho de la banda prohibida se absorben en el volumen del semiconductor y generan pares electrón-hueco que pueden actuar como portadores de corriente.
- El campo eléctrico, o la diferencia de potencial, producida por la unión p-n es la causa de la separación de los portadores antes de que puedan recombinarse de nuevo y, por tanto, la causa de la circulación de la corriente por la diferencia de potencial externa, suministrando así energía a la carga.
- La presencia del voltaje en las terminales del dispositivo produce, como en cualquier dispositivo de unión p-n, fenómenos de inyección y recombinación de pares electrón-hueco, que en la celda solar actúan como pérdidas de recombinación y que son dependientes del mencionado voltaje.

**Figura 1.10**

Principio de funcionamiento de la celda solar

Los óvalos vacíos representan los huecos y los óvalos llenos representan el electrón

En resumen, la corriente entregada a una carga por un diodo semiconductor iluminado es el resultado neto de dos componentes internas de corriente que se oponen:

- La corriente fotogenerada o fotocorriente  $I_L$  debida a la generación de portadores que produce la iluminación.
- La corriente de diodo o corriente de oscuridad  $I_D$  debida a la recombinación de portadores que produce el voltaje externo necesario para poder entregar energía a la carga.

### Circuito equivalente de una celda solar.

En la práctica suele ser muy conveniente describir el comportamiento de una celda solar en términos de elementos de circuito. Esta alternativa resulta especialmente útil cuando se trata de estudiar el comportamiento de muchas celdas interconectadas en serie y paralelo, como ocurre en un módulo fotovoltaico.

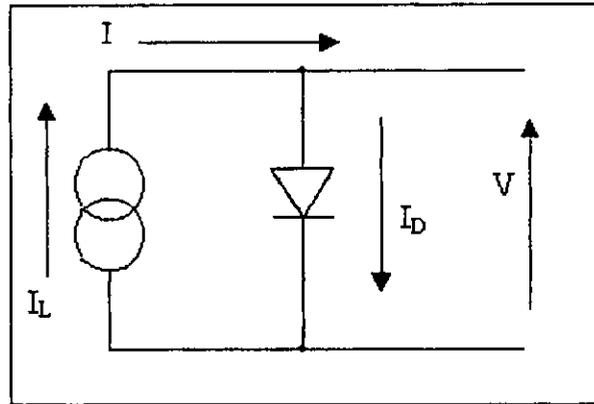
El circuito de la figura 1.11, constituido por un diodo de unión p-n ideal de corriente de saturación  $I_0$  y por un generador de corriente de valor  $I_L$ , tiene el mismo comportamiento eléctrico que la celda solar. Este es, por tanto, el circuito equivalente del dispositivo intrínseco.

Sin embargo, en una celda solar real existen otros efectos, no considerados, que afectan al comportamiento externo de la misma. De estos efectos extrínsecos podemos considerar al menos dos: los de resistencia serie y los de fuga de corriente proporcionales a la tensión, que suelen caracterizarse por una resistencia paralelo. Ambos efectos tienen un carácter distribuido en el dispositivo y no siempre puede representarse por un parámetro de resistencia de valor constante. No obstante, desde un punto de vista práctico y funcional, la representación de ambos efectos por resistencias concentradas, como se indica en la figura 1.12, es una solución muy aceptable y extremadamente útil.

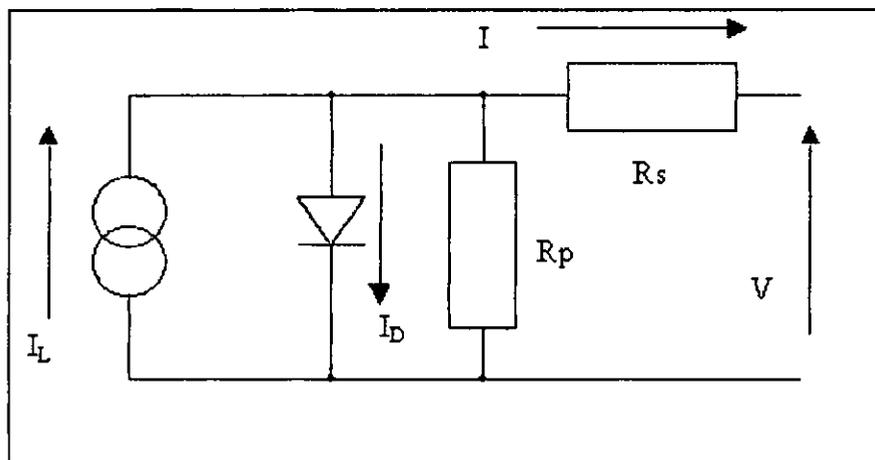
La resistencia en paralelo tiene su influencia mayor en la región de las bajas tensiones, en la que la corriente que circula por el diodo del circuito equivalente es muy pequeña. El origen de esta resistencia puede deberse a fugas de corriente por la superficie de los bordes de la celda, a caminos de difusión a lo largo de dislocaciones o fronteras de

grano (cuando existan), a pequeños cortocircuito metálicos, etc. Pero aunque su origen y su estudio riguroso sea complejo en general, en muchos casos de interés práctico, como en el de las celdas de Silicio cristalino actuales, el efecto de resistencia paralelo no tiene apenas importancia en funcionamiento normal y menos aún en funcionamiento bajo luz concentrada.

No ocurre lo mismo con la resistencia serie, que debe su origen a la resistencia de los contactos metálicos con el semiconductor, a la ofrecida por las propias capas semiconductoras (algunas de ellas, recorrida lateralmente por las corrientes) y a la resistencia de los dedos metálicos que constituyen la rejilla o malla de metalización frontal.



**Figura 1.11**  
Circuito equivalente de la celda solar

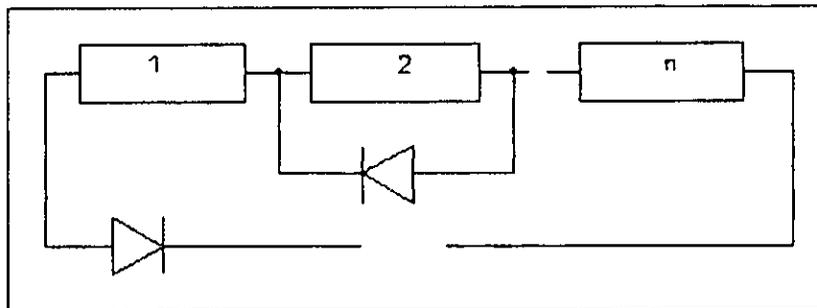


**Figura 1.12**  
Circuito equivalente práctico de la celda solar

**Protección de asociaciones en serie.**

En una asociación serie compuesta por una conexión de  $N$  módulos fotovoltaicos, la situación que desea evitarse mediante el uso de una protección, puede describirse con facilidad suponiendo que todos los módulos excepto el  $N$ -ésimo se encuentran iluminados por la misma irradiancia y trabajan a la misma temperatura. Por el contrario, el módulo  $N$ -ésimo se encuentra iluminado con una irradiancia menor.

La protección recomendable en este caso será la introducción de un elemento que corto circuite el módulo que se encuentra en esta situación, sin entorpecer el funcionamiento del resto. Tal elemento puede ser un diodo rectificador que permita el paso de la corriente cuando el módulo se encuentre en polarización inversa y que este en circuito abierto cuando la operación del módulo sea la correcta. Por extensión, esta precaución se aplica a todos los módulos en serie, como se ve en la figura 1.13, en donde además, se ha incluido un diodo en serie con la carga. La función que cumple este diodo es distinta de la de los demás, puesto que evita que los acumuladores se descarguen a través del conjunto de módulos en serie durante los periodos de baja o nula irradiancia, como es la noche. Efectivamente, si no estuviera este diodo, la batería se encontraría con un conjunto de  $N$  módulos, que en la oscuridad se comportan como un conjunto de diodos en serie.

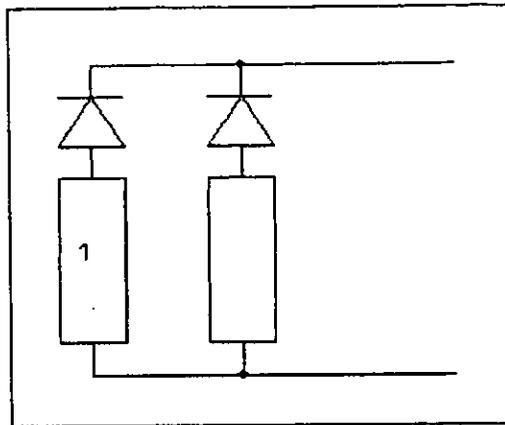


**Figura 1.13**  
Protección de asociaciones serie

**Protección de asociaciones en paralelo.**

Cuando los módulos se encuentran conectados en paralelo, la situación de riesgo es diferente, pero ocurre también cuando uno de los módulos se encuentra menos iluminado que el resto.

La solución, ilustrada en la figura 1.14, es incluir un elemento no lineal, como es un diodo, de forma que cuando el punto de trabajo obligue a uno de los módulos a drenar corriente negativa, el diodo lo impida. En ese modo de funcionamiento, el conjunto fotovoltaico se comportará como  $N-1$  módulos en paralelo. En este caso la protección contra descarga de la batería en periodos de iluminación nula queda incluida directamente.



**Figura 1.14**  
Protección asociación paralelo

Las asociaciones serie-paralelo se protegen mediante combinaciones de las soluciones descritas anteriormente.

## 1.14 ALGUNOS TIPOS DE CELDAS

### Celdas solares AlGaAs – GaAs.

Esta es una solución tecnológica madura que siendo fundamentalmente una homounión p-n, incorpora una capa ventana de una aleación ternaria AlGaAs cuyo principal papel consiste en reducir la velocidad de recombinación en la superficie del GaAs. Una propiedad destacada del GaAs es el elevado valor de la movilidad de los electrones, lo que sugiere realizar celdas solares en las que el material fotovoltaicamente activo sea el tipo p.

### Celdas de GaAs para uso espacial.

Es conocido que los materiales semiconductores experimentan una degradación de sus propiedades eléctricas cuando se encuentran en el ambiente espacial donde son situados los satélites de comunicación. El principal efecto es la aparición de centros de recombinación en el seno del semiconductor que produce una significativa reducción del tiempo de vida medio de los portadores minoritarios. Las principales ventajas de las celdas de GaAs frente a las de silicio son su mejor rendimiento inicial, su menor degradación relativa tras la irradiación y su mejor manejo en el coeficiente de temperatura.

Las tres ventajas son de indudable interés en aplicaciones espaciales donde interesa que los dispositivos sean de alto rendimiento. El principal inconveniente es su densidad, ya que es más del doble que la densidad del silicio.

### Celdas solares de materiales amorfos.

La obtención de celdas solares de bajo costo que pueden ser producidas masivamente sin que se produzca escasez de las materias primas necesarias, ha sido el objetivo del

desarrollo de la tecnología de las celdas solares de silicio amorfo hidrogenado. Las ventajas adicionales de esta alternativa son, entre ellas:

- a. El proceso es compatible con los demás procesos de la tecnología microelectrónica, lo que hace posible la integración de celdas solares de bajo costo en productos de electrónica de consumo como relojes o calculadoras.
- b. El coeficiente de absorción es de valor muy elevado, lo que supone que la mayor parte de la energía solar es captada en espesores del orden de la micra. Esto significa que las celdas pueden ser de película delgada.
- c. Los procedimientos de depósitos son integrables fácilmente en líneas de producción automatizadas en módulos completos, lo que simplifica la manufactura y reduce costos.

Hay, sin embargo, algunos inconvenientes que han contenido la penetración en el mercado de los módulos fotovoltaicos amorfos. El primer inconveniente viene del rendimiento de conversión fotovoltaico cuyos valores son sensiblemente inferiores a los del silicio. Esto se debe al hecho de que el material amorfo no tiene una ordenación cristalina extendida, sino únicamente un orden local.

El segundo inconveniente es la degradación del rendimiento cuando la celda es expuesta a la radiación solar, problema que todavía no ha podido superarse completamente.

### **Celdas solares de silicio monocristalino y multicristalino.**

Sin duda son las celdas solares más producidas industrialmente beneficiándose de la madurez alcanzada por la tecnología del silicio. El material semiconductor absorbe una fracción importante del costo de la celda por lo que ha habido intensos esfuerzos por conseguir silicio multicristalino con el que se pudiera producir celdas solares de rendimientos suficientemente altos. Prescindiendo de los tratamientos específicos a que es sometido este material para pasivar las zonas de alta recombinación y mejorar el tiempo de vida, el resto de las acciones emprendidas para mejorar el rendimiento son muy parecidas a las realizadas en el silicio monocristalino. Estas acciones son:

1. Mejora de la tensión de circuito abierto.
2. Mejora de la corriente de corto circuito.

El material con el que se hacen estas celdas se lleva a cabo a través de procedimientos más económicos que los que se usan para conseguir el silicio de alta pureza usado en microelectrónica.

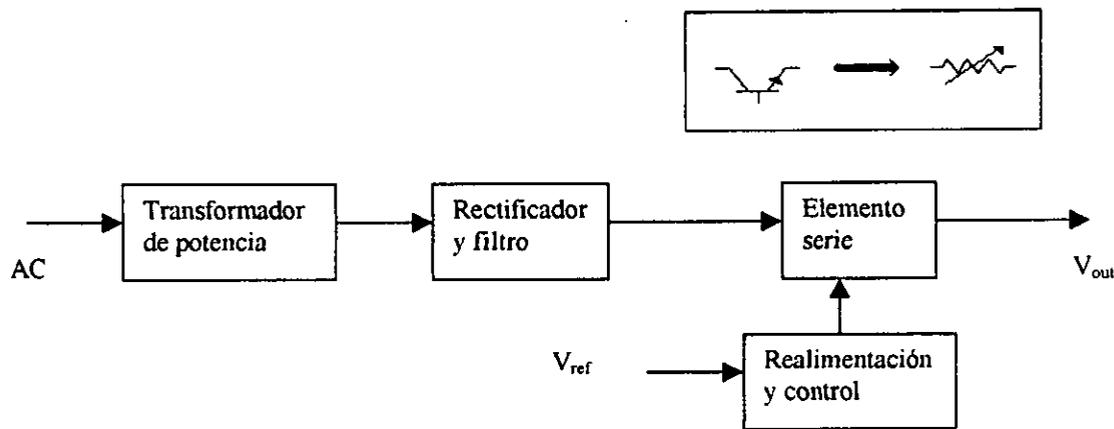
Las impurezas metálicas son las que tienen una incidencia mayor en las prestaciones fotovoltaicas de la celda solar. En efecto, estudios sistemáticos de análisis de rendimiento de celdas solares realizadas con material contaminado con concentraciones controladas de impurezas metálicas permiten conocer las más agresivas, entre ellas el tantalio, titanio, cromo, aluminio, cobre.

## 1.15 CONVERTIDOR DE VOLTAJE DE CD A CD

Los circuitos que conforman el sistema de control y de acondicionamiento de señales tienen definido el nivel de voltaje de alimentación y un rango de variación permitido para su correcto funcionamiento. De acuerdo a ello, es necesario modificar el nivel de voltaje del sistema fotovoltaico para adaptarlo a las necesidades de los sistemas que conforman el sistema de adquisición de datos, en pocas palabras, es necesario colocar un bloque entre el sistema fotovoltaico y el de adquisición de datos que proporcione a su salida un nivel adecuado de voltaje con variaciones menores a las de una batería.

Existe una primera opción para llevar a cabo la tarea de regulación de voltaje y es utilizar un circuito lineal regulador de tipo disipativo, es decir, una fuente lineal.

La fuente lineal es una tecnología madura que ha sido ampliamente usada en la electrónica, la figura 1.15 muestra el diagrama de bloques simplificado de una fuente regulada lineal.



**Figura 1.15**  
Diagrama a bloques de una fuente regulada lineal

En este tipo de fuente regulada, se usa un transformador de baja frecuencia para reducir el nivel de voltaje de corriente alterna a un nivel menor pero con la misma frecuencia. Este voltaje es entonces rectificado y filtrado y el resultado entra al elemento regulador de tipo serie.

Muestreando una porción del voltaje de salida y comparando esta muestra con una referencia fija de voltaje, el elemento serie es usado como una “resistencia variable” para controlar y regular el nivel de voltaje de salida. La desventaja de este tipo de fuente es que este modo de operación disipa una gran cantidad de potencia en forma de calor, consecuentemente, la eficiencia se reduce a un 40% en la mayoría de los casos.

En general, las desventajas de este tipo de fuente son su baja eficiencia ya mencionada, el tamaño y costo de los disipadores de calor utilizados o inclusive otro sistema de enfriamiento alternativo y el tamaño y costo del transformador.

Pensando en este inconveniente, se piensa en una opción alternativa, la utilización de un regulador conmutado.

Un convertidor de voltaje de CD a CD está conformado por los bloques que muestra la figura 1.16.

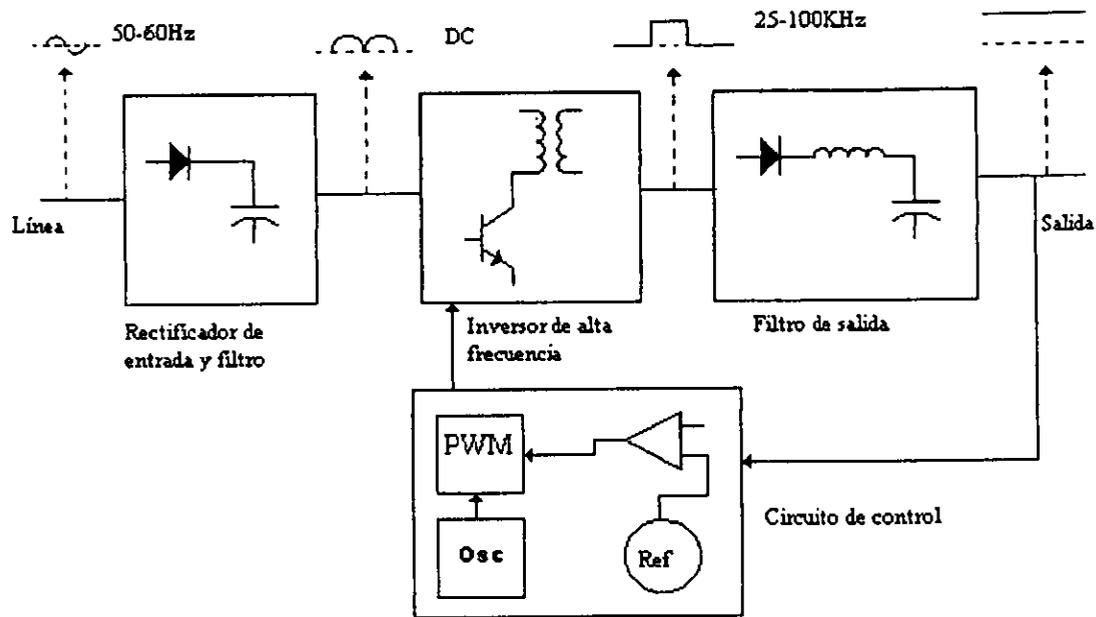


Figura 1.16

Diagrama a bloques de un convertidor de voltaje de CD a CD

En este esquema la línea de CA es directamente rectificadora y filtrada para producir un voltaje de CD el cual entra al elemento de conmutación. El conmutador opera a frecuencias entre 20 y 100KHz usualmente “troceando” el voltaje de CD y obteniendo una onda cuadrada de alta frecuencia. La onda cuadrada de alta frecuencia entra al transformador de alta frecuencia fijando los niveles de voltaje a la salida y finalmente la señal es rectificadora y filtrada para producir la salida requerida.

El circuito de control consiste de un oscilador que maneja un modulador por ancho de pulso, un amplificador de error y una referencia de voltaje de precisión. El amplificador de error compara la referencia de voltaje de entrada con una muestra del voltaje de salida. Conforme la carga se incrementa, el voltaje de salida cae. El amplificador de error mide esta caída y controla al modulador por ancho de pulso de tal forma que éste permanezca en alto por un periodo de tiempo más largo, de esta forma, el circuito PWM proporciona al circuito conmutador una señal de pulsos más anchos.

El ancho del pulso determina que tanto tiempo el transistor va a permitir el flujo de corriente a través del primario del transformador y, finalmente, la potencia disponible a la salida. Si la carga decreciente, el circuito PWM entrega pulsos más angostos al transistor hasta el punto en el que el voltaje de salida alcanza su nivel correcto.

### Ventajas del regulador conmutado

La principal ventaja del regulador conmutado es su alta eficiencia y tamaño reducido. Los reguladores convencionales lineales que operan en el modo de conducción continua, disipan gran cantidad de potencia. La eficiencia de estos reguladores se encuentra típicamente entre 40% y 50%. Cuando la diferencia de voltaje entre la entrada y la salida es grande, la eficiencia resultante es mucho menor que 40%.

Los reguladores conmutados tienen eficiencias típicas de 60% a 90%, mucho mayor que cualquiera de los reguladores convencionales. Los reguladores conmutados tienen esa eficiencia como resultado de tres factores:

1. El transistor o circuito de conmutación está siempre encendido o apagado, excepto en el periodo de transición entre los dos estados, resultando en un bajo voltaje en un caso y baja corriente en el otro como resultado de ambos, baja potencia.
2. Se puede obtener una buena regulación sobre un amplio rango de voltaje de entrada.
3. Su alta eficiencia puede ser mantenida sobre un amplio rango en la corriente de carga.

Los reguladores conmutados usan el ciclo de trabajo del transistor de conmutación para regular la salida de voltaje y corriente. Debido a que se usan frecuencias mucho mayores a la frecuencia de la línea (típicamente entre 20KHz y 500KHz), el transformador, los inductores ("chokes"), los capacitores, y otros elementos del filtro pueden ser más pequeños, ligeros y más baratos. El tamaño de los elementos se traduce en menos pérdidas que en las fuentes lineales.

### Desventajas del regulador conmutado

Los reguladores conmutados pueden generar interferencia electromagnética e interferencia de radiofrecuencia (EMI/RFI por sus siglas en inglés) debido a la rápida conmutación de las corrientes y el corto tiempo de conmutación. El ruido EMI/RFI, el cual es generado a altas frecuencias (100KHz a 500KHz), es fácilmente filtrado. En aquellas aplicaciones donde se tiene una impedancia en serie importante entre la fuente y el regulador, los rápidos cambios en la corriente también generan una cierta cantidad de ruido. Estos problemas pueden ser reducidos significativamente a través de alguno de los siguientes pasos:

1. Reduciendo la impedancia serie.
2. Incrementando el tiempo de conmutación.
3. Filtrando la entrada y salida del regulador.

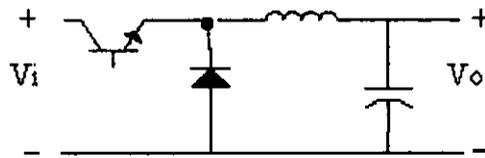
Los reguladores conmutados con una frecuencia fija tienen mayor facilidad de filtrado que aquellos de frecuencia variable porque el ruido se encuentra en una sola frecuencia. Los reguladores de frecuencia variable con un tiempo de encendido fijo, incrementan o decrementan la frecuencia de conmutación en proporción a los cambios en la carga, presentando una mayor dificultad en el problema de filtrado.

Otra de las desventajas del regulador conmutado es la complejidad de su diseño.

### Tipos de convertidores

Aunque existe un gran número de circuitos convertidores de voltaje de CD a CD; éstos provienen de las configuraciones básicas que se muestran a continuación.

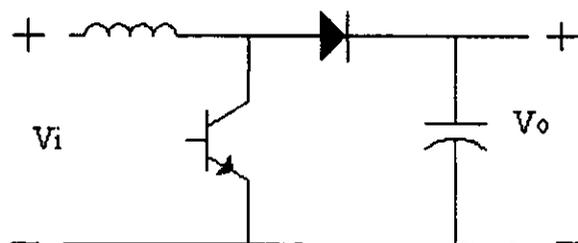
La figura 1.17 ilustra el regulador "step-down". La salida de voltaje de esta configuración es siempre menor que la entrada de voltaje. En el diagrama, un circuito conmutador es colocado en serie con la entrada de corriente directa que en la mayoría de los casos proviene del rectificador y filtro de entrada; el circuito en serie "trocea" la señal de entrada proporcionando un tren de pulsos de ancho variable a un filtro LC.



**Figura 1.17**  
Regulador *Step-Down*

Cuando el interruptor se cierra, el voltaje de CD de entrada es aplicado a través del filtro y la corriente fluye a través del inductor hacia la carga; cuando el interruptor se abre, la energía almacenada en el inductor mantiene la corriente a través de la carga. En este circuito, la corriente de conmutación de pico es proporcional a la corriente de carga. La salida de voltaje es igual a la entrada de voltaje multiplicada por el ciclo de trabajo.

Otra de las configuraciones es el regulador "step-up" que se muestra en la figura 1.18. En este tipo de circuito, la salida de voltaje es siempre mayor que la entrada de voltaje; el circuito primero almacena energía en el inductor y entonces entrega la energía almacenada junto con la energía de la entrada de voltaje de CD a la carga. Cuando el interruptor es cerrado, la corriente fluye a través del inductor y el interruptor, cargando al inductor pero sin entregar corriente a la carga. Cuando el interruptor es abierto, el voltaje a través de la carga es igual al voltaje de entrada más el voltaje en el inductor. El inductor entonces se descarga entregando corriente a la carga.



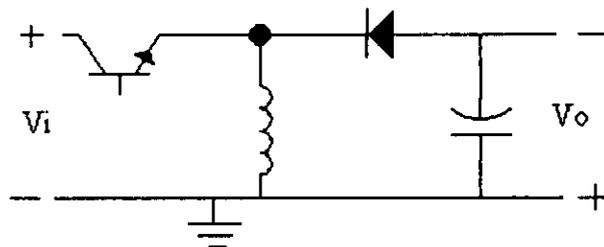
**Figura 1.18**  
Regulador *Step-up*

La corriente de conmutación de pico para este circuito no está relacionada con la corriente de carga. La potencia de salida de este regulador puede ser determinada por la siguiente ecuación:

$$P_{OUT} = \frac{LI^2f}{2}$$

donde:  $P_{OUT}$  es la potencia de salida  
 $L$  es la inductancia  
 $I$  es la corriente de pico  
 $f$  es la frecuencia de operación

La tercera de las configuraciones básicas para reguladores conmutados es la del regulador inversor. Este circuito es una variación del circuito "step-up" discutido previamente; su configuración se muestra en la figura 1.19. Los reguladores "flyback", los cuales evolucionaron del regulador "boost", entregan solo la energía almacenada en el inductor a la carga. Este tipo de circuito puede entregar un voltaje mayor o menor a la carga. Cuando el interruptor se cierra, se carga el inductor pero no se entrega corriente a la carga porque el diodo está polarizado inversamente; cuando el interruptor se abre, el diodo de bloqueo se encuentra polarizado en forma directa y la energía almacenada en el inductor es transferida a la carga.



**Figura 1.19**  
Regulador inversor

El circuito "flyback" entrega una cantidad fija de potencia a la carga independientemente de la impedancia de la carga.

Para determinar el voltaje de salida de una fuente, se debe conocer la carga; si se conoce la carga, el voltaje de salida puede ser calculado usando la siguiente ecuación:

$$V_0 = \sqrt{P_0 R_L} = I \sqrt{\frac{L f R_L}{2}}$$

donde:  $V_0$  es el voltaje de salida  
 $P_0$  es la potencia de salida  
 $R_L$  es la resistencia de la carga  
 $I$  es la corriente del inductor  
y  $f$  es la frecuencia de operación

La corriente del inductor es proporcional al ciclo de trabajo del conmutador y la regulación se lleva a cabo variando este ciclo de trabajo.

A partir de las configuraciones que se estudiaron, evolucionaron las configuraciones utilizadas en los circuitos actuales tales como: el convertidor tipo *“forward”*, el convertidor *“push-pull”*, el convertidor *“half-bridge”*, por mencionar algunos; en el capítulo correspondiente al diseño del sistema, se presentará el procedimiento para el cálculo de un convertidor de voltaje de CD a CD de tipo *“flyback”* con salidas múltiples el cual fue utilizado en el sistema de adquisición de datos.

# CAPÍTULO 2

## SENSORES

En este capítulo se van a revisar los principales tipos de sensores existentes para las variables que se proponen, a saber, flujo luminoso, humedad y temperatura. Se mencionarán las principales características de cada uno de los sensores y la posibilidad de aplicarlos en nuestro sistema.

### 2.1 TIPOS DE TRANSDUCTORES.

Los transductores se pueden dividir en transductores pasivos y de autogeneración. Se pueden dividir de muchas formas, se dividió en pasivos y de autogeneración porque nos interesa un sensor que no consuma potencia y uno de autogeneración será ideal. Son transductores pasivos, los que producen una variación en algún parámetro eléctrico, como resistencia, capacitancia, etc., variación que puede medirse como una variación de voltaje o corriente. La segunda categoría corresponde a transductores del tipo autogeneración, que generan un voltaje o corriente analógica cuando son estimulados por medio de alguna forma física de energía. Los transductores de autogeneración no requieren potencia externa.

Ejemplos de transductores pasivos.

Parámetro eléctrico y clase de transductor.	Principio de operación y naturaleza del dispositivo.	Aplicación típica.
Resistencia. Termómetro de resistencia	La resistencia de un alambre de metal puro con un coeficiente de temperatura de resistencia positiva grande varía con la temperatura.	Temperatura, calor radiante.
Resistencia. Termistor.	La resistencia de ciertos óxidos de metal con coeficiente de temperatura de resistencia negativa cambia con la temperatura.	Temperatura.
Resistencia. Higrómetro.	La resistencia de una cinta conductiva se altera con el contenido de humedad.	Humedad relativa
Celda fotoemisiva	Hay una emisión de electrones debida a la radiación incidente en una superficie fotoemisiva.	Luz y Radiación.
Tubo multiplicador.	La emisión de electrones secundarios es debida a la radiación incidente sobre un cátodo fotosensible.	Luz y Radiación, relevadores fotosensibles.

Ejemplos de transductores de autogeneración.

Parámetro eléctrico y clase de transductor.	Principio de operación y naturaleza del dispositivo.	Aplicación típica.
Termopar y Termopila.	Se genera una FEM por la unión de dos metales disímiles o semiconductores cuando la unión se calienta.	Temperatura, flujo de calor, radiación.
Celda fotovoltaica.	Se genera voltaje en un dispositivo de unión semiconductor cuando la energía radiante estimula la celda.	Medidor de luz, celda solar.

**2.2 TRANSDUCTORES DE TEMPERATURA**

Se usa una gran variedad de transductores para medir temperatura. Alguno de ellos convierten directamente la temperatura en una señal eléctrica, mientras que otros deben emplearse en combinación con un transductor eléctrico para convertir la indicación de temperatura en alguna forma eléctrica. Los transductores más comunes son:

- a. Bandas bimetálicas.
- b. Termopares.
- c. Detectores de temperatura resistivos ( RTD ).
- d. Termistores.
- e. Sensores de semiconductor.
- f. Pirómetros de radiación.

### **Banda bimetálica**

La banda bimetálica se fabrica con dos bandas de metales diferentes soldados entre sí. Debido a la diferencia en los coeficientes de dilatación térmica de los dos metales, un calentamiento de la banda entera hará que uno de los metales se dilate más que el otro. Como las bandas están soldadas entre sí, la banda compuesta se doblará en la dirección del metal que se expanda menos. La magnitud de la deflexión es directamente proporcional al cambio de temperatura. Si se sujeta firmemente un extremo de la banda mientras que el otro permanece libre, se puede usar el grado de deflexión para indicar el cambio de temperatura. Esto se hace fijando un transductor de posición al extremo libre de la banda y calibrando el desplazamiento debido al cambio de temperatura. Este sensor tiene la desventaja de ser lento.

### **Termopares**

En 1821 Thomas Seebeck descubrió que cuando dos metales disímiles están en contacto, se genera un voltaje que está en función de la temperatura. El dispositivo, formado por dos metales disímiles unidos, se llama termopar y el voltaje se denomina voltaje Seebeck, en honor a su descubridor.

Existen varios métodos para unir dos metales disímiles. Uno es fundirlos juntos. Esto produce una unión frágil y si no se protege de los esfuerzos, este tipo de termopar se puede fracturar y romper. Otro método para unir dos metales distintos es soldar los alambres juntos. Esto tiene la desventaja de introducir un tercer metal diferente. Por fortuna, si ambos lados del termopar están a la misma temperatura, el voltaje Seebeck debido a la acción del tercer metal se cancela. Una propiedad importante es que el dispositivo es un transductor útil para mediciones a altas temperaturas. En muchos casos las temperaturas por medirse son más altas que el punto de fusión del material de la soldadura y el termopar se separa.

Debido a los voltajes tan pequeños que se producen, los circuitos de acondicionamiento de la señal electrónica que usa el termopar deben eliminar tanto señales de modo común como ruido originado por campos eléctricos y magnéticos.

Las combinaciones de metales más empleadas para fabricar los termopares son las siguientes: hierro y constantan, cromel y alumel, y platino y platino-rodio.

Los termopares son dispositivos rápidos y por lo tanto, adecuados para aplicaciones que necesitan velocidad de respuesta.

Una característica de los termopares es que necesitan una referencia a una temperatura conocida para emplearse en mediciones de temperatura.

### **Detectores de temperatura resistivos (RTD)**

Los detectores de temperatura resistivos o termómetros de resistencia, emplean un elemento sensible de alambre de platino, cobre o níquel extremadamente puro que proporciona un valor de resistencia definido para cada temperatura dentro de su rango.

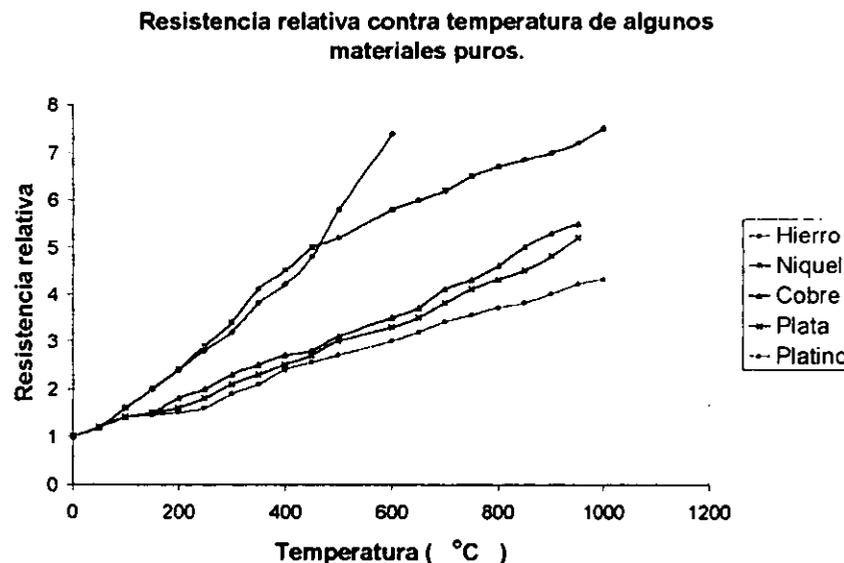
Casi todos los conductores metálicos tienen un coeficiente de temperatura de resistencia positiva, de manera que la resistencia se incrementa con el aumento de la temperatura. Algunos de los materiales como el carbón y el germanio, tienen coeficiente de temperatura negativo; esto significa que la resistencia decrece con el incremento de la

temperatura. Es conveniente un valor alto del coeficiente de temperatura en un elemento sensor de temperatura de forma que ocurra un cambio sustancial en la resistencia para alteraciones relativamente pequeñas de temperatura. Este cambio de resistencia se puede medir con un puente de *Wheatstone*, el cual se calibra para indicar la temperatura que modifica la resistencia en lugar del cambio de resistencia misma.

La figura 2.1 muestra la variación de resistencia con temperatura para varios materiales usados. La gráfica indica que la resistencia del platino y del cobre se incrementa casi linealmente con incrementos de temperatura, mientras que la característica para el níquel es definitivamente no lineal.

El elemento sensor de un termómetro de resistencia se elige de acuerdo con la aplicación deseada. El alambre de platino se usa en la mayoría de trabajos de laboratorios y en mediciones industriales de gran exactitud. Los alambres de níquel y cobre son menos costosos y fáciles de fabricar que los elementos de alambre de platino, y a menudo son usados en aplicaciones industriales de rangos menores.

Por lo general los termómetros de resistencia son del tipo probeta para inmersión en el medio cuya temperatura se va a medir o controlar.



**Figura 2.1**

Variación de la resistencia de algunos materiales con respecto a variaciones de temperatura

### Termistores

Los termistores, o resistores térmicos, son dispositivos semiconductores que se comportan como resistencias con un coeficiente de temperatura alto y generalmente negativo. En algunos casos, la resistencia de un termistor a temperatura ambiente puede disminuir hasta un 6% por cada grado centígrado que se eleve la temperatura, esta alta sensibilidad al cambio de temperatura hacen al termistor una opción muy conveniente para mediciones, control y compensación de la temperatura con una precisión importante.

La disminución en la resistencia que se presenta en los termistores involucra las propiedades del enlace químico de los electrones en los materiales semiconductores. En esos materiales los electrones de valencia están asegurados en enlaces covalentes con sus

vecinos. Cuando aumenta la temperatura del termistor, las vibraciones térmicas de sus átomos rompen algunos de esos enlaces y liberan electrones. Como los electrones ya no están ligados a átomos específicos en la red, son capaces de responder a campos eléctricos aplicados al moverse a través del material. Esos electrones en movimiento se suman a la corriente en el semiconductor y el material parece tener menor resistencia.

Los termistores se componen de una mezcla sintética de óxidos de metales, como manganeso, níquel, cobalto, cobre, hierro y uranio. Su rango de resistencia va de 0.5 a 75 ohms y están disponibles en una amplia variedad de formas y tamaños. Los más pequeños son cuentas con un diámetro de 0.15 mm a 1.25 mm. Las cuentas se pueden colocar dentro de una barra sólida de vidrio para formar sondas que son más fáciles de montar que las cuentas. Se hacen discos y arandelas presionando el material termistor en condiciones de alta presión en formas cilíndrica y plana con diámetros de 2.5 mm a 25 mm. Las arandelas se pueden apilar y conectar en serie o en paralelo con el fin de incrementar la disipación de potencia.

El cambio de resistencia de los termistores en respuesta a cambios en la temperatura es inherentemente no lineal, como se muestra en la figura 2.2. Sin embargo, la curva individual de un termistor se puede aproximar muy estrechamente con la ecuación Steinhart – Hart y datos suministrados por el fabricante u obtenidos por medición directa:

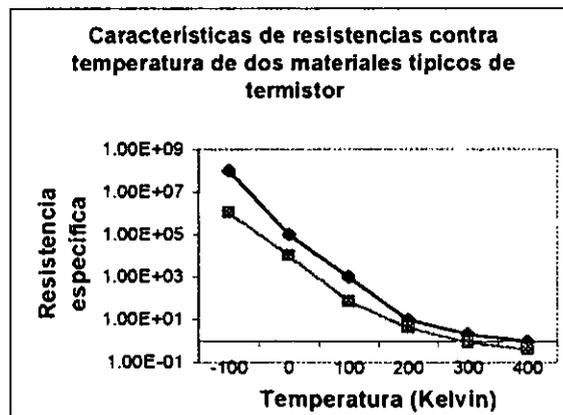
$$\frac{1}{T} = A + B \ln R + C (\ln R)^3$$

En donde T= Temperatura en Kelvin.

R= resistencia del termistor.

A, B, C= constantes del ajuste de curva.

Las constantes A, B, C se calculan seleccionando tres puntos de los datos del fabricante y resolviendo las tres ecuaciones simultáneas que resultan cuando se sustituyen los datos de los puntos en la ecuación



**Figura 2.2**

Variación de la resistencia de los termistores con respecto a la temperatura

### Transductores de temperatura de unión p-n

Hay muchos tipos de sensores de temperatura que aprovechan las propiedades físicas de los materiales semiconductores. Los más comunes que se tienen son: los diodos semiconductores y los circuitos integrados (p.ej. el AD590).

1. Los transductores de temperatura semiconductores más sencillos son sólo fragmentos de silicio. Son baratos, razonablemente lineales de  $-65$  hasta  $200^{\circ}\text{C}$ . Físicamente tienen el aspecto de resistencias de  $\frac{1}{4}$  de watt y su resistencia nominal va desde  $10\Omega$  hasta  $10\text{ k}\Omega$ . Al igual que los detectores de resistencia para temperatura, las resistencias de silicio se pueden emplear en circuitos en puente.
2. Los diodos semiconductores se emplean para medir la temperatura ya que su potencial de juntura es proporcional a la temperatura del diodo. En los diodos de silicio, se manifiesta un cambio en el potencial de juntura. Los sensores de temperatura de diodos son baratos, tienen respuesta rápida y son útiles en temperaturas desde  $-40$  hasta  $150^{\circ}\text{C}$ .
3. Los circuitos integrados para medición de temperatura también se consiguen comercialmente. Un ejemplo muy común de esos dispositivos es el circuito integrado AD590 de *Analog Devices*. Este sensor es un dispositivo de dos terminales en el cual la corriente que fluye a través del dispositivo es numéricamente igual a la temperatura absoluta. Esto es, si la temperatura del dispositivo es de 280 Kelvin, la corriente que fluye en el dispositivo es de 280mA. La fuente de excitación que necesita el circuito es una fuente de voltaje que suministre un nivel de 4 a 30V. Otros ejemplos de circuitos integrados utilizados para medir temperatura son los circuitos LM35 y LM135 de *National Instruments*.

### Pirómetros de radiación

Estos dispositivos detectan la temperatura midiendo la radiación óptica emitida por cuerpos calientes. Mientras mayor sea la temperatura a la que se calienta un cuerpo, mayor será la frecuencia dominante de la radiación que emite. Esto significa que cuando aumenta la temperatura de un cuerpo hasta un punto en el que comience a emitir luz visible, la superficie calentada tendrá primero un color rojo sombra. Cuando se calienta más el cuerpo y se hace más incandescente, su superficie se vuelve progresivamente menos roja y más blanca.

No es necesario colocar el pirómetro de radiación en la superficie que se está midiendo, para la radiación emitida. Sólo es necesario apuntar hacia la superficie caliente en cuestión para efectuar la medición.

El pirómetro de desaparición de filamento emplea un filamento de alambre calentado para proporcionar un patrón de temperatura radiante. Un método exacto de calentamiento de filamento es el pasar una corriente eléctrica a través de él. Cuando el filamento se calienta a la misma temperatura que existe en la superficie que se está examinando, la imagen del filamento deja de ser visible debido a que tiene el mismo color de la superficie. Como la corriente a través del filamento se conoce, se puede calibrar el pirómetro para dar la temperatura de la superficie a partir de del valor de la corriente.

### 2.3 MEDICIÓN DE HUMEDAD.

El conocimiento de la cantidad de vapor de agua en el aire es importante para la operación y/o control automático de muchos procesos industriales. Esta información puede obtenerse de diferentes formas, dependiendo de las necesidades del proceso en particular y de la instrumentación utilizada. La variable medida usualmente es la humedad relativa que es la relación entre la presión parcial del vapor de agua presente y la necesaria para que hubiera saturación a una temperatura dada. Se expresa en tanto por ciento.

Algunos de los métodos de medición de humedad se presentan a continuación:

#### **Higrómetro gravimétrico**

Este dispositivo es un aparato estrictamente de laboratorio utilizado para realizar calibraciones muy precisas.

Para realizar la medición de la humedad, se introduce una muestra de aire en el dispositivo en el cual el vapor contenido en la muestra es absorbido por métodos químicos y cuidadosamente pesado, el dispositivo determina directamente la relación de la mezcla en gramos por kilogramo con una incertidumbre de alrededor del 0.1%.

#### **Sicrómetro**

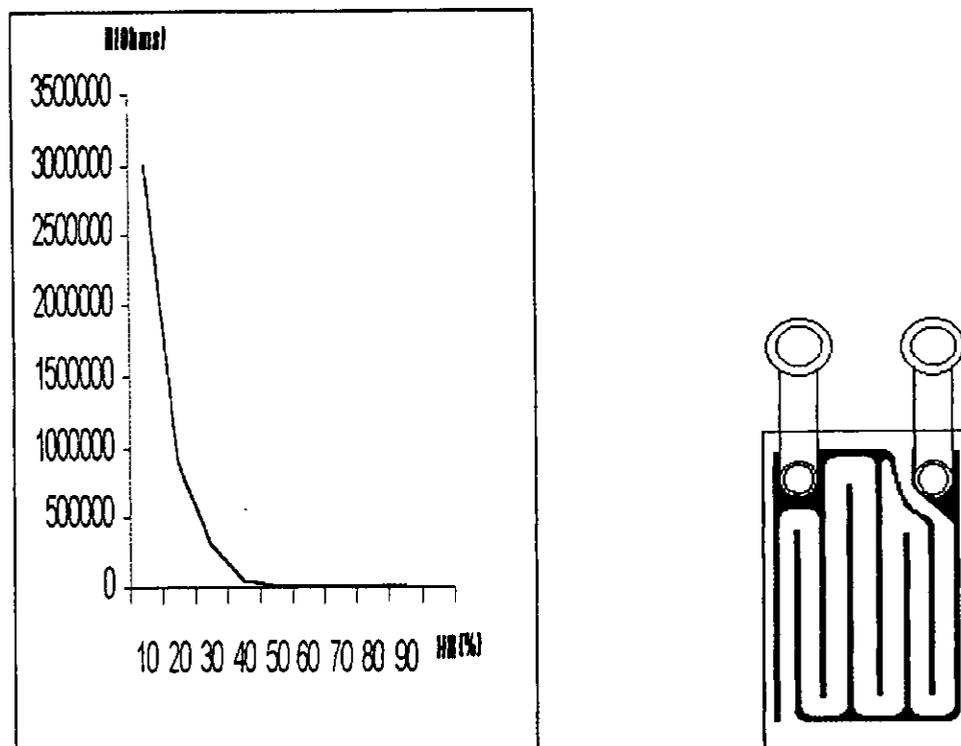
Este dispositivo está compuesto por dos bulbos en los cuales se va a medir la temperatura por medio de algún dispositivo apropiado; uno de los bulbos es llamado bulbo seco y el otro bulbo húmedo. En el bulbo seco, el termómetro toma la lectura ordinaria del aire, mientras que en el bulbo húmedo, se determina la temperatura adiabática de saturación. La última lectura requiere que el bulbo se mantenga húmedo, usualmente mojándolo con agua destilada y en una corriente de aire con una velocidad de 5 m/s ya sea moviendo el bulbo o aspirando aire a través de él.

Para determinar la humedad, con los datos obtenidos de las temperaturas, se consultan cartas sicrométricas que proporcionan la humedad a través de fórmulas.

#### **Higrómetros resistivos y capacitivos**

La mayoría de los aislantes eléctricos presentan un descenso de resistividad brusco y un aumento de su constante dieléctrica, al aumentar su contenido de humedad. Si se mide la variación de resistencia se tiene un higrómetro resistivo (humistor). Si se mide la variación de su capacidad, se tiene un higrómetro capacitivo.

La relación entre la humedad relativa y la resistencia es no lineal, en algunos casos es casi exponencial. La resistencia se debe medir con corriente alterna sin nivel de continua. El tiempo de respuesta (cambio del 63% de la humedad relativa) varía mucho según el tamaño, y excede de 10s.



**Figura 2.3**  
Higrómetro de tipo resistivo y su gráfica característica

Como materiales se han empleado soluciones acuosas de una sal higroscópica ( $\text{CaCl}_2$ ,  $\text{F}_2\text{Ba}$ ,  $\text{P}_2\text{O}_5$ ) depositadas sobre un sustrato plástico, en forma de zigzag entre dos electrodos. Actualmente se dispone de elementos con la misma forma pero basados directamente en los cambios de resistividad del sustrato, sin necesidad de película higroscópica. Los elementos de  $\text{Al}_2\text{O}_3$  se emplean más por la variación de su capacidad que por la de su resistencia.

### Sensor de humedad electrolítico

En este sensor, se fija un flujo de una muestra de gas (típicamente  $100 \text{ cm}^3/\text{min}$ ) a través de un tubo analizador. Este tubo tiene dos cables de platino devanados en una doble hélice dentro del tubo. El espacio entre los cables es cubierto con pentóxido de fósforo y se aplica un potencial de corriente directa a los cables. Cuando la humedad en la muestra de gas entra en contacto con el  $\text{P}_2\text{O}_5$ , el agua es transformada en hidrógeno y oxígeno y se crea una corriente que puede ser medida para determinar la humedad. Este método ha sido adaptado para medir el contenido de agua en líquidos y sólidos.

### Otros sensores

El sensor de humedad piezoeléctrico es utilizado como oscilador en el que la frecuencia de oscilación depende de la humedad presente en el ambiente donde se encuentra inmerso el sensor.

El método de medición de humedad a distancia se basa en la absorción de frecuencias por parte de las partículas de agua presentes en la muestra, absorción dependiente de la cantidad de partículas presentes.

Otro método que se puede mencionar es el mecánico basado en la medición de la variación en la longitud debida a la dilatación de un elemento en presencia de humedad; en este tipo de sensores puede mencionarse un cabello.

### 2.4 UNIDADES DE MEDICIÓN DE LUZ.

La medición de la luz visible para el ojo humano es llamada fotometría, y la medición del espectro óptico total es llamada radiometría. Los instrumentos electrónicos que son diseñados para la misma respuesta espectral que la del ojo humano se catalogan como instrumentos fotométricos, mientras que aquellos que miden en las regiones de luz visible, luz infrarroja y ultravioleta son llamados instrumentos radiométricos. Las unidades de medición de luz se dividen en unidades radiantes y unidades fotométricas; existen unidades equivalentes para ambos grupos pero éstas no son intercambiables.

La medición fotométrica de la luz está dada en unidades de intensidad luminosa o de iluminación. La intensidad luminosa está definida como la luz total de una fuente sobre un área dada; su unidad en el Sistema Internacional (SI) es la candela (Cd). La medida radiométrica comparable es la intensidad radiante dada en watt/steradián. La iluminación es la medida fotométrica de la luz recibida sobre una superficie en la cual existe una distribución uniforme de flujo; su unidad es el lux. La medición radiométrica comparable es la irradiancia dada en miliwatts/cm<sup>2</sup>.

### Transductores ópticos

Hay una gran variedad de transductores ópticos, y la respuesta espectral de los sensores difiere significativamente. Además existen diferencias en cuanto a la sensibilidad a la luz, consideraciones geométricas, ancho de banda, costo y habilidad para operar en diferentes medios.

### Sensores fotovoltaicos

Son dispositivos que convierten la energía luminosa en potencia eléctrica; su estructura y características fueron revisadas en el capítulo 1.

### Sensores fotoconductivos

Las fotoresistencias o fotoconductores (en inglés, "Light Dependent Resistors" – LDR-) se basan en la variación de la resistencia eléctrica de un semiconductor al incidir en

él radiación óptica (radiación electromagnética con longitud de onda entre 1mm y 10 nm). Su símbolo es el de la figura:



**Figura 2.4**  
Sensor fotoconductorivo y su símbolo

La conductividad eléctrica en un material depende del número de portadores en la banda de conducción. En un semiconductor, a baja temperatura la mayor parte de sus electrones están en la banda de valencia, y se comporta casi como aislante. Pero al aumentar la temperatura, y con ella la agitación de los electrones dado que las bandas de valencia y de conducción están próximas (a diferencia de lo que sucede en un aislante), cada vez hay más electrones que saltan de la banda de valencia a la de conducción, aumentando la conductividad. Si el semiconductor está dopado, este salto es aún más fácil.

La energía necesaria para producir el salto puede venir de otras fuentes externas además del calor, como pueden ser una radiación óptica o una tensión eléctrica. En el caso de la radiación óptica, su energía,  $E$ , y frecuencia,  $f$ , están relacionadas mediante la expresión:

$$E=hf$$

dónde  $h=6.62 \times 10^{-34} \text{ Ws}^2$  es la constante de Planck. Entonces, si la radiación tiene energía suficiente para permitir el salto de los electrones de una a otra banda, pero sin exceder el umbral necesario para que se desprendan del material, se tendrá efecto fotoeléctrico interno o fotoconductor, y a mayor iluminación mayor será la conductividad. En el caso de un conductor, la conductividad es de por sí tan alta que el cambio debido a la incidencia de la radiación apenas se nota.

La relación entre la resistencia  $R$  de un fotoconductor y la iluminación  $E$  (densidad superficial de energía expresada en lux), es fuertemente no lineal. Un modelo simple es:

$$R=AE^\alpha$$

Donde  $A$  y  $\alpha$  dependen del material y las condiciones de fabricación.

Otro factor a considerar en las LDR es que su constante de tiempo de subida al iluminar y su constante de tiempo de caída o extinción son distintas y función tanto del material como del nivel de iluminación.

La temperatura causa en el dispositivo el denominado ruido térmico que se manifiesta como fluctuaciones de corriente cuando se aplica una tensión a la fotorresistencia para poder medir su valor.

Su respuesta espectral es estrecha para diversos materiales. La elección de éstos debe hacerse, pues, en función de la longitud de onda a detectar. En la zona visible (0.38 a 0.75  $\mu\text{m}$ ) y del infrarrojo muy cercano (0.75 a 1.4  $\mu\text{m}$ ) se emplean compuestos de cadmio

(SCd, SeCd, TeCd). En la zona del infrarrojo cercano (1.4 a 3  $\mu\text{m}$ ) y lejano (hasta 1mm) se emplean compuestos de indio (SbIn, AsIn), telurio, y aleaciones de telurio, cadmio y mercurio, así como silicio y germanio dopados.

Los sensores fotoconductivos tienen la principal desventaja de que son lentos.

Cuando un fotodiodo es operado sin polarización, éste actúa como un sensor fotovoltaico, mientras que si se polariza en forma inversa, actúa como un sensor fotoconductor.

Los fototransistores son más sensibles que los fotodiodos debido a que tienen una ganancia interna, típicamente de 100 a 1000 veces la del fotodiodo; son útiles cuando se requiere un sensor sensible con un área activa de detección de luz pequeña.

### **Sensores fotoemisores**

Son sensores que poseen un cátodo sensible a la luz que emite electrones cuando incide la luz sobre él. Este principio es utilizado principalmente en fototubos.

#### **Fototubos al vacío**

El fotocátodo emite electrones cuando lo estimula la energía radiante incidente. El fotocátodo más importante que se utiliza en fototubos al vacío es la superficie de cesio-antimonio, la cual se caracteriza por la alta sensibilidad en el espectro visible. Se utiliza en aplicaciones que requieren la observación de pulsos de luz de corta duración, o luz modulada a frecuencias relativamente altas.

#### **Fototubos de tipo gas**

Tiene la misma construcción general que el fototubo al vacío, salvo que la cubierta contiene gas inerte (normalmente argón) a muy baja presión.

### **Sensores fotoelectromagnéticos**

Son dispositivos que conforman un campo magnético que varía cuando sobre él incide la luz.

Además de los dispositivos anteriores, existen otros tipos de sensores que detectan la radiación en forma indirecta basados en principios térmicos. Se pueden mencionar los termoelectrónicos que aprovechan el efecto Seebeck midiendo el incremento de temperatura debido a la incidencia de las radiaciones; bolométricos que se basan en un termistor, pirolétricos que tienen una concentración de carga en función de la temperatura y la célula Golay que mide un desplazamiento ocasionado por la expansión de un gas cuando se incrementa su temperatura debido a la radiación absorbida.

En el presente capítulo dimos una breve descripción de todos los posibles sensores que pudimos haber utilizado en el desarrollo de nuestro sistema; sin embargo, no todos ellos eran convenientes ni reunían las características que nosotros requeríamos, es por eso que se tuvo que decidir de entre ellos, en el capítulo 4 se muestran los sensores que consideramos adecuados.

# CAPÍTULO 3

## ARQUITECTURA DEL SISTEMA

En el capítulo que se inicia presentamos las características generales de los elementos que formarán parte del bloque digital del Sistema de Adquisición de Datos integrado por el microcontrolador, la memoria y el convertidor analógico digital.

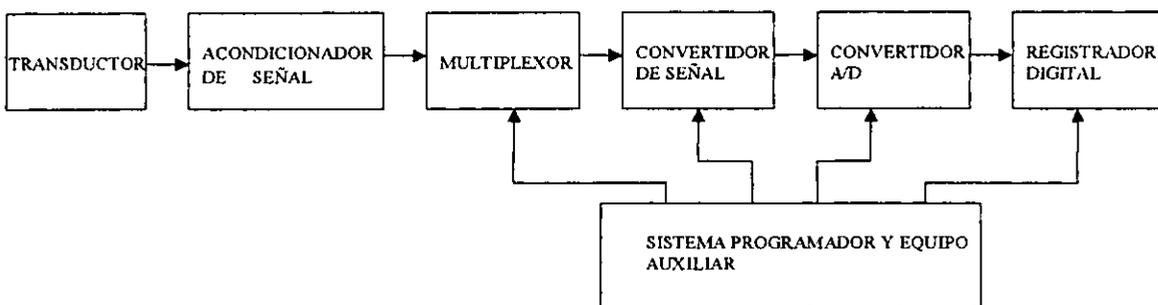
### 3.1 INTRODUCCIÓN.

Un sistema de adquisición de datos puede incluir algunos o todos los elementos que se muestran en la figura 3.1. Las operaciones esenciales dentro de un sistema digital incluyen: manipulación de señales analógicas, medición, conversión y manejo de datos digitales, y programación y control interno. La función de cada elemento del sistema de la figura 3.1 se describe a continuación:

- a. Transductor: Transforma parámetros físicos en señales eléctricas aceptables para el sistema de adquisición. Algunos parámetros son la temperatura, presión, aceleración, desplazamiento de pesos, también es factible medir directamente cantidades eléctricas.
- b. Acondicionador de señal. Por lo general incluye la circuitería de soporte para el transductor. Esta circuitería puede proporcionar la energía de excitación, circuito de equilibrio y elementos de calibración.
- c. Explorador o multiplexor: Acepta múltiples entradas analógicas y las conecta secuencialmente a un instrumento de medición.

- d. Convertidor de señal: Transforma la señal analógica en una forma aceptable para el convertidor analógico – digital.
- e. Convertidor analógico – digital (A/D): Convierte el voltaje analógico a su forma digital equivalente. La salida del convertidor A/D se puede desplegar visualmente y estar disponible como voltajes en pasos discretos para procesamiento posterior o grabación en un registrador digital.
- f. Equipo auxiliar: Esta sección contiene instrumentos para funciones de programación de sistemas y procesamiento digital de datos. Las funciones auxiliares incluyen linealización y comparación de límites. Estas funciones se pueden ejecutar mediante instrumentos individuales o mediante una computadora digital.
- g. Registro digital: Registra información digital. El registrador digital puede ir luego de una unidad de acoplamiento que transforma la información digital en la forma apropiada para la entrada del registrador digital seleccionado.

Los sistemas de adquisición de datos se utilizan en un gran número de aplicaciones, en una variedad de áreas industriales y científicas. El tipo de sistema de adquisición de datos, analógico o digital, depende del uso de los datos registrados. En general, los sistemas de datos analógicos se utilizan cuando se requiere un amplio ancho de banda o cuando se puede tolerar poca exactitud. Los sistemas digitales se aplican cuando el proceso físico en estudio varía poco y cuando se necesita una exactitud alta y bajo costo por canal. Los sistemas digitales varían en complejidad desde sistemas de un solo canal para medición y registro de voltajes de cd hasta sistemas automáticos de múltiples canales, los cuales miden un gran número de parámetros de entrada, los comparan con respecto a condiciones o límites preestablecidos y llevan a cabo cálculos y toman decisiones sobre la señal de entrada. Los sistemas digitales en general son más complejos que los analógicos, tanto en términos de volumen como en complejidad de los datos de entrada que pueden manejar.



**Figura 3.1**  
Diagrama a bloques de un sistema de adquisición de datos

### 3.2 CONVERTIDORES ANALÓGICOS DIGITALES.

Los convertidores analógicos-digitales son sistemas electrónicos que reciben a su entrada una variable analógica, en general en forma de tensión variable, y proporciona a su salida una combinación en un código binario cuyo equivalente decimal es igual al valor de aquella. Su utilización es imprescindible para introducir en un procesador digital la información de un transductor analógico.

La conversión de una variable analógica a digital se puede realizar de diferentes formas que dan lugar a otros tantos métodos de conversión; de acuerdo a como presentan la información a su salida los podemos clasificar en:

- a. Convertidores de salida paralelo, que suministran simultáneamente en terminales independientes una combinación binaria equivalente al valor de la variable analógica de entrada. Consisten en un circuito electrónico que recibe la variable analógica y actúa sobre un conjunto de transistores bipolares o unipolares colocándolos en un estado de saturación o corte correspondientes a los valores binarios cero o uno.
- b. Convertidores de salida en serie, que codifican también la variable analógica mediante una combinación binaria pero en lugar de presentarla en paralelo a su salida lo hacen en serie a través de una sola terminal. Pueden realizarse mediante un convertidor del tipo indicado en el apartado anterior seguido de un serializador.
- c. Convertidores de salida temporal o secuencial, que convierten una variable analógica en una secuencia de impulsos cuya frecuencia o duración es proporcional a aquélla. Se caracterizan por su sencillez y lentitud.

### 3.3 PARÁMETROS DE LOS CONVERTIDORES ANALÓGICO DIGITAL.

#### Características de diseño.

##### Resolución.

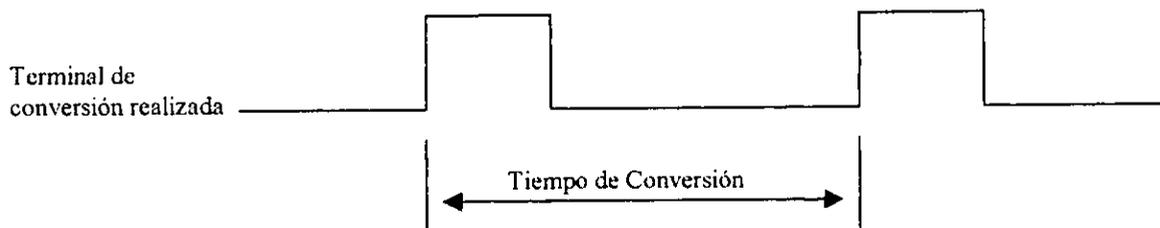
La resolución se define en un convertidor analógico-digital como el mínimo incremento necesario en la entrada analógica para que se produzca un cambio en la combinación binaria que aparezca a la salida.

##### Tiempo de conversión.

El tiempo de conversión se define, en términos generales, como el intervalo de tiempo necesario para que se realice ésta. En muchos convertidores el tiempo de conversión es función del nivel de la variable analógica de entrada. Se define el tiempo de conversión como el máximo posible que representa el valor más desfavorable para la aplicación del mismo.

La unidad de control de un convertidor analógico-digital puede evolucionar entre estados de forma continua o realizar un ciclo de conversión cada vez que reciba una orden de inicio.

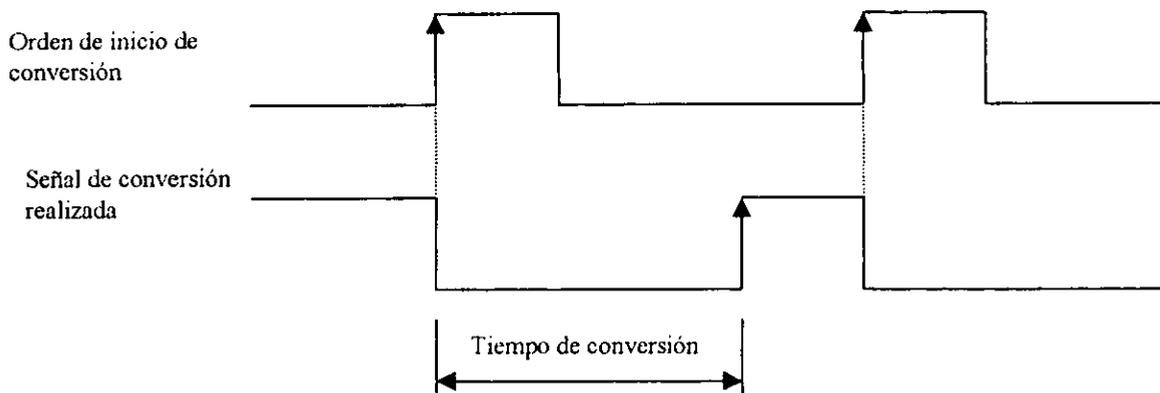
En el caso de que el convertidor realice ciclos de conversión de forma continua, este proporciona un impulso en una terminal (que recibe el nombre de "conversión realizada"). Se define como tiempo de conversión la separación entre dos impulsos en dicha terminal cuando se utiliza un generador de impulsos de la frecuencia máxima. En la figura 3.2 se representa de forma gráfica el concepto que acabamos de definir.



**Figura 3.2**  
Tiempo de conversión

Cuando el convertidor inicia ciclos de conversión al recibir ordenes externas, el tiempo de conversión se mide desde el instante en que se produce la citada orden hasta que aparece la señal de "conversión realizada".

En la figura 3.3 se representa gráficamente lo expuesto en el supuesto de que la orden de conversión actúe mediante el flanco de subida de un impulso y que la señal de "conversión realizada" se encuentre en nivel cero mientras se realiza la conversión y pase al estado uno al terminar la misma.



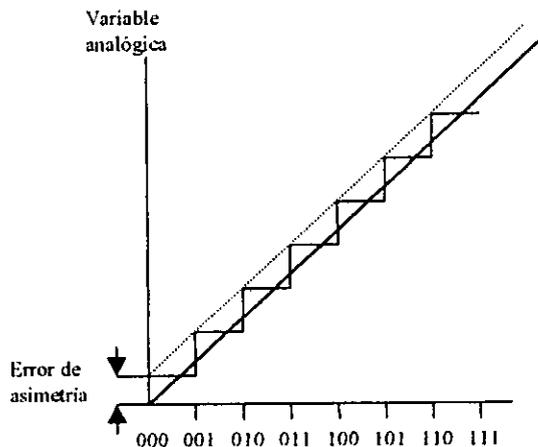
**Figura 3.3**  
Orden de conversión

**Características de Funcionamiento.**

Las características reales de un convertidor analógico-digital presentan también diferencias con respecto a las ideales a causa de las imperfecciones de los componentes que lo constituyen.

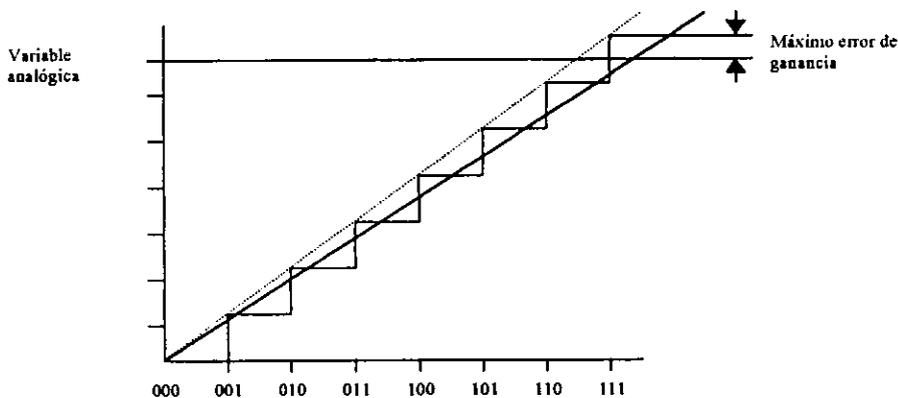
Los errores que se suelen presentar en la práctica son:

1. Error de asimetría (offset). La imperfección de los amplificadores operacionales utilizados en la construcción del convertidor hace que, cuando en la entrada de esté se aplique la combinación nula, el valor de la variable analógica de salida no sea nulo. Al valor de dicha variable en las citadas circunstancias se le suele denominar error de asimetría (offset) porque es debido a la tensión de asimetría (offset) de los amplificadores operacionales y representa un desplazamiento de la característica real con respecto a la ideal, tal como se presenta en la figura 3.4.



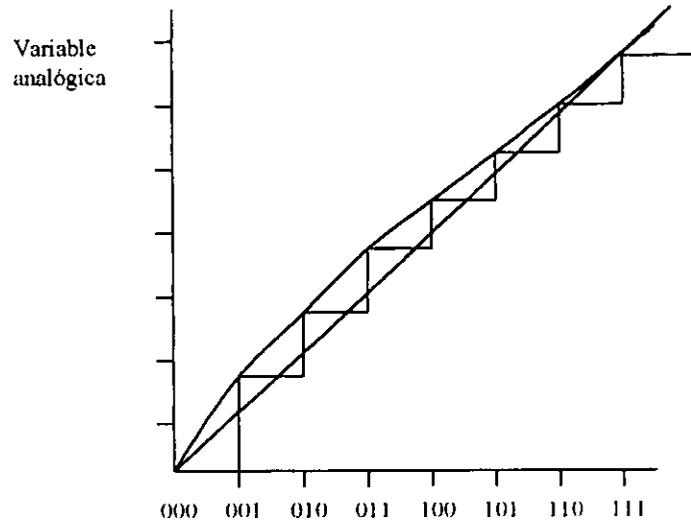
**Figura 3.4**  
Error de asimetría

2. Error de ganancia. Este error recibe también el nombre de error de escala y se representa en formas gráfica en la figura 3.5. La característica real corresponde a una recta que pasa por el origen, pero no coincide con la bisectriz del primer cuadrante. Puede ser debido especialmente a errores en la tensión de referencia.



**Figura 3.5**  
Error de ganancia

3. Error de linealidad. Se produce este error cuando la característica que une los extremos de la escalera que indica gráficamente la conversión no forma una línea recta. Se representa en la figura 3.6. Es debido a que los incrementos de la variable analógica de salida no son idénticos para todos los cambios entre combinaciones sucesivas del código de entrada. Se define también la no-linealidad diferencial como la diferencia entre el valor de la resolución  $\Delta V$  y la máxima variación de dos combinaciones sucesivas.



**Figura 3.6**  
Error de linealidad

### 3.4 TIPOS DE CONVERTIDORES.

Se usa un gran número de métodos para convertir señales analógicas a la forma digital. Los que más se emplean en los circuitos convertidores A/D disponibles en el mercado son:

1. Rampa de escalera.
2. Aproximaciones sucesivas.
3. Doble rampa.
4. Paralelo (o instantáneo).

### 3.5 OPERACIÓN GENERAL DE UNA MEMORIA.

Aunque cada tipo de memoria es diferente en su operación interna, hay principios de operación básicos que son los mismos para todos los sistemas de memoria.

Cada sistema de memoria requiere varios tipos de líneas de entrada y salida para llevar a cabo las siguientes funciones:

1. Seleccionar la dirección de memoria que va a ser accesada para una operación de lectura o escritura.
2. Seleccionar la operación que se va a llevar a cabo (lectura o escritura).
3. Proporcionar los datos de entrada que van a ser almacenados en la memoria en la operación de escritura.
4. Mantener el dato a la salida de la memoria durante la operación de lectura.
5. Habilitar (o deshabilitar) la memoria de tal forma que responda (o deje de responder) a la dirección de entrada o a los comandos de lectura/escritura.

La figura 3.7 muestra un diagrama simplificado para una memoria de 32 X 4 que almacena 32 palabras de 4 bits. Debido a que el tamaño de la palabra es de 4 bits, hay cuatro líneas de entrada de datos,  $I_0$ - $I_3$ , y cuatro líneas de salida de datos  $O_0$ - $O_3$ . Durante una operación de escritura los datos a ser almacenados en la memoria tienen que ser aplicados a las líneas de entrada de datos. Durante la operación de lectura, la palabra a ser leída de la memoria aparece en las líneas de salida de datos.

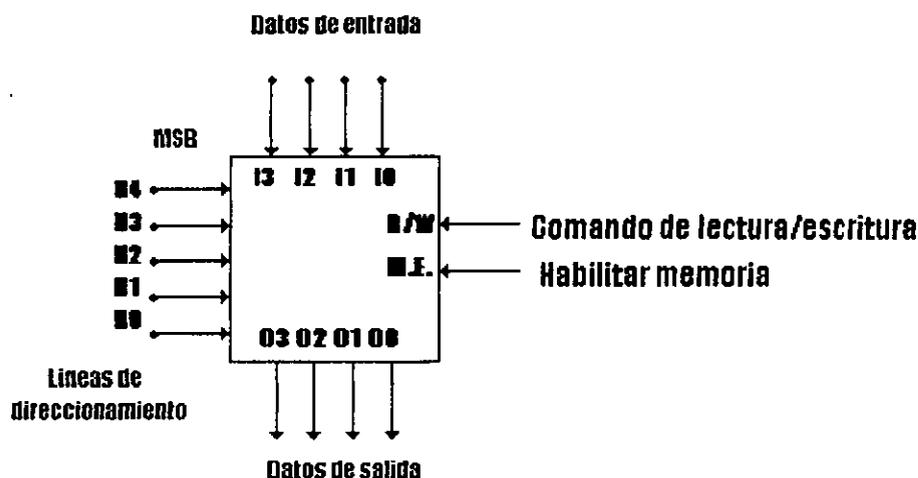


DIAGRAMA GENERAL DE UNA MEMORIA DE 32 X 4

Figura 3.7  
Diagrama de una memoria

Esta memoria tiene 32 diferentes localidades de almacenamiento y por tanto 32 diferentes direcciones que van de 00000 a 11111 (0 a 31 decimal). Debido a esto, necesitamos cinco líneas de direccionamiento  $A_0$ - $A_4$ , para especificar una de las 32 localidades. Para acceder a una de las localidades de memoria para lectura o escritura, un código de direccionamiento de 5 bits debe ser aplicado a las líneas de entrada de direccionamiento.

Las entradas READ/WRITE (R/W) controlan la operación que se va a llevar a cabo, lectura (R) o escritura (W).

### Tipos de memorias.

En la actualidad se cuenta con una gran variedad de memorias, las que tienen características que las hacen útiles para distintas aplicaciones. A continuación se presentan los tipos de memoria que se tienen comúnmente:

#### Memorias ROM

Este tipo de memorias de semiconductor está diseñado para mantener los datos, si no permanentemente, con cambios poco frecuentes. Durante la operación normal, ningún dato puede ser escrito en la ROM, sólo pueden leerse los datos que están en la memoria. En algunas ROM, los datos tuvieron que ser almacenados durante el proceso de fabricación; para otras, los datos fueron almacenados eléctricamente. El proceso de almacenamiento de los datos es llamado programación de la ROM. En algunas ROM los datos almacenados no pueden ser cambiados una vez programados, otras pueden ser borradas y reprogramadas varias veces.

Las memorias ROM son usadas para almacenar información que no va a cambiar durante la operación del sistema. El principal uso de la ROM es almacenamiento de programas de microcomputadoras. Debido a que son no volátiles, esos programas no se pierden cuando se apaga la computadora. Cuando la computadora se enciende, esta comienza inmediatamente a ejecutar el programa almacenado en la ROM. Las ROM son también usadas para almacenar programas y datos en muchos equipos de control con microprocesador como calculadoras, sistemas de seguridad, automóviles, etc.

#### Tipos de memorias ROM

- ROM de programación por máscara: Esta memoria es programada durante el proceso de fabricación de acuerdo a las especificaciones del cliente. Un negativo fotográfico llamado máscara es usado para controlar las interconexiones en el chip. Una máscara especial se requiere para cada conjunto de información diferente y resulta costoso sólo si se requiere una gran cantidad de ellas, este tipo de memoria no puede reprogramarse por lo que comúnmente se denomina sólo memoria ROM.
- ROM programable (PROM): Esta memoria no es programada en el proceso de manufactura sino que el usuario se encarga de programarla de acuerdo a sus necesidades. Sin embargo, una vez programadas no pueden ser borradas y programadas nuevamente, por esta razón estos dispositivos se denominan memorias ROM de una sola

- programación. El proceso de programación se realiza a través del fundido de fusibles internos realizado con la aplicación de pulsos de alto voltaje (10-30 V).
- ROM borrable y programable (EPROM): Una memoria EPROM puede ser programada por el usuario y ser borrada y programada varias veces. Una vez programada, esta memoria es no volátil y mantiene sus datos indefinidamente. El proceso para programar una EPROM involucra la aplicación de niveles especiales de voltaje (típicamente en el rango de 10 a 25 V) a las entradas apropiadas del chip durante un tiempo específico (típicamente 50 ms por localidad). El proceso de programación es usualmente llevado a cabo en un circuito especial separado del circuito en el cual trabaja la memoria. El proceso completo de programación puede tomar varios minutos. El almacenamiento de los datos se lleva a cabo en transistores MOS con compuerta de Silicio sin conexión eléctrica. En estado normal, cada transistor está apagado almacenando un 1 lógico. El transistor puede activarse con la aplicación de un pulso de programación de alto voltaje que inyecta electrones de alta energía en la compuerta flotante que permanecerán atrapados en ella una vez que el pulso ha concluido. Para borrar la memoria, ésta es expuesta a luz ultravioleta (UV) a través de la ventana del chip que produce una fotocorriente de la compuerta al sustrato removiendo su carga.
  - PROM borrable eléctricamente (EEPROM): Esta memoria tiene la misma estructura de compuerta flotante que la EPROM con la adición de una delgada región de óxido en el drenaje de la celda de memoria MOSFET. Aplicando un voltaje alto (21 V) entre la compuerta y el drenaje del MOSFET, puede inducirse la carga en la compuerta flotante que permanecerá aún sin la aplicación de energía eléctrica, invirtiendo el voltaje se remueve la carga y la celda es borrada. Debido a que el mecanismo de programación y borrado requiere corrientes muy pequeñas, el proceso puede llevarse a cabo en el circuito. Otra ventaja es la posibilidad de borrar y reprogramar un byte individual.

### Memorias FLASH.

Las memorias EPROM son no volátiles, ofrecen rapidez en los tiempos de acceso (típicamente 120 ns), y tienen una alta densidad y bajo costo por bit. Sin embargo, requieren ser removidas de su circuito o sistema para ser borradas y reprogramadas. Las memorias EEPROM son no volátiles, ofrecen cortos tiempos de acceso y permiten un rápido borrado y reprogramación de bytes individualmente en el circuito. Sus desventajas son su baja densidad y mucho mayor costo que las EPROM.

Las memorias flash son memorias no volátiles que pueden ser borradas en su circuito con una densidad y costo más cercanos a los de las EPROM y mantienen la rapidez de acceso de éstas.

Estructuralmente, una celda de memoria flash es como una celda EPROM de un solo transistor (menos compleja que la celda EEPROM de dos transistores), aunque un poco más grande. Este dispositivo tiene una delgada capa de óxido que permite el borrado eléctrico y además tiene mayor densidad que las EEPROM; el costo de la memoria flash es considerablemente menor que el de la EEPROM, aunque aún mayor que el de la EPROM.

Las memorias flash son llamadas de esta forma debido a su rapidez de borrado, casi todas utilizan una operación en la que todas las células de la memoria son borradas simultáneamente, este borrado en masa requiere de algunos cientos de milisegundos comparados con los 20 minutos requeridos para borrar una UVPROM. Algunas memorias

flash ofrecen un modo de borrado por sector, donde un solo sector del arreglo de memoria puede ser borrado a un tiempo lo que permite evitar un borrado completo cuando sólo se requiere borrar una parte de la memoria. Una memoria flash típica tiene un tiempo de escritura de alrededor de 10  $\mu$ s por byte comparados con los 100  $\mu$ s necesarios para las EPROM y 5 ms para las EEPROM.

Memorias de acceso aleatorio (RAM).

Se denominan estáticas (SRAM) las memorias que mantienen indefinidamente la información mientras se les aplica la tensión de alimentación. Las memorias estáticas de semiconductores están formadas por biestables activados por niveles en general del tipo R-S. En su realización se pueden utilizar transistores bipolares o transistores MOS.

Se denominan dinámicas (DRAM) las memorias que mantienen almacenada la información solamente durante algunos milisegundos. Estas memorias sólo se realizan con transistores MOS y en lugar de biestables, utilizan como elemento de memoria la capacidad parásita existente entre la puerta y el surtidor de aquellos. Para que la información se memorice de forma indefinida es necesario realizar una lectura y escritura periódicas que reciben el nombre de grabado (*refreshing*).

### 3.6 MICROCONTROLADOR

El microcontrolador es un elemento que ha permitido el desarrollo de múltiples aplicaciones debido a su gran potencial y las características que presenta al usuario, por lo cual es muy común poder verlo en diversas aplicaciones en nuestra vida cotidiana. En los apartados siguientes daremos una breve descripción de los elementos comunes que conforman a un microcontrolador y que fueron tomados en cuenta en el desarrollo de nuestro sistema.

#### Arquitectura Harvard ó Von Neuman.

Algunos microcontroladores utilizan una arquitectura interna llamada de *Von Neuman*. En realidad, es una arquitectura común que todavía se encuentra en la mayoría de los microcontroladores. La memoria de programa contiene instrucciones y datos “mezclados” y no se dispone más que de un solo *bus*, llamado *bus* de datos, por el que circulan a la vez, los códigos de las instrucciones y los datos asociados a ellas.

Esta arquitectura plantea sin embargo algunos problemas cuando se quiere hacer funcionar al conjunto rápidamente. Entonces es preferible utilizar una estructura denominada *Harvard*, en la que las instrucciones y los datos están claramente diferenciados, y emplean *buses* diferentes. Por supuesto, esto no cambia nada desde el punto de vista del usuario, y los circuitos de este tipo se utilizan exactamente como los otros. Por el contrario, los resultados obtenidos, en términos de velocidad de ejecución de los programas, son impresionantes.

Rompiendo con una tradición muy establecida, los microcontroladores PIC16CXX utilizan una arquitectura *Harvard*, aunque esto no es todo. Porque además emplean una

arquitectura de tipo RISC que, contra lo que comúnmente se cree, no se resume simplemente en disponer en un juego de instrucciones reducidas.

### RISC ó CISC.

RISC significa *Reduced Instruction Set Computer* lo que viene a significar ordenador con juego de instrucciones reducidas, pero esto no es más que una parte. En efecto, un verdadero circuito de tipo RISC debe disponer de una estructura *pipeline* que le permita ejecutar como mínimo una instrucción mientras que esta buscando la siguiente. Por supuesto, nada prohíbe proveer *pipelines* a varios niveles.

Este principio de *pipeline* permite también aumentar la velocidad de ejecución con relación a los microcontroladores clásicos, denominados, por oposición de tipo CISC (*Complex Instruction Set Computer*). Además, precisemos que un verdadero circuito RISC, en principio, debe ejecutar todas las instrucciones a la misma velocidad, es decir, en un ciclo de reloj de instrucción (que, por supuesto, puede ser diferente del reloj del procesador).

El alto desempeño de la familia PIC16CXX puede ser atribuida al número de arquitecturas semejantes comúnmente encontrado en microprocesadores RISC. Para comenzar el PIC16C74 usa una arquitectura *Harvard*, en la cual programa y datos son accedidos desde memorias separadas. Esto es una mejora sobre la arquitectura tradicional *Von Neuman* donde los datos y programa son almacenados en la misma memoria.

La separación del programa y los datos permite a las instrucciones ser diferentes de 8 bits de ancho de la palabra dato.

Dos etapas *pipeline* cubren la etapa de direccionamiento y la de ejecución de las instrucciones; consecuentemente todas las instrucciones (35) son ejecutadas en un solo ciclo excepto para los saltos de programa.

El PIC16C74 direcciona 4kx14 de espacio en memoria programa. El PIC16C74 puede direccionar directa o indirectamente sus registros o memoria dato. Todos los registros de funciones especiales incluyendo el contador de programa están en la memoria dato. El PIC16C74 tiene un set de instrucciones ortogonal (simétrico) que hace esto posible para llevar a cabo cualquier operación en registros usando cualquier modo de direccionamiento.

El PIC16C74 contiene una *ALU* de 8 bits y un registro de trabajo. La *ALU* es una unidad aritmética de propósito general. Esta ejecuta operaciones aritmética y *Boleanas* entre datos en el registro de trabajo y en cualquier registro de archivo.

La *ALU* es de 8 bits con funciones de adición, sustracción, corrimientos y operaciones lógicas.

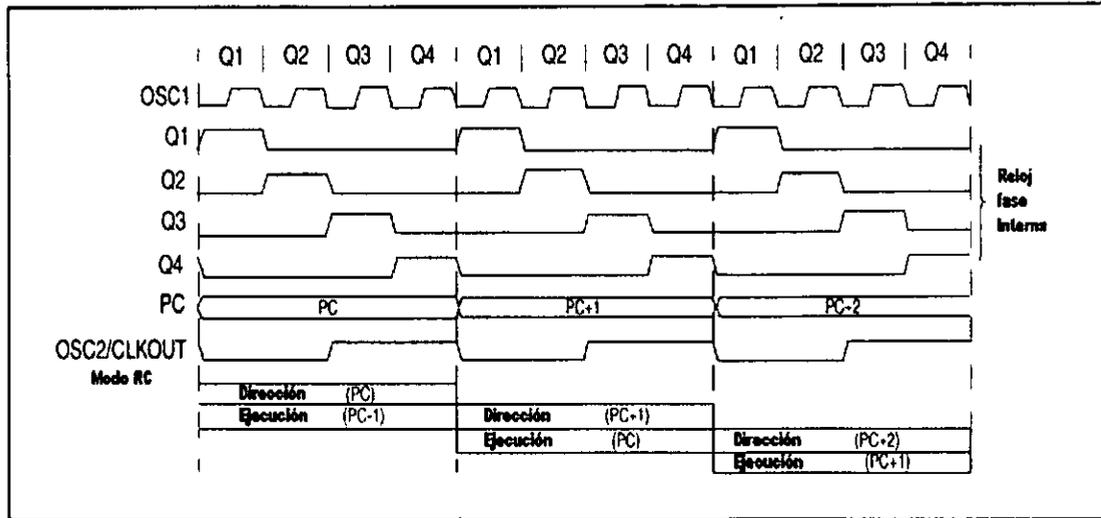
En instrucciones con dos operandos, típicamente un operando esta en el registro de trabajo (registro W). El otro operando esta en el registro archivo o en una constante inmediata. En instrucciones de un solo operando, él operando se encuentra en el registro W o en el registro archivo.

El registro W es un registro de trabajo de 8 bits usado para las operaciones de la *ALU*. Este no es un registro direccionable.

Dependiendo de la instrucción ejecutada, la *ALU* puede afectar los valores de los bits de *Carry* (C), *Digit Carry* (DC) y cero (Z) en el registro *STATUS*.

**Ciclo de reloj.**

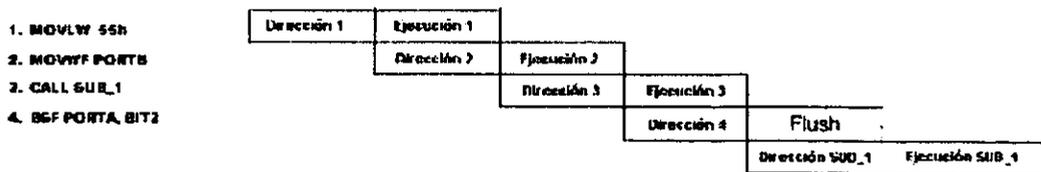
La entrada de reloj (terminal OSC1), es internamente dividido por cuatro para generar cuatro relojes parciales llamados Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub>, Q<sub>3</sub>, y Q<sub>4</sub>. Internamente, el contador de programa (PC) es incrementado cada Q<sub>1</sub>, la instrucción es direccionada desde la memoria de programa y cargada dentro de registro de instrucción en Q<sub>4</sub>. La instrucción es decodificada y ejecutada durante los siguientes Q<sub>1</sub> hasta Q<sub>4</sub>.



**Figura 3.8**  
Ciclo de reloj

**Instrucción pipeline.**

Un ciclo de instrucción consiste de cuatro ciclos Q. Las instrucciones de direccionamiento y de ejecución son afectadas por la instrucción *pipeline* tal que el direccionamiento toma un ciclo de instrucción mientras que decodificar y ejecutar toma otro ciclo de instrucción. Sin embargo, debido al *pipeline*, cada instrucción efectivamente se ejecuta en un ciclo. Si una instrucción causa que el contador de programa cambie (ej. GOTO) entonces dos ciclos son requeridos para completar la instrucción.



**Figura 3.9**  
Instrucción pipeline

Un ciclo de direccionamiento comienza con el contador de programa incrementando en  $Q_1$ . En el ciclo de ejecución, la instrucción direccionada es cargada dentro del registro de instrucción (*IR*) en ciclo  $Q_1$ .

Esta instrucción es entonces decodificada y ejecutada durante los ciclos  $Q_2$ ,  $Q_3$ , y  $Q_4$ . La memoria dato es leída durante  $Q_2$  y escrita durante  $Q_4$ .

### Organización de memoria.

#### Organización de memoria programa.

El PIC16C74 tiene un contador de programa de 13 bits capaz de direccionar un espacio de memoria de programa de  $8K \times 14$ . Solamente los primeros  $4K \times 14$  (0000h–0FFFh) son físicamente implementados. El vector de RESET está en 0000h y el vector de interrupción está en 0004h.

#### Organización de memoria dato.

La memoria dato está dividida en dos bancos, los cuales contienen los registros de propósito general y los registros de funciones especiales. Cada banco se extiende hasta 7Fh (128 bytes). Las primeras 32 localidades de cada banco son reservadas para los registros de funciones especiales. Los registros localizados en 20h–7Fh (Banco 0) y A0h–FFh (Banco 1) son registros de propósito general implementados como una RAM estática.

#### Registro de propósito general.

El registro de propósito general en el PIC16C74 es organizado como un espacio de  $192 \times 8$ . Este es accedido directa o indirectamente a través del registro de selección de archivo *FSR*.

#### Registro de funciones especiales.

Los registros de funciones especiales son registros usados por el CPU y funciones periféricas para controlar la operación deseada del dispositivo. Estos registros son RAM estática.

### Puertos.

El PIC16C74 tiene cinco puertos. Las terminales de un puerto pueden ser multiplexados con una función alternativa para periféricos en el dispositivo.

#### Puerto A y registro TRISA.

Es un puerto bidireccional. Colocando un 1 en el registro *TRISA* configura la correspondiente terminal en una entrada.

Algunas terminales del puerto A son multiplexados con entradas analógicas y  $V_{REF}$  analógica. La operación de estas terminales es seleccionada con los bits de control en *ADCON1*.

NOMBRE	BIT	TIPO DE BUFFER	FUNCION
RA0/AN0	Bit 0	TTL	Entrada / Salida o entrada analógica
RA1/AN1	Bit 1	TTL	Entrada / Salida o entrada analógica
RA2/AN2	Bit 2	TTL	Entrada / Salida o entrada analógica
RA3/AN3	Bit 3	TTL	Entrada / Salida o entrada analógica
RA4/TOCKI	Bit 4	TTL	Entrada / Salida o entrada de reloj externo por TMRO. La salida es de tipo colector abierto.
RA5/ $\overline{SS}$	Bit 5	TTL	Entrada / Salida o entrada de selección esclava para puerto serial síncrono

### Puerto B y registro TRISB.

Es un puerto bidireccional de 8 bits. El correspondiente registro de dirección de datos es *TRISB*. Un 1 en el *TRISB* configura la correspondiente terminal del puerto en una entrada.

Cuatro de las terminales del puerto *RB<7:4>*, tienen una interrupción en rasgos de cambios. Solamente las terminales configuradas como entradas pueden causar que esta interrupción ocurra. En cada ciclo de instrucción, las terminales de entrada (de *RB7 - RB4*) son comparados con el valor anterior cargado en la última lectura del puerto. Las salidas “*mismatch*” de *RB7 - RB4* son llevadas a una *OR* para generar la interrupción *RBIF*.

Esta interrupción puede despertar al dispositivo del estado de *SLEEP*. El usuario, en la rutina de servicio de interrupción, puede limpiar la interrupción en una de las formas siguientes:

1. Deshabilitar la interrupción limpiando *RBIE (INTCON<3>)*.
2. Leer el *PORTB*. Esto terminará con la condición “*mismatch*”. Entonces, limpiar el bit *RBIF (INTCON<0>)*.

NOMBRE	BIT	TIPO DE BUFFER	FUNCION
RB0/INT	Bit 0	TTL / ST*	Entrada / Salida o entrada de interrupción externa.
RB1	Bit 1	TTL	Entrada / Salida.
RB2	Bit 2	TTL	Entrada / Salida.
RB3	Bit 3	TTL	Entrada / Salida.
RB4	Bit 4	TTL	Entrada / Salida (con interrupción en cambio).
RB5	Bit 5	TTL	Entrada / Salida (con interrupción en cambio).
RB6	Bit 6	TTL / ST**	Entrada / Salida (con interrupción en cambio).
RB7	Bit 7	TTL / ST**	Entrada / Salida (con interrupción en cambio).

\* Este buffer es una entrada Schmitt trigger cuando es configurado como la interrupción externa.

\*\* Este buffer es una entrada Schmitt trigger cuando es usado en el modo de programación serial.

### Puerto C y registro TRISC.

El puerto C es un puerto bidireccional de 8 bits. Cada terminal es individualmente configurada como una entrada o salida a través del registro *TRISC*.

NOMBRE	BIT	TIPO DE BUFFER	FUNCION
RC0/T1OSO/ TICK1	Bit 0	ST	Entrada / Salida o entrada de reloj Timer1/entrada de oscilador Timer1.
RC1/T1OSI/ CCP2	Bit 1	ST	Entrada / Salida o salida de oscilador Timer1. Timer, entrada de captura2, salida de comparación2
RC2/CCP1	Bit 2	ST	Entrada / Salida o entrada de captura1/ salida de comparación1/ salida PWM1.
RC3/SCK/SCL	Bit 3	ST	RC3/SCK/SCL también puede ser seleccionado como el reloj serial síncrono para los modos SPI y I <sup>2</sup> C.
RC4/SDI/SDA	Bit 4	ST	RC4/SDI/SDA también puede ser seleccionado como el dato de entrada SPI o dato I/O.
RC5/SDO	Bit 5	ST	Entrada / Salida o dato de salida del puerto serial síncrono.
RC6/TX/CK	Bit 6	ST	Entrada / Salida.
RC7/RX/DT	Bit 7	ST	Entrada / Salida.

Puerto D y registro TRISD.

El puerto D es un puerto bidireccional de 8 bits. Cada terminal puede ser configurada individualmente como entrada o salida. El puerto D puede ser configurado como un puerto con un ancho de 8 bits (puerto esclavo paralelo) colocando un bit de control *PSPMODE* (*TRISE<4>*). En este modo, la entrada de los *buffers* es TTL.

NOMBRE	BIT	TIPO DE BUFFER	FUNCION
RD0/PSP0	Bit 0	ST / TTL	Entrada / Salida del puerto o bit 0 del puerto esclavo paralelo.
RD1/PSP1	Bit 1	ST / TTL	Entrada / Salida del puerto o bit 1 del puerto esclavo paralelo.
RD2/PSP2	Bit 2	ST / TTL	Entrada / Salida del puerto o bit 2 del puerto esclavo paralelo.
RD3/PSP3	Bit 3	ST / TTL	Entrada / Salida del puerto o bit 3 del puerto esclavo paralelo.
RD4/PSP4	Bit 4	ST / TTL	Entrada / Salida del puerto o bit 4 del puerto esclavo paralelo.
RD5/PSP5	Bit 5	ST / TTL	Entrada / Salida del puerto o bit 5 del puerto esclavo paralelo.
RD6/PSP6	Bit 6	ST / TTL	Entrada / Salida del puerto o bit 6 del puerto esclavo paralelo.
RD7/PSP7	Bit 7	ST / TTL	Entrada / Salida del puerto o bit 7 del puerto esclavo paralelo.

Puerto E y registro TRISE.

El puerto E tiene tres terminales *RE0*, *RE1* y *RE2* las cuales pueden ser configurados de manera individual como entradas o salidas. Estos tienen un buffer de entrada *Smitch trigger*.

El puerto E llega a ser la entrada de control para el puerto del microprocesador cuando el bit *PSPMODE (TRIE<4>)* es llevado a un nivel alto. En este modo se debe estar seguro que él *TRISE<2:0>* están en valor alto (terminales configuradas como entradas digitales). En este modo la entrada de los buffer es TTL.

NOMBRE	BIT	TIPO DE BUFFER	FUNCION
<i>RE0/RD/AN5</i>	Bit 0	ST/TTL	Entrada / Salida o entrada de control de lectura en el modo de puerto esclavo paralelo. $\overline{RD}$ 1= No operación de lectura. 0= Operación de lectura.
<i>RE1/WR/AN6</i>	Bit 1	ST/TTL	Entrada / Salida o entrada de control de escritura en el modo puerto esclavo paralelo. $\overline{WR}$ 1= No operación de escritura. 0= Operación de escritura
<i>RE2/CS/AN7</i>	Bit 2	ST/TTL	Entrada / Salida o entrada de control de selección del dispositivo en el modo puerto esclavo paralelo. $\overline{CS}$ 1= Dispositivo no seleccionado. 0= Dispositivo seleccionado.

### Interface de comunicación serial.

La interface de comunicación serial (*SCI*) es uno de los dos módulos I/O seriales. El *SCI* puede ser configurado como un sistema asíncrono *Full-Duplex* que puede comunicarse con dispositivos periféricos, tales como computadoras personales, o puede ser configurado como un sistema síncrono *Full-Duplex* que puede comunicarse con dispositivos periféricos como convertidores o circuitos integrados.

El *SCI* puede ser configurado en los modos siguientes:

- Asíncrono (*Full-Duplex*).
- Síncrono-Maestro (*Half-Duplex*).
- Síncrono-Esclavo (*Half-Duplex*).

SCI modo Asíncrono.

En este modo, el *SCI* usa el formato de no retorno a cero (NRZ un bit de inicio, ocho o nueve bits de datos y un bit de paro). El formato más común es de ocho bits. El *SCI* transmite y recibe el bit menos significativo primero.

Transmisión Asíncrona.

El diagrama a bloques del transmisor *SCI* es mostrado en el apéndice. La parte esencial del transmisor es el registro de corrimiento de transmisión (*TSR*). El registro de corrimiento obtiene su dato del buffer de transmisión *TXREG*. El registro *TXREG* es cargado con el dato en software. El registro *TSR* no es cargado hasta que el bit de paro ha sido transmitido del dato cargado previamente. Tan pronto como el bit de paro es transmitido, el *TSR* es cargado con el nuevo dato del *TXREG*.

Una vez que el registro *TXREG* transfiere el dato al registro *TSR*, el registro *TXREG* esta vacío y la bandera del bit *TXIF* tiene un nivel alto.

La transmisión es habilitada colocando un uno en el bit *TXEN* (*TXSTA<5>*). La actual transmisión no ocurrirá hasta que el registro *TXREG* ha sido cargado con el dato y el registro *BRG* ha producido un cambio de reloj.

La transmisión también puede ser iniciada primero cargando el registro *TXREG* y después habilitando el bit *TXEN*.

Deshabilitar el bit *TXEN* durante la transmisión causará que la transmisión sea suspendida.

### Convertidor analógico digital

El convertidor analógico digital permite la conversión de una señal analógica a un correspondiente número digital de 8 bits. El módulo de conversión tiene ocho entradas analógicas. El tipo de conversión lo realiza por medio de aproximaciones sucesivas. El voltaje de referencia es seleccionado vía software teniendo las posibilidades de escoger el voltaje de alimentación del microcontrolador  $V_{DD}$  o en nivel de voltaje registrado en *RA3*.

El módulo de conversión tiene tres registros. Estos registros son:

- a. Registro de resultado (*ADRES*).
- b. Registro de control 0 (*ADCON0*).
- c. Registro de control 1 (*ADCON1*).

El registro *ADCON0* controla la operación del módulo de conversión. El registro *ADCON1* configura las funciones de los puertos para las entradas analógicas.

El registro *ADRES* contiene el resultado de la conversión. Cuando la conversión es terminada el resultado es cargado en el registro *ADRES*, el bit  $\overline{GO/DONE}$  es limpiado (*ADCON<2>*) y la bandera de interrupción es activada (*ADIF*).

Después de que el convertidor haya sido configurado, el canal seleccionado debe ser probado antes de iniciar la conversión. Las entradas analógicas deben tener su correspondiente bit *TRIS* seleccionado como una entrada.

**Temporizador (*Timer1*)**

Este módulo es un temporizador/contador de 16 bits que consta de dos registros de 8 bits (*TMR1H* y *TMR1L*) los cuales pueden ser leídos y escritos. *TMR1* incrementa de 0000h a FFFFh y continua su incremento. Una interrupción, si es habilitada, es generada al llegar al máximo valor la cual habilita la bandera de interrupción *TMR1IF*. Esta interrupción puede ser habilitada o deshabilitada usando el bit de habilitación de interrupción *TMR1IE*.

*TMR1* puede operar en uno de los siguientes modos:

- a. Temporizador.
- b. Contador.

Esto es determinado por el bit de selección de reloj *TMR1CS*.

En el modo temporizador, *TMR1* incrementa en cada ciclo de instrucción. En el modo contador, este incrementa en cada flanco de subida del reloj de entrada externo en el terminal *RC0/T1OSO/TICK1*.

El *TMR1* puede ser encendido o apagado usando el bit de control *TMR1ON*.

*TMR1* en modo contador asíncrono.

Si el bit de control  $\overline{T1SYNC}$  es uno, el reloj externo no es sincronizado. El temporizador continúa incrementándose de manera asíncrona a la fase del reloj interno. El temporizador continuará corriendo durante el *SLEEP* y generará una interrupción al alcanzar su máximo valor la cual puede despertar al microcontrolador.

Con esto se concluye la presentación del bloque digital.

Todo lo expuesto en este capítulo es de vital importancia pues son los principios que tomamos en cuenta para el desarrollo de la parte de control de nuestro sistema.

En el capítulo de diseño se presentará el programa desarrollado y la forma en que se aprovecharon los recursos del microcontrolador.

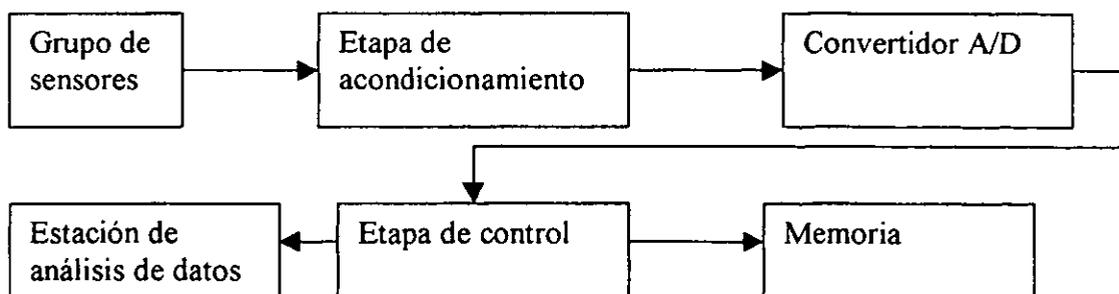
# CAPÍTULO 4

## DISEÑO DEL SISTEMA

En el presente capítulo se va a presentar el diseño de cada uno de los bloques que conforman el sistema de adquisición de datos, para cada parte del diseño se tratará de incluir una breve explicación que proporcione una idea general del procedimiento.

### 4.1 DIMENSIONADO DEL SISTEMA FOTOVOLTAICO

Nuestro objetivo en el desarrollo del sistema que se presenta, es la obtención automática de datos correspondientes a cuatro variables: temperatura ambiente, humedad relativa, intensidad luminosa y tiempo real. El sistema puede representarse a través del diagrama siguiente.



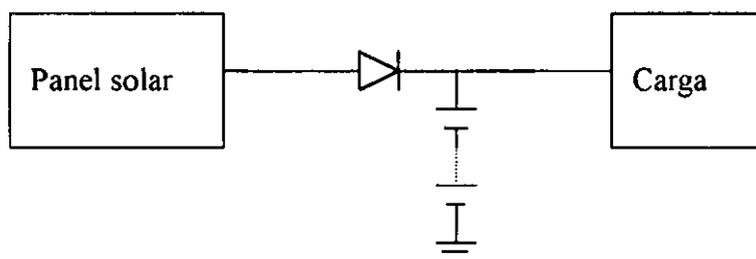
**Figura 4.1**  
Diagrama a bloque del sistema

El planteamiento inicial contempla la característica del sistema de obtener la información de las variables y almacenarla en una memoria. Los datos, posteriormente serán transferidos a una computadora que fungirá el papel de estación de análisis de datos; en ella, se hará un último procesamiento a la información, organizándola e interpretándola por ejemplo a través de gráficos.

El sistema está enfocado a regiones en las que la red eléctrica no pueda alimentar a dicho sistema, es decir, que no resulte costeable una extensión de la red para alimentarlo, sobre todo si la extensión de un estudio de esta naturaleza se limite a un periodo relativamente corto de tiempo.

Las características del dispositivo son: obtención automática de los datos, autonomía energética, sistema portable y de bajo costo.

La obtención de la energía que alimenta a la estación se lleva a cabo a través de un sistema fotovoltaico el cual se puede representar en la siguiente forma:



**Figura 4.2**  
Sistema fotovoltaico

Las dimensiones del sistema fotovoltaico están determinadas por el consumo de energía de la estación.

Para dimensionar el sistema fotovoltaico deben considerarse varios factores; el primero de ellos como ya se mencionó anteriormente, es la consideración de las necesidades de la estación, es decir, se determina el consumo promedio del sistema de adquisición de datos, considerando para ello el consumo de cada uno de los bloques que lo conforman, desde los sensores hasta el sistema de control y la memoria.

Otro de los factores que se deben considerar es la energía solar disponible, factor determinado por la ubicación geográfica del sistema; este factor varía también dependiendo de la época del año. Para tomar en cuenta este aspecto es necesario revisar los datos estadísticos sobre radiación solar en la región.

En este punto es conveniente revisar los componentes del sistema y recordar su comportamiento básico. En la primera parte de este trabajo se presentaron las características de los componentes del sistema de alimentación por separado y en este punto los vamos a presentar en conjunto señalando puntos importantes del diseño.

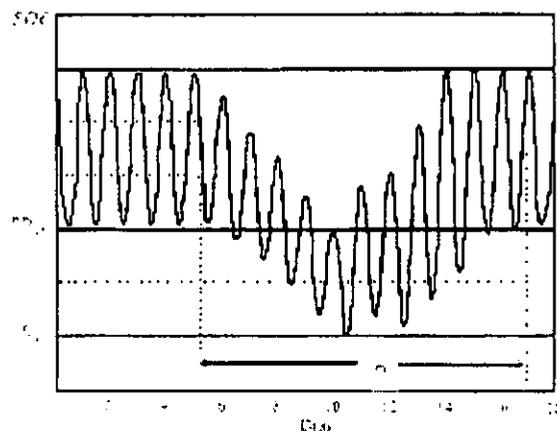
El sistema fotovoltaico básico consta de dos componentes principalmente, el panel solar de celdas fotoeléctricas y el acumulador.

El panel solar transforma la energía solar en energía eléctrica y el acumulador almacena energía para suministrarla a la carga cuando no se dispone de energía solar. En

presencia de energía solar, el panel proporciona energía para alimentar a la carga y para cargar la batería.

### Capacidad de la batería

Considerando que la batería se carga y descarga diariamente y que además, teniendo en cuenta que durante la estación de lluvias puede pasar un periodo de tiempo considerable sin recibir carga por parte del panel solar, se puede concluir que el acumulador tendrá ciclos de carga diarios y ciclos estacionales en los que existirá una descarga más profunda, esto puede ser observado en el gráfico que se muestra a continuación:



**Figura 4.3**

Representación del ciclado de una batería como parte de un sistema fotovoltaico

Como puede observarse en la gráfica anterior, el tamaño del acumulador está determinado con el periodo máximo esperado de tiempo sin energía solar disponible y, por supuesto, con el consumo del sistema.

Además de la determinación del tamaño del acumulador, el tipo de ciclado determina también el tipo de acumulador utilizado.

Entre los acumuladores comerciales más desarrollados se encuentra la batería de plomo-ácido y la de níquel-cadmio; nuestro objetivo en este punto es determinar cual resulta más conveniente para nuestro sistema.

En el capítulo 1 se presenta una comparación de varios tipos de baterías, en dicha comparación se mencionan las principales ventajas y desventajas de cada tipo de batería, ahora solo mencionaremos las que nos conduzcan a determinar la batería más viable.

Como primer punto se considera a las baterías más desarrolladas, fáciles de obtener y que tengan ventajas en cuanto a su precio. De todas las baterías presentadas en el capítulo 1, dos son las que cumplen con las condiciones anteriores, la batería de plomo-ácido y la de níquel-cadmio. A continuación se presentan sus principales características.

## Batería de plomo ácido

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Libre de mantenimiento para el tipo sellado.	No puede ser almacenada en condición de descarga.
Larga vida con servicio de mantenimiento.	Relativamente baja densidad de energía.
Alta eficiencia de carga.	Operación deficiente a bajas temperaturas.
No presenta efecto memoria.	
El estado de carga puede ser determinado midiendo el voltaje.	
Bajo costo.	

## Batería de níquel-cadmio

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Ciclo de vida largo.	Baja densidad de energía.
Soporta abusos mecánicos y eléctricos.	Costo superior a la batería de plomo-ácido.
Confiable; no tiene muerte repentina.	Presenta el efecto memoria.
Buena retención de carga.	
Buen desempeño a bajas temperaturas y en régimen de descarga alto.	
Requiere poco mantenimiento.	

Como podemos observar, la batería de níquel-cadmio tiene ventajas importantes sobre la batería de plomo-ácido, principalmente su resistencia a sobrecargas y su comportamiento en bajas temperaturas, pero existe una característica determinante que nos inclina a decidirnos por la batería de plomo-ácido, esta es el efecto memoria (ver capítulo 1), de acuerdo con las características de este efecto, la batería de níquel-cadmio sería incapaz de proporcionar energía suficiente fuera del rango del ciclo de descarga diario, esto es, no sería posible realizar una descarga más profunda en condiciones de ausencia de energía solar para un periodo de varios días.

En otras condiciones, esta batería resulta ventajosa; es usada en sistemas fotovoltaicos espaciales en los que el ciclado es monótono, la batería se descarga hasta el mismo punto y el efecto memoria no es determinante.

La batería de plomo-ácido no presenta efecto memoria por lo que es útil para nuestros fines, sin embargo es conveniente mencionar que posee una desventaja importante la cual es su pobre desempeño en bajas temperaturas. Esta característica puede ser contrarrestada considerando un manejo adecuado de la densidad del electrolito de la batería.

De lo anterior se define que la batería de plomo-ácido puede ser utilizada para nuestros fines; a continuación y basados en esta decisión, se van a presentar los cálculos correspondientes al sistema fotovoltaico.

El consumo de energía del sistema de adquisición de datos se fija en 2.5W, (justificado en cálculos posteriores); de acuerdo a esto, y considerando una diferencia de potencial nominal de 12V se puede calcular la corriente de consumo del sistema.

Si consideramos fija la tensión de alimentación del sistema, el consumo se caracteriza por la corriente instantánea y su valor medio en un periodo T:

$$\langle I_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt \quad (4.1)$$

donde  $i_L(t)$  es la función que corresponde a la corriente de consumo en función del tiempo. Si este consumo tiene periodicidad diaria, el consumo total diario será:

$$Ah = \int_0^{24} i_L(t) dt \quad (4.2)$$

Considerando que la función de corriente de consumo es constante, el consumo diario del sistema está dado por el producto de la corriente por las horas del día.

$$Ah = 24(200 \cdot 10^{-3}) = 4.8$$

En este punto, para determinar el tamaño del acumulador se tienen dos opciones:

1. Especificar el número de días que el acumulador puede suministrar energía al sistema sin recibir carga.
2. Considerar que la energía que va a recibir el acumulador proviene de energía solar, de acuerdo a ello, considerar que el acumulador sea capaz de almacenar carga en los meses con disponibilidad de energía solar para entregarla en los meses de poca disponibilidad, para ello sería necesario hacer un balance con datos estadísticos para considerar ambas situaciones.

Considerando que el sistema que se propone puede ser contemplado como semifijo, el segundo de los puntos no es práctico en nuestro caso porque es posible que el sistema sea utilizado sólo una temporada y dependiendo de cada temporada sería necesario realizar el balance mencionado para la temporada correspondiente. Resulta más práctico para nuestro caso, utilizar la primera opción para el cálculo del acumulador.

De acuerdo a lo anterior, el primer paso es especificar el número de días que se quiere que el acumulador entregue energía a la carga sin recibir carga por parte del panel solar; en nuestro caso se decide que el acumulador tenga 10 días de autonomía; para determinar el tamaño del acumulador, se considera el consumo diario del sistema y los días necesarios de autonomía.

$$Ah_{bat} = Ah(\text{Número de días}) \quad (4.3)$$

$$Ah_{bat} = 4.8(10) = 48Ah$$

Se concluye que el acumulador del sistema fotovoltaico será un acumulador de plomo-ácido con una capacidad de 48Ah y preferentemente con un régimen de descarga lento.

## Dimensiones de la celda solar

Existen varios procedimientos para llevar a cabo el dimensionado del panel solar, el que se utilizó es uno de los más sencillos de los expuestos en la bibliografía sin que por ello deje de ser confiable.

Para llevar a cabo el cálculo del panel solar, partiremos de los datos de radiación solar existentes para la zona en que se va a instalar el sistema, para nuestras pruebas consideramos los datos correspondientes a la Ciudad de México.

Otro dato imprescindible será el del consumo medio que va a tener el sistema.

A partir de estos dos datos, el proceso de cálculo es el que se muestra a continuación:

- a) Determinar la tensión de funcionamiento que se desea ( $V_n$ ), este dato varía con las necesidades del usuario.

$$V_n = 12V$$

- b) Calcular la media anual del número diario de horas equivalentes de sol nominal ( $H$ ). Como una hora de sol nominal da lugar a una energía anual de  $365 \text{ kWh/m}^2$ , bastará dividir la radiación anual del lugar, expresada en  $\text{kWh/m}^2$  por 365.

La radiación anual para la Ciudad de México y para una superficie horizontal es de  $1905 \text{ kWh/m}^2$  según datos obtenidos en la bibliografía existente. Para ajustar este dato, se debe considerar un factor que tome en cuenta que la celda será colocada en superficie inclinada, éste factor varía entre 1.1 y 1.2, para considerar el caso crítico se considera éste factor como 1.1. La radiación anual para superficie inclinada será entonces  $2095.5 \text{ kWh/m}^2$ . De acuerdo a esto, la media anual es:

$$H = \frac{\text{radiación total anual (en kWh)}}{365} \quad (4.4)$$

$$H = \frac{2095.5}{365} = 5.74 \text{ kWh/día}$$

- c) Calcular la capacidad necesaria del panel en amperes como cociente de la carga media diaria del sistema en Ah y las horas equivalentes de sol nominal.

$$I_0 = \frac{C}{H} \quad (4.5)$$

$$I_0 = \frac{4.8}{5.74} = 0.836 \text{ A}$$

- d) Aplicar al resultado un factor de seguridad que tenga en cuenta la pérdida de eficiencia del panel por suciedad y envejecimiento y las pérdidas en la batería. Su valor típico es 1.2.

$$I = I_0(1.2) \quad (4.6)$$

$$I = 0.836(1.2) = 1 \text{ A}$$

El panel fotovoltaico es capaz de entregar una potencia nominal especificada por el fabricante y medida bajo unas condiciones estándar. Dicha potencia corresponde al punto de máxima potencia del panel.

En funcionamiento, la potencia que realmente se extrae del panel fotovoltaico depende del punto de trabajo fijado por la carga. Si la carga fuera tal que en todo momento polarizara el panel en el punto de máxima potencia, el rendimiento sería el óptimo. Además

de este factor, la potencia que entrega el panel depende de la temperatura a la que se encuentre.

En nuestro caso la adaptación del panel fotovoltaico con el acumulador se llevó a cabo de la forma clásica, es decir, con un diodo de bloqueo.

Existen tres valores de potencia en esta adaptación, la potencia máxima disponible en el panel ( $P_a$ ), la potencia que se extrae del panel por la conexión diodo-batería ( $P_b$ ) y la potencia que efectivamente carga al acumulador ( $P_c$ ). La figura 4.4 muestra la variación con la temperatura ambiente de las potencias relacionadas con la adaptación propuesta. Se considera en esta gráfica que la temperatura de la batería es de  $25^{\circ}\text{C}$  y  $V_B=12.6\text{V}$ .

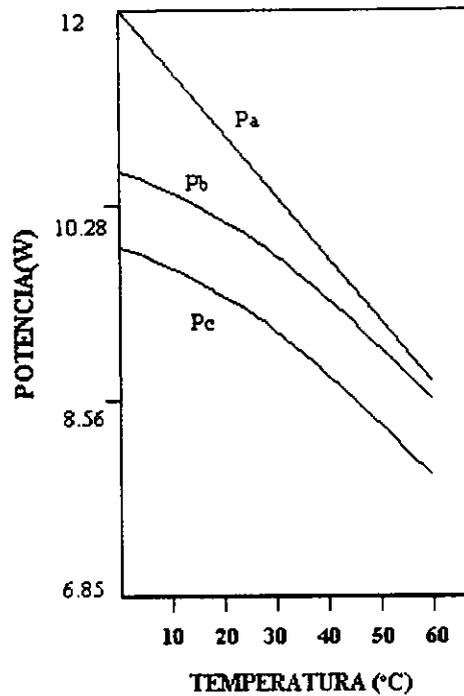


Figura 4.4

Variación de la potencia con la temperatura en una adaptación panel-batería por medio de un diodo

Como puede observarse, conforme se incrementa la temperatura ambiente la potencia disponible se reduce, esto debe ser considerado para el cálculo de la celda. La diferencia entre  $P_b$  y  $P_c$  es la potencia disipada en el diodo de paso.

En la figura 4.5 se muestra el rendimiento de la conexión mediante diodo de bloqueo para distintos estados de carga de las baterías, en función de la temperatura ambiente.

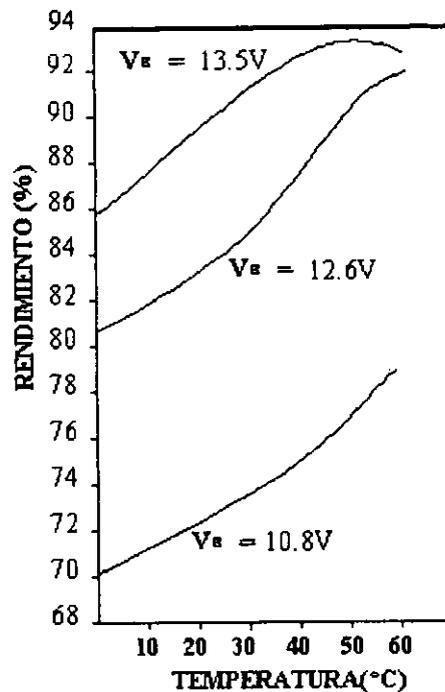


Figura 4.5

Variación del rendimiento de la conexión panel-batería por medio de diodo con la variación de temperatura

Como puede observarse en la gráfica, la eficiencia de la conexión mediante diodo de bloqueo varía dependiendo de la carga del acumulador, en el caso de los valores más típicos de los parámetros, temperatura ambiente de  $25^{\circ}C$ , y el voltaje en la batería  $V_B=12V$ , el rendimiento global de la adaptación es del 85%. Puede mencionarse que para adaptar el panel solar con la batería es posible utilizar convertidores de voltaje de CD-CD; en nuestro caso, debido a la baja potencia que se maneja, un convertidor CD-CD no resultaría benéfico ni en el sentido económico ni en el sentido de eficiencia pues los convertidores aumentan su eficiencia en un nivel de potencia superior al que se maneja. Para el caso de sistemas cuyo consumo sea superior, el convertidor representa una ventaja en cuanto al ahorro de energía pues mejora la eficiencia de la adaptación. De acuerdo a lo anterior, para terminar con el dimensionado del panel solar, debe considerarse la eficiencia de la adaptación.

$$I_P = I / 0.85 \quad (4.7)$$

$$I_P = 1 / 0.85 = 1.176A$$

Tenemos entonces definido el tamaño del panel solar pues conocemos la corriente y la diferencia de potencial que requerimos después de hacer todas las consideraciones pertinentes.

$$V_P = 12V$$

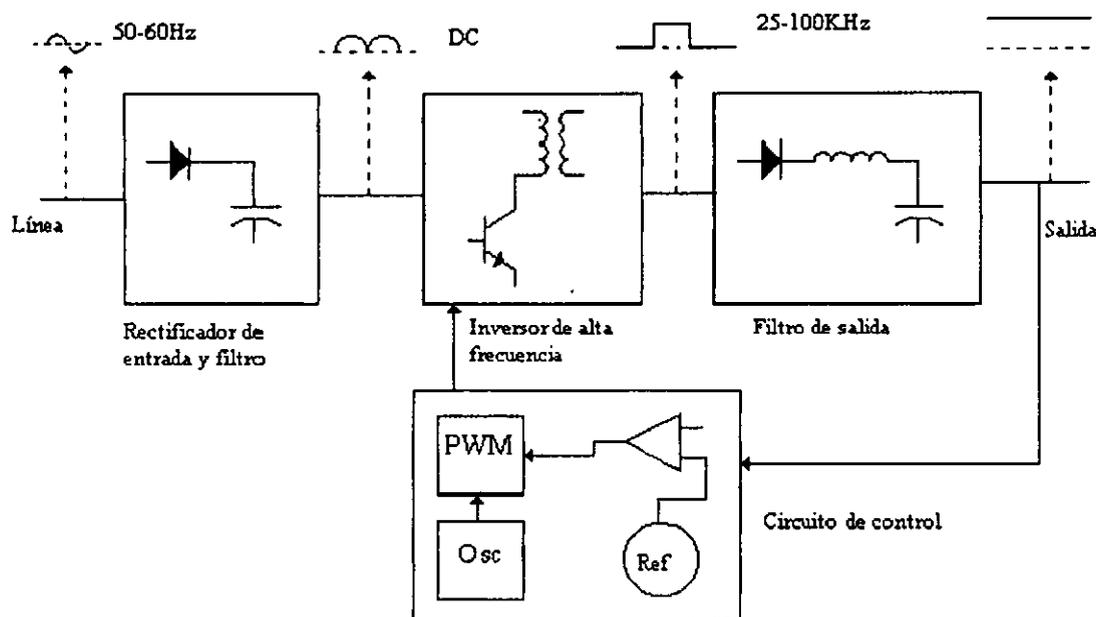
$$I_P = 1.176A$$

Con esto se concluye el cálculo del panel solar.

## 4.2 DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE VOLTAJE DE CD-CD

La diferencia de potencial aplicada al sistema de adquisición de datos tiene un rango de variación determinado por las especificaciones de los componentes electrónicos utilizados, la diferencia de potencial de la batería tiene un rango de variación que excede con mucho los límites permitidos por lo que entre el sistema fotovoltaico y el sistema de adquisición de datos debe existir un regulador de voltaje.

Como se presentó en el capítulo 1, el regulador conmutado o convertidor de voltaje de CD-CD presenta ventajas importantes sobre todo para un sistema que pretende ahorrar energía. Nuestro objetivo es obtener un sistema compacto y reducir costos por lo que la eficiencia de los dispositivos resulta importante en la toma de decisiones. El diagrama de bloques del regulador conmutado básico se muestra en la figura 4.6:



**Figura 4.6**  
Diagrama a bloques de un regulador conmutado

En nuestro caso, estrictamente necesitamos un convertidor de corriente directa a corriente directa por lo que en el diagrama anterior se omite el rectificador y filtro de entrada.

Existen varias topologías para reguladores conmutados: "step down", "step-up", "inverting", "Push pull", "Half bridge", entre otros.

Para decidir qué topología resulta más conveniente se deben tomar en cuenta sus ventajas y desventajas además de las necesidades de nuestro sistema. En cuanto a las necesidades del sistema es importante hacer mención al punto que a continuación describe:

En el acondicionamiento de las señales de los sensores se usan amplificadores operacionales; existen amplificadores que se polarizan con un solo nivel de voltaje, otros

con un nivel positivo y uno negativo; la desventaja de polarizar al amplificador con un solo nivel es que existen problemas al manejar señales cercanas a cero. En nuestro caso se manejan señales cercanas a cero por lo que resulta conveniente polarizar los amplificadores con un nivel positivo y otro negativo a los amplificadores operacionales para facilitar el manejo de las señales.

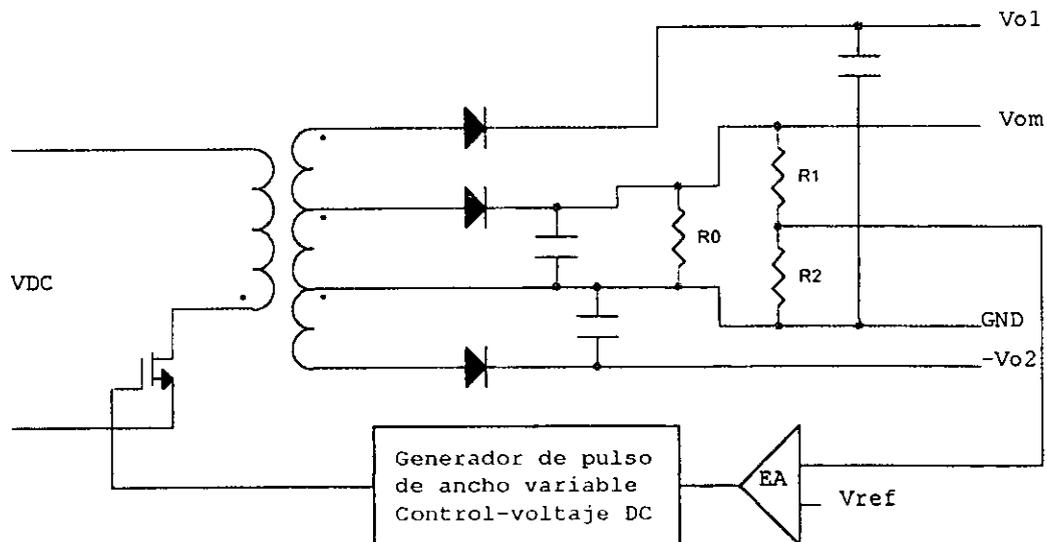
Este factor reduce el número de topologías disponibles a aquellas que tienen salidas múltiples.

Entre las topologías mencionadas, la que tiene la mayor eficiencia especialmente a bajas potencias es la de tipo *flyback*, además presenta la ventaja de que no son necesarios inductores en el filtro de salida lo que reduce el número de componentes.

La topología *flyback* es la favorita debajo de 150 W debido a la menor cantidad de partes que la conforman (de ahí su bajo costo) e intrínsecamente mejor eficiencia.

Topología	Rango de potencia	Rango del voltaje de entrada	Aislamiento in/out	Eficiencia típica [%]	Costo relativo
Buck	0-1000	5-1000	No	78	1.0
Boost	0-150	5-600	No	80	1.0
Buck-boost	0-150	5-600	No	80	1.0
Half-forward	0-150	5-600	Si	78	1.4
Flyback	0-150	5-500	Si	80	1.2
Push-pull	100-1000	50-1000	Si	75	2.0
Half-bridge	100-500	50-1000	Si	75	2.2
Full-bridge	400-2000+	50-1000	Si	73	2.5

De acuerdo a lo anterior, se decide utilizar un regulador conmutado de tipo *flyback* cuya topología se muestra a continuación en la figura 4.7:



**Figura 4.7**  
Topología del regulador conmutado de tipo *flyback* utilizado

Como se observa, el regulador es en si un convertidor de corriente directa a corriente directa (CD-CD) cuyos cálculos se muestran a continuación.

Primeramente se definen las necesidades del sistema en cuanto a los niveles de voltaje y la potencia requerida, esto considerando las características del bloque de control y el de instrumentación. De acuerdo a ello, tenemos que estos niveles corresponden a los siguientes:

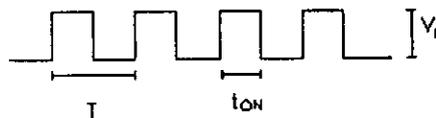
$V_{op}=5V$	donde:	$V_{op}= \text{Voltaje principal}$
$V_{01}=12V$		$V_{01}= \text{Voltaje secundario}$
$V_{02}=-12V$		$V_{02}= \text{Voltaje secundario}$
$P_{0M}=3W$		$P_{0M}= \text{Potencia máxima requerida}$
$I_{0M}=0.6A$		$I_{0M}= \text{Corriente máxima requerida}$
$I_{0m}=0.06A$		$I_{0m}= \text{Corriente de consumo mínima}$
$V_{dcM}=14.5V$		$V_{dcM}= \text{Voltaje máximo de la batería}$
$V_{dcm}=11V$		$V_{dcm}= \text{Voltaje mínimo de la batería}$
$F_{sw}=25KHz$		$F_{sw}= \text{Frecuencia de conmutación}$

El paso crítico en el diseño del convertidor es el diseño del transformador. A continuación, y basados en los requerimientos mencionados se presenta el diseño.

En este punto es conveniente mencionar una de las características de regulador conmutado, como puede observarse en el diagrama este regulador consta principalmente de un interruptor (transistor), un transformador, un filtro de salida y un circuito de control.

Para llevar a cabo el cambio de nivel de voltaje, la señal de DC es troceada y entra entonces al transformador donde cambia su nivel; a la salida del transformador se encuentra un filtro que nos lleva nuevamente a obtener una señal de directa.

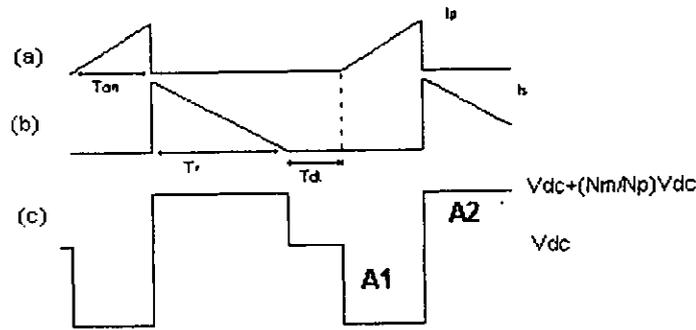
La señal troceada tiene la forma que se muestra en la figura 4.8.



**Figura 4.8**  
Señal troceada

En la figura puede observarse que su nivel de corriente directa es menor que  $V_p$ , específicamente, su nivel es  $V_{dc}=V_p \delta$ , donde  $\delta$  es el ciclo de trabajo y queda determinado por:  $t_{ON}/T$ .

La figura 4.9 Muestra las formas de onda relacionadas con el convertidor de CD-CD de tipo "fly-back".



**Figura 4.9**  
Formas de onda relacionadas con el convertidor DC-DC

Considerando las figuras 4.7 y 4.9, cuando el transistor está encendido, todos los diodos del convertidor están polarizados inversamente y los capacitores de salida entregan corriente a la carga. El embobinado del primario del transformador  $N_p$  actúa como un inductor puro y la corriente crece linealmente hasta  $I_p$ . Cuando el transistor se apaga, la energía almacenada en el primario  $[(1/2)(LI_p^2)]$  es entregada al secundario para alimentar la carga y recargar los capacitores de salida.

La regulación del voltaje de salida se lleva a cabo variando el tiempo de encendido del transistor (variando el ciclo de trabajo de la señal troceada) dependiendo de las variaciones en la carga. Si la carga demanda más potencia, el transistor permanecerá encendido por más tiempo para compensar la variación y mantener el nivel de voltaje; si la demanda de la carga es menor, el ciclo de trabajo disminuye. Esta acción se lleva a cabo a través de un circuito de control modulador por ancho de pulso el cual mide la salida de voltaje y dependiendo de su nivel entrega cierto ciclo de trabajo al transistor.

Para evitar que el circuito entre en estado de conducción continua, es necesario analizar las señales del convertidor. El periodo de la señal que entra al transistor se divide en tres etapas, periodo de encendido, en el que se almacena energía en el primario del transformador, periodo de apagado en el que se entrega la energía almacenada en el primario al secundario y consecuentemente a la carga y periodo muerto que es un margen de tiempo que se aplica para evitar la saturación del núcleo del transformador, es decir un margen para variaciones inesperadas de la carga.

A partir de estas gráficas podemos empezar a definir los cálculos del convertidor de voltaje. Primeramente, con el objetivo de evitar la saturación del núcleo se deja un margen de tiempo llamado tiempo muerto como se mencionó anteriormente, la bibliografía menciona que es común fijar este tiempo como el 20% del periodo de la señal que entra en el transistor. Primeramente, los rangos de operación de frecuencia de los convertidores varían desde 25KHz hasta 100KHz o 500KHz, se decide utilizar una frecuencia de 25KHz lo que define el periodo de nuestra señal.

$$T = 1/f \tag{4.8}$$

$$T = 1/25000 = 40\mu s$$

El periodo de tiempo disponible para los periodos de encendido y apagado del transistor se reduce entonces al 80% de este periodo:

$$T_1 = 0.8T \tag{4.9}$$

$$T_1 = 0.8(40\mu s) = 32\mu s$$

El tiempo de encendido y apagado debe ser tal que las áreas A1 y A2 de la figura 4.9 deben ser iguales. Para igualar estas áreas, se debe considerar el tiempo de encendido del transistor. El factor que determina el tiempo que debe estar encendido el transistor y el tiempo que debe estar apagado, es el valor de las inductancias; en el primario, durante el tiempo de encendido del transistor, la corriente crece linealmente a razón de:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{(V_{dc} - 1)}{L_p} \quad (4.10)$$

Donde  $V_{dc}$  es el voltaje de entrada y  $L_p$  la inductancia del primario, al final del tiempo de encendido, la corriente es:

$$I_p = \frac{(V_{dc} - 1)T_{on}}{L_p} \quad (4.11)$$

Esto representa una energía almacenada de:

$$E = \frac{1/2 L_p (I_p)^2}{2} \quad (4.12)$$

dónde E está en joules,  $L_p$  en henries e  $I_p$  en amperes. Cuando el transistor se apaga, la corriente en el primario conduce a una inversión en la polarización de los embobinados; considerando ahora solo un embobinado secundario. Debido a que la corriente en un inductor no puede cambiar instantáneamente al instante de apagado, la corriente del primario transfiere al secundario una corriente de:

$$I_s = I_p \left( \frac{N_p}{N_s} \right) \quad (4.13)$$

Esta corriente decrece linealmente con una proporción de:

$$\frac{dI_s}{dt} = \frac{V_0}{L_s} \quad (4.14)$$

dónde  $V_0$  es la diferencia de potencial de salida y  $L_s$  la inductancia del secundario. Para evitar que el convertidor actúe en el modo continuo, la corriente del secundario debe llegar a cero antes de iniciar el siguiente ciclo. Para lograr lo anterior, el periodo que tenemos después de considerar el tiempo muerto lo dividimos de tal forma que el tiempo de encendido sea ligeramente menor al de apagado. Tenemos disponible un periodo de  $32\mu s$  y consideramos una división de  $12\mu s$  para el tiempo de encendido. A continuación definimos las variables que son utilizadas en los cálculos posteriores:

$N_p$  = Número de vueltas en el primario

$N_s$  = Número de vueltas en el secundario principal

$T_{on}$  = Tiempo de encendido del transistor

$V_0$  = Voltaje de salida

T = Periodo

$V_{dc}$  = Voltaje mínimo de la batería

---

$L_p$  = Inductancia del primario

$I_p$  = Corriente pico en el primario

$P_0$  = Potencia de salida

$I_{rmsp}$  = La corriente rms en el primario

$I_{rms}$  = La corriente rms en el secundario  
 $T_r$  = Tiempo de recuperación  
 $A_L$  = Factor de ajuste debido al entrehierro

Hasta ahora, se ha tratado de explicar el procedimiento para el diseño de forma detallada; el objetivo del trabajo no es la justificación en el procedimiento de diseño por lo que de ahora en adelante, se presentará el cálculo basado en el procedimiento presentado en el libro "Switching Power Supply" mencionado en la bibliografía.

Definido  $T_{on}$  como  $12\mu s$  el tiempo máximo de encendido del transistor, podemos encontrar la relación de vueltas del transformador:

$$\frac{N_p}{N_{sm}} = \frac{\overline{T_{on}}(V_{dc} - 1)}{(0.8T - \overline{T_{on}})(V_0 + 1)} = \frac{12(11-1)}{[(0.8)(40) - 12](5+1)} = 1 \quad (4.15)$$

$$L_p = \frac{(V_{dc} \overline{T_{on}})^2}{2.5TP_0} = \frac{(11 \times 12 \times 10^{-6})^2}{2.5 \times 40 \times 10^{-6} \times 3} = 58 \mu H \quad (4.16)$$

$$I_p = \frac{V_{dc} \overline{T_{on}}}{L_p} = \frac{11(12 \times 10^{-6})}{58 \times 10^{-6}} = 2.27 A \quad (4.17)$$

$$I_{rms} = \frac{I_p}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{\overline{T_{on}}}{T}} = \frac{2.27}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{12}{40}} = 0.72 A \quad (4.18)$$

Circular mil del embobinado =  $I_{rms}(500) = 0.72 \times 500 = 359$  circular mil

Alambre #25

Ahora para el secundario se tiene:

$$I_{rms}(\text{sec}) = \frac{I_p(N_p/N_s)}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{T_r}{T}} \quad (4.19)$$

$$T_r = (0.8T - \overline{T_{on}}) = (32 - 12) = 20 \mu s \quad (4.20)$$

$$I_{rms}(\text{sec}) = \frac{3(1)}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{20}{40}} = 1.22 A$$

Circular mil =  $1.22(500) = 612.3$  circular mil

Cable #23

Para continuar con el cálculo, se debe seleccionar el núcleo que se va a utilizar. Para ello, debe considerarse que debido a las altas frecuencias de operación, es conveniente utilizar un núcleo de ferrita. Los fabricantes proporcionan tablas de aplicación de los núcleos de acuerdo a la potencia que se pretende manejar. En nuestro caso, debido a la dificultad de conseguir los núcleos, se consiguió un transformador pequeño de núcleo de

ferrita y se utilizó solo el núcleo. Con el núcleo definido se consiguieron sus especificaciones en *Internet* y los datos correspondientes se utilizaron en los cálculos.

La siguiente ecuación se utiliza para determinar el número de vueltas del primario:

$$N_p = 1000 \sqrt{\frac{L_p (mH)}{A_l (nH)}} = 1000 \sqrt{\frac{0.058}{170}} = 18.47 \text{ vueltas} \approx 20 \text{ vueltas} \quad (4.21)$$

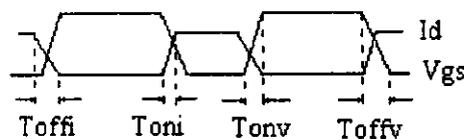
El dato de ajuste por entre-hierro considera un entre-hierro de 1.2mm y es necesario para evitar la saturación del núcleo del transformador pues éste modifica la curva de histéresis del núcleo "alargandola" lo que resulta benéfico pues reduce el riesgo de saturación del núcleo y por tanto la destrucción del transistor.

Para el secundario se tienen las mismas vueltas con respecto al primario. Para las salidas esclavas de 12V y -12V se utiliza una relación directa para obtener el número de vueltas correspondientes:

$$N_{sc} = (20)(12)/5 = 48 \text{ vueltas}$$

Pasando ahora hacia el circuito interruptor, es conveniente hacer algunas observaciones para determinar las protecciones y circuitos auxiliares necesarios.

En una frecuencia como la que se utiliza en nuestro caso, es conveniente tomar en cuenta los tiempos de conmutación en el sentido de evitar un consumo excesivo de potencia y/o un posible daño al elemento. Para ello es conveniente ilustrar uno de los fenómenos en el desempeño del transistor. La figura 4.10 muestra los gráficos correspondientes a los tiempos de subida y bajada para corriente y diferencia de potencial en el transistor:



**Figura 4.10**

Tiempos de subida y bajada para corriente y diferencia de potencial en el transistor

Donde para un transistor de potencia MOSFET:

$I_d$  es la corriente del "drain"

$V_{gs}$  es el voltaje de "gate" a "source"

$T_{oni}$  es el tiempo de subida de la corriente

$T_{offi}$  es el tiempo de bajada de la corriente

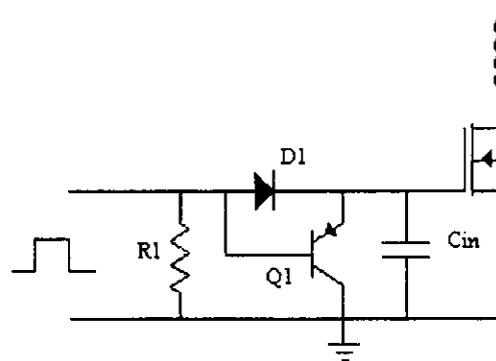
$T_{onv}$  es el tiempo de subida del voltaje

$T_{offv}$  es el tiempo de bajada del voltaje

El bajo consumo de potencia del convertidor se debe a que el transistor opera en las regiones de saturación o corte donde el consumo de potencia es mínimo debido a que en un caso el voltaje tiende a cero y en el otro es la corriente la que tiende a cero. La disipación de potencia se lleva a cabo entonces en la conmutación del transistor debido a que como se

observa, la conmutación no es instantánea, existe un periodo de tiempo en el que el voltaje y la corriente tienen al mismo tiempo valores distintos de cero por lo que el transistor se encuentra en la región activa con su respectivo consumo de potencia.

El transistor MOSFET aunque tiene una alta impedancia de entrada, también tiene una importante capacitancia entre la terminal del "gate" y el "source" y para llevar a cabo la conmutación que mejore la eficiencia del transistor es necesario tener un circuito manejador del "gate". La bibliografía recomienda para este caso el circuito de la figura 4.11.



**Figura 4.11**

Configuración del manejador de base del transistor MOSFET

A la salida del transformador se coloca un rectificador y un filtro. El rectificador es un diodo de recuperación rápida con la especificación de manejo de corriente requerida. Como se mencionó, en esta configuración no es necesario un inductor para el filtro por lo que el filtro es solo un capacitor para cada salida.

El capacitor se escoge basándose en el rizo de salida especificado. A la máxima corriente de salida, durante el tiempo de encendido del transistor, el capacitor entrega la máxima corriente de salida. La pendiente de voltaje es:

$$V = I(T - t_{on})C_0 \quad (4.22)$$

De acuerdo a ello, y despejando el capacitor se calcula su valor para una caída de 0.05V:

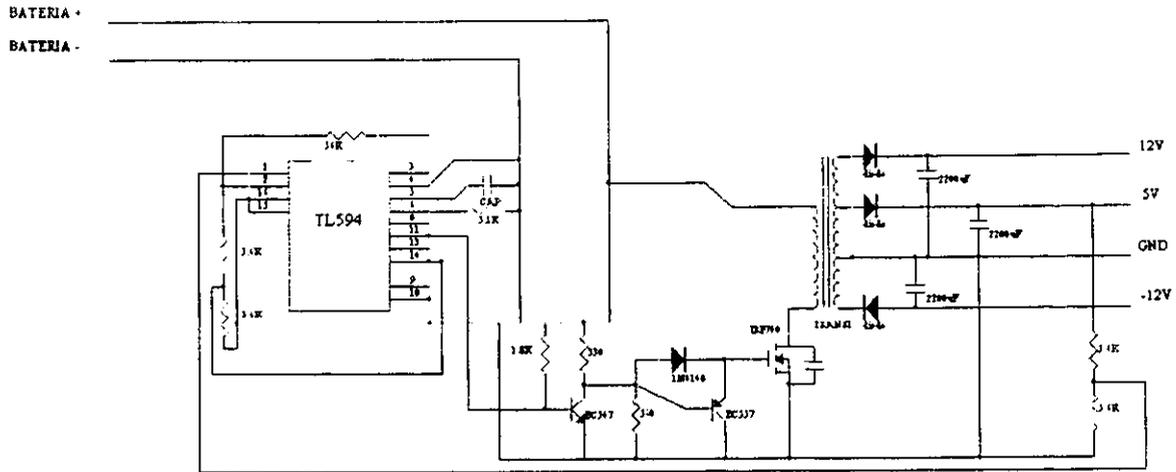
$$C_0 = \frac{0.05}{(0.6)(40 \times 10^{-6} - 12 \times 10^{-6})} = 2604.17 \mu F$$

A continuación se presenta el desarrollo correspondiente al circuito de control PWM el cual se basa en el procedimiento descrito por el fabricante con algunas adaptaciones de su señal de salida enfocadas a la integración del convertidor.

El circuito modulador por ancho de pulso tiene definidos los parámetros correspondientes para llevar a cabo el control, solo existe una relación RC para fijar la frecuencia de trabajo:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \quad (4.23)$$

De acuerdo a lo expuesto, el circuito completo del convertidor de voltaje de CD-CD es el que se muestra en la figura 4.12



**Figura 4.12**  
Diagrama del convertidor de voltaje de DC-DC

Para proteger al sistema contra posibles fallos se coloca un fusible en la entrada del convertidor de voltaje de cd-cd.

Su cálculo contempla la corriente máxima para la que está diseñado el convertidor y las relaciones del transformador correspondientes.

Podemos tomar por ejemplo el caso de la salida principal. Para esta salida la corriente máxima definida en el cálculo del convertidor de voltaje es de 600mA. Para considerar esta corriente en el primario del transformador es necesario conocer la relación de vueltas.

Debido a que se tiene una buena aproximación, vamos a considerar las relaciones ideales del transformador.

$$V_s = V_p N_s / N_p$$

Donde:  $V_s$  = Voltaje en el secundario del transformador

$V_p$  = Voltaje en el primario del transformador

$N_s$  = Número de vueltas en el secundario

$N_p$  = Número de vueltas en el primario

En el caso ideal no consideramos las pérdidas en el transformador por lo que:

$$P_p = P_s$$

Utilizando las relaciones anteriores

$$V_p I_p = V_s I_s = V_p I_s N_s / N_p$$

$$I_p = N_s I_s / N_p$$

La relación de vueltas para la salida principal es 1 por lo que:

$$I_p = I_s$$

La corriente máxima del fusible es  $I_f = 0.6$  A. El valor obtenido se aproxima al valor comercial más cercano menor a 0.6 A con el conocimiento de que el consumo de corriente del sistema es menor a 600 mA.

El ruido característico del convertidor nos inclina a utilizar un fusible de fusión lenta en el caso de que se utilice una potencia cercana a la máxima para asegurar un funcionamiento adecuado.

### 4.3 INSTRUMENTACION

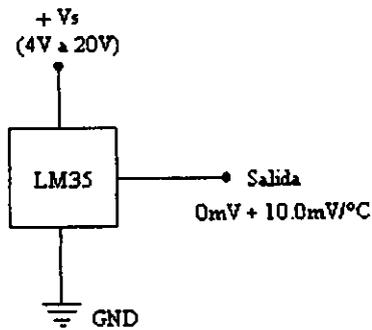
A continuación se va a presentar el diseño del bloque de los sensores junto con el de acondicionamiento de las señales para cada una de las variables que se proponen.

#### Temperatura ambiente

Para llevar a cabo la medición de la temperatura ambiente, se utilizó el sensor de circuito integrado *LM35*, éste proporciona como salida, un voltaje directamente proporcional a la temperatura en grados celsius ( $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ). Su bajo costo, baja impedancia de salida, su calibración inherente, y además de que presenta un comportamiento lineal, permite hacer interfaces de lectura y circuitos de control de manera fácil. Se puede utilizar con una sola fuente de alimentación, o con fuentes positiva y negativa, el consumo de corriente es de  $60\ \mu\text{A}$ . Las principales características de éste sensor se presentan a continuación:

- ◆ Calibrado directamente en grados celsius ( $^{\circ}\text{C}$ ).
- ◆ Lineal, con un factor de escala de  $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ .
- ◆ Exactitud de  $0.5\ ^{\circ}\text{C}$  (a  $25\ ^{\circ}\text{C}$ ).
- ◆ Adecuado para aplicaciones remotas.
- ◆ Bajo costo.
- ◆ Opera con una fuente desde 4 hasta 30 volts.
- ◆ Menos de  $60\ \mu\text{A}$  de corriente de drenado.

El intervalo de temperatura que se espera medir corresponde a los niveles de temperatura típicos de nuestro país; aunque el sensor no mide temperaturas menores a  $0^{\circ}\text{C}$ , en el caso que se esperaran temperaturas menores a ésta, se puede utilizar un circuito paralelo, el *LM135* que permite llevar a cabo dichas mediciones, por razones de economía se utiliza el sensor *LM35*. El voltaje máximo esperado es de  $530\ \text{mV}$  (pensando en la temperatura ambiente más alta registrada en el planeta), el acondicionamiento que se lleva a cabo es una amplificación enfocada a ajustar los niveles de voltaje a la entrada del convertidor analógico-digital del microcontrolador. En la figura 4.13 se presenta el diagrama de conexión recomendado por el fabricante para obtener temperaturas de  $0\ ^{\circ}\text{C}$  a  $100\ ^{\circ}\text{C}$ .



**Figura 4.13**  
Diagrama de conexión para el sensor de temperatura LM35

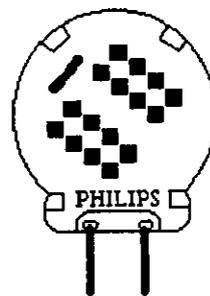
A partir de la salida del sensor se coloca un amplificador basado en un amplificador operacional para darle una ganancia de 9.4, lo que nos permite aprovechar el rango del convertidor.

### Humedad ambiente

Existe una relativa dificultad cuando se requiere conseguir un sensor de humedad, en nuestro caso tuvimos acceso a información referente a un sensor de tipo capacitivo el cual se consiguió a través de una empresa importadora.

Este sensor cuenta con un polímero que absorbe las moléculas de agua a través de un delgado electrodo metálico, al aumentar la cantidad de moléculas de agua, aumenta la capacitancia del mismo.

En el Instituto de Ingeniería de la UNAM se cuenta con un calibrador para un higrómetro comercial el cual se utilizó para llevar a cabo las pruebas que nos condujeran a obtener una medición confiable de la humedad ambiente; en particular con ayuda de este calibrador se obtuvo la gráfica que representa el comportamiento del sensor. El calibrador es modelo *HMK 11* de marca *Vaisala*. En la figura 4.14 se presenta un esquema que muestra la forma que presenta el sensor de humedad.



**Figura 4.14**  
Sensor de humedad utilizado

Las características técnicas del sensor de humedad *Philips* se presentan a continuación:

- ◆ Capacitancia a 25 °C con 43 % humedad relativa (HR), a 100 KHz, 122 pF ±15 %.
- ◆ Variación de la capacitancia: (0.4 ±0.05) pF / %HR.
- ◆ Variación de la humedad respecto a la temperatura: 0.1% HR / °C.
- ◆ Frecuencia de operación, de 1 KHz a 1 MHz.
- ◆ Rango de operación, de 10% a 90% de humedad relativa.
- ◆ Temperatura de operación, de 0 °C a 80 °C.
- ◆ Máximo voltaje de polarización 15 V.

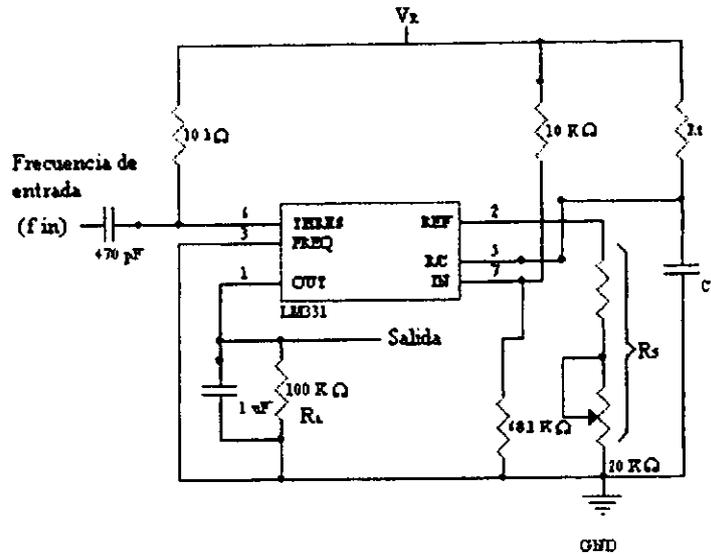
En el diseño del circuito de acondicionamiento, primeramente se decidió utilizar la variación de capacitancia en un circuito oscilador basado en el circuito LM555, el sensor se colocaba como uno de los capacitores en un circuito astable; al variar la capacitancia varía el ciclo de trabajo, a la salida de la señal se encontraba un filtro pasivo que nos entregaba un nivel de corriente directa que variaba al variar el ciclo de trabajo de la señal (se medía la componente de directa de la señal), esta variación era muy pequeña por lo que se intentó utilizar el sensor en un circuito convertidor de frecuencia a voltaje usando al sensor no como parte del oscilador sino como parte del convertidor de frecuencia a voltaje pues en la ecuación que define el voltaje a la salida del circuito se encuentra involucrado un capacitor. El circuito utilizado es el circuito convertidor de frecuencia a voltaje (*LM331N*), el cual mediante un arreglo  $RC_t$  y una frecuencia de entrada, permite obtener un voltaje de corriente directa a la salida del mismo, cuando el circuito es usado como convertidor de frecuencia a voltaje, a la salida se tiene un voltaje de corriente directa, que es directamente proporcional a la frecuencia aplicada, el voltaje tiene un comportamiento descrito por la ecuación 4.24, dada por el fabricante.

$$V_{out} = f_{in} \times 2.09V \times \left( \frac{R_L}{R_s} \right) \times (R_t \times C_t) \quad (4.24)$$

Donde  $V_{out}$  es el voltaje de salida,  $f_{in}$  es la frecuencia de entrada,  $R_L$ ,  $R_s$  y  $R_t$  son resistencias de la configuración para ser usado como convertidor de frecuencia a voltaje, dada por el fabricante y  $C_t$  es el capacitor de la misma configuración.

Una de las características importantes del circuito es su baja disipación de potencia además de su costo reducido.

En la figura 4.15 se presenta el diagrama de conexión de la configuración convertidor de frecuencia a voltaje, dada por el fabricante.

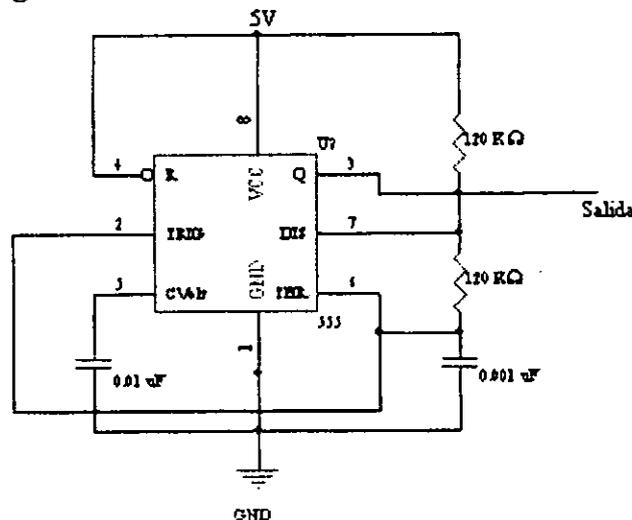


**Figura 4.15**  
Circuito convertidor de frecuencia a voltaje

El sensor de humedad puede ser colocado en la posición que ocupa  $C_t$ , debido a que afecta de manera directa al voltaje de salida, al variar la capacitancia del sensor, el voltaje de salida que entregue el convertidor de frecuencia a voltaje variará, para lograr esto se debe fijar la frecuencia de entrada y los demás elementos que conforman la configuración que proporciona el fabricante.

Se realizaron pruebas para obtener variación apreciable a la salida del convertidor encontrándose que se tenían mejores resultados en una frecuencia de 4 KHz obteniéndose un rango aceptable para la entrada del convertidor.

El oscilador a 4 KHz se realizó con un circuito temporizador NE555. En la figura 4.16 se presenta el diagrama eléctrico del oscilador diseñado.



**Figura 4.16**  
Diagrama del oscilador utilizado

A continuación se presentan los cálculos realizados para determinar el valor de las resistencias y del capacitor, para obtener una frecuencia de oscilación de 4 KHz. La ecuación 4.25 implica a la frecuencia en función de los componentes externos del temporizador 555 en su modo astable.

$$f \approx \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) \times C} \quad (4.25)$$

Fijando los valores de C en 0.001  $\mu$ F y f en 4 KHz, de la ecuación se deja  $R_A$  en función de  $R_B$ , y obtenemos lo siguiente:

$$4000 = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) \times 0.001 \times 10^{-6}}$$

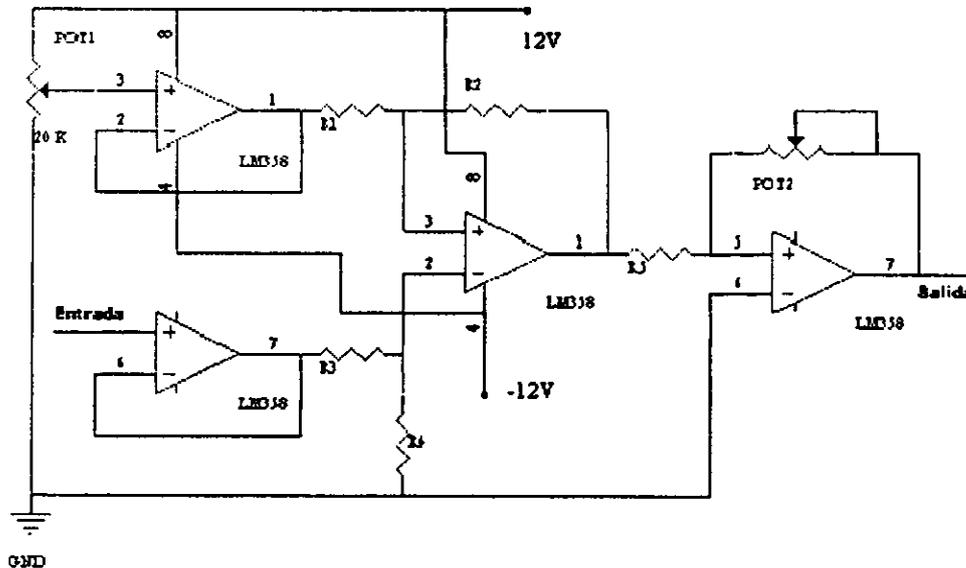
$$4 \times 10^6 (R_A + 2R_B) = 1.44, \quad R_A + 2R_B = 36 \times 10^4$$

$$R_A = 36 \times 10^4 - 2R_B$$

Seleccionamos la resistencia  $R_B = 120 \text{ K}\Omega$ , al sustituir éste valor en la ecuación, encontramos que  $R_A = 120 \text{ K}\Omega$

La salida del circuito temporizador de la figura 4.16, la frecuencia de salida que entrega el NE555, se lleva a la entrada del convertidor de frecuencia a voltaje figura 4.15.

La variación de voltaje que se obtiene a la salida del convertidor de frecuencia a voltaje es muy pequeña y además posee un nivel de voltaje de CD muy superior en relación a la variación. El acondicionamiento que a continuación se lleva a cabo es una resta del nivel de directa y posteriormente una amplificación de la señal. En la figura 4.17 se presenta el diagrama del circuito que permite tener una mayor variación en la señal que entrega el convertidor de frecuencia a voltaje



**Figura 4.17**  
Circuito amplificador de la señal del sensor de humedad

El valor de las resistencias  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$  y  $R4$  del circuito de la figura 4.17 es el mismo, esto se debe a la característica que presenta la ecuación que describe al circuito restador. El voltaje de salida del circuito debe quedar en función de los voltajes de entrada de las terminales inversora y no inversora. El voltaje en la terminal positiva es el siguiente:

$$V_p = \frac{R4}{R4 + R3} \times V_e \quad (4.26)$$

De las características ideales del amplificador operacional sabemos que el voltaje en la terminal no inversora, es el mismo que el de la terminal inversora ( $V_p = V_n$ ), realizando la sumatoria de corrientes en la terminal inversora tenemos:

$$\frac{V_s - V_n}{R2} + \frac{V_{p1} - V_n}{R1} = 0 \quad (4.27)$$

Donde  $V_s$  es el voltaje de salida del circuito sumador,  $V_n$  es el voltaje en la terminal inversora y  $V_{p1}$  es el voltaje de referencia. Desarrollando la ecuación 4.27 y sustituyendo la ecuación 4.26, encontramos lo siguiente:

$$\frac{V_s}{R2} + \frac{V_{p1}}{R1} = \frac{R4}{R4 + R3} \times V_e \left( \frac{R2 + R1}{R2 \times R1} \right) \quad (4.28)$$

Si  $R2 = R4$  y además  $R1 = R3$ , de la ecuación 4.28 tenemos:

$$\frac{V_s}{R2} + \frac{V_{p1}}{R1} = \frac{V_e}{R1} \quad (4.29)$$

Ordenando la ecuación 4.29 tenemos:

$$V_s = (V_e - V_{p1}) \frac{R2}{R1} \quad (4.30)$$

Si  $R2 = R1$  tenemos:

$$V_s = V_e - V_{p1} \quad (4.31)$$

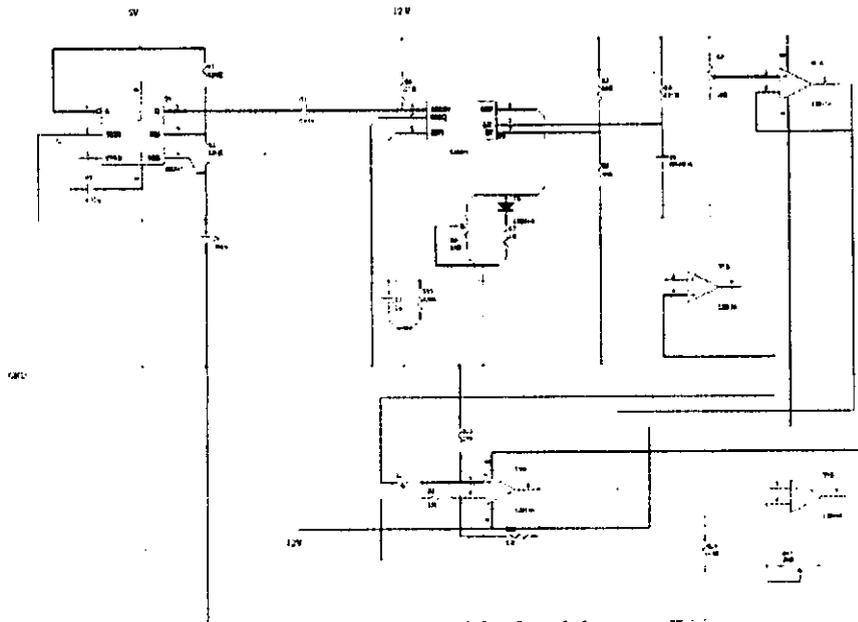
La ecuación 4.31 nos proporciona el valor de la diferencia entre el voltaje proveniente del convertidor de frecuencia a voltaje y el voltaje de referencia entregado por el potenciómetro.

La ecuación 4.32 proporciona el valor del voltaje que sale del amplificador en configuración no inversora.

$$V_{SI} = \left(1 + \frac{P2}{R5}\right) \times V_S \quad (4.32)$$

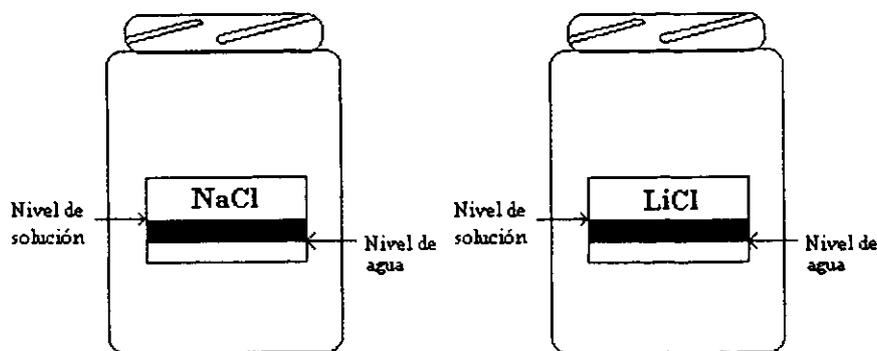
Donde  $V_S$  es el voltaje que entrega el circuito diferenciador y  $V_{SI}$  es el voltaje que entrega el amplificador en configuración no inversora. De la ecuación 4.32, si fijamos el valor del potenciómetro en  $50 \text{ K}\Omega$  y el valor de  $R5$  en  $6.8 \text{ K}\Omega$ , tendremos libertad para ajustar la ganancia de acuerdo a nuestras necesidades.

En la Figura 4.18 se presenta el diagrama completo del acondicionamiento del sensor de humedad.



**Figura 4.18**  
Circuito de acondicionamiento del sensor de humedad

Hasta este punto con la etapa de acondicionamiento del sensor de humedad, solo sabemos que el circuito entregará un voltaje de corriente directa para un porcentaje de humedad, sin embargo, no sabemos que comportamiento presenta. Para determinar el comportamiento del sensor, vamos a utilizar un dispositivo que es utilizado para calibrar sensores que presentan las mismas características que el sensor utilizado. El dispositivo es un calibrador *HMK11* marca *Vaisala*, que se compone de un gabinete, el cual contiene dos frascos de vidrio transparente, éstos frascos son utilizados para contener una solución; el primero contiene Cloruro de Sodio (*NaCl*) disuelto en agua y el segundo Cloruro de Litio (*LiCl*) también disuelto en agua. En la figura 4.19 se muestra a ambos frascos.



**Figura 4.19**  
Elementos del calibrador de humedad

Ambas soluciones nos proporcionaran dos puntos de referencia. El *NaCl* proporciona un punto de humedad entre 75.1% y 75.8% de *HR*, el *LiCl* proporciona otro punto, entre 11.5% y 12.4% de *HR*. El punto depende de la temperatura ambiente, en la tapa del gabinete que contiene a ambos frascos, se tiene un termómetro de mercurio y próximo a él una tabla que nos indica que valor de humedad corresponde a la temperatura ambiente que prevalezca en ese momento. En la tabla 4.1 se presentan los valores marcados en la tapa del gabinete.

TEMP °C	10	15	20	25	30	35	40	45
LiCl %HR			12.4	12.0	11.8	11.7	11.6	11.5
NaCl %HR	75.2	75.3	75.5	75.8	75.6	75.5	75.4	75.1

**Tabla 4.1**  
Valores de humedad correspondientes al tipo de sal utilizado y la temperatura ambiente

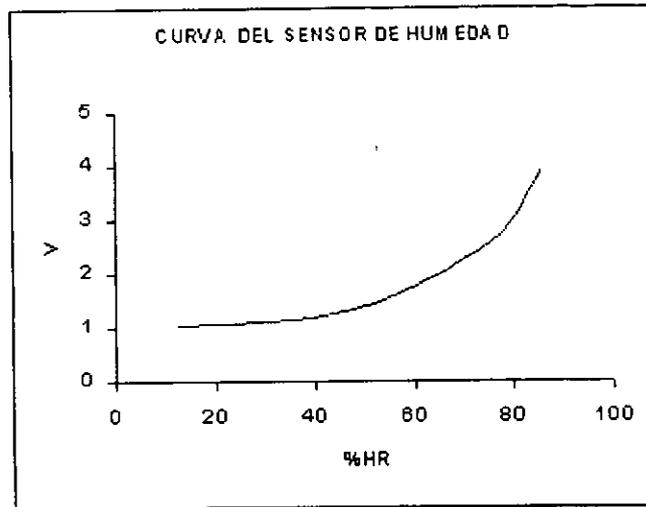
Se polarizó el circuito de acondicionamiento del sensor de humedad y se determinaron los voltajes para cada punto de humedad realizando varias pruebas para evitar errores. Los valores obtenidos en una de las pruebas realizadas a una temperatura de 20 °C, se presentan en la tabla 4.2.

VOLTAJE [V]	HUMEDAD RELATIVA [%]
3.92	85.5
2.61	75.5
1.35	47.5
1.04	12.4

**Tabla 4.2**  
Datos de caracterización del sensor de humedad

El primer punto y el tercero de la tabla 4.2 (3.92 V – 85.5% *HR* y 1.35 V – 47.5% *HR*), se tomaron con un higrómetro digital y corresponde a la humedad ambiente en el

momento de la prueba. En la figura 4.20 se presenta la curva obtenida con los puntos de la tabla 4.2, ésta curva nos describe el comportamiento del sensor.



**Figura 4.20**  
Curva del sensor de humedad

Como podemos observar en la gráfica de la figura 4.20, el sensor de humedad no presenta un comportamiento lineal. Para obtener la ecuación de la curva que describe el comportamiento del sensor, se utilizará el método de *Lagrange* para interpolación, con éste método se obtendrá una ecuación polinomial, la cual al sustituir el valor de voltaje entregado por el circuito de acondicionamiento del sensor nos entregará el valor de la humedad ambiente, para ese valor de voltaje. El módulo de adquisición obtendrá el voltaje que entregue el circuito de acondicionamiento, éste valor de voltaje será evaluado en el programa que controla el manejo de los datos (el programa desarrollado en Visual Basic), con la ecuación previamente programada en él.

Con el método de *Lagrange* se busca encontrar la representación polinómica de una función definida tabularmente y con espaciamiento no constante, como se muestra en la tabla 4.3.

X	Y
X <sub>1</sub>	Y <sub>1</sub>
X <sub>2</sub>	Y <sub>2</sub>
X <sub>3</sub>	Y <sub>3</sub>
X <sub>n</sub>	Y <sub>n</sub>

**Tabla 4.3**

Con éste método vamos a seleccionar un polinomio que pase por los cuatro puntos de la tabla 4.2, obteniendo con esto un polinomio de tercer grado. Si se tienen “ $n$ ” puntos, se tendrá un polinomio de grado  $n-1$ . La ecuación 4.33 presenta el polinomio para éste caso.

$$y = a_0x^{n-1} + a_1x^{n-2} + a_2x^{n-3} + \dots + a_{n-2}x + a_{n-1} \quad (4.33)$$

La forma general del método que utilizamos está representada por la siguiente ecuación:

$$y = \frac{(x-x_2)(x-x_3)\dots(x-x_n)}{(x_1-x_2)(x_1-x_3)\dots(x_1-x_n)} \times y_1 + \frac{(x-x_1)(x-x_3)\dots(x-x_n)}{(x_2-x_1)(x_2-x_3)\dots(x_2-x_n)} \times y_2 + \\ + \frac{(x-x_1)(x-x_2)\dots(x-x_n)}{(x_3-x_1)(x_3-x_2)\dots(x_3-x_n)} \times y_3 + \frac{(x-x_1)(x-x_2)\dots(x-x_{n-1})}{(x_n-x_1)(x_n-x_2)\dots(x_n-x_{n-1})} \times y_n \quad (4.34)$$

La ecuación 4.34 recibe el nombre de fórmula de interpolación de *Lagrange*, en donde las parejas  $x_i, y_i$  para  $i = 1$  hasta “ $n$ ”, son los puntos representados en la tabulación, el valor de “ $y$ ” es el valor de la función para un valor cualquiera de “ $x$ ” entre dos consecutivos de la tabla o fuera de ella. La ecuación 4.34 se puede representar de la siguiente forma:

$$y = \sum_{i=1}^n \left[ \prod_{j=1, j \neq i}^n \frac{x-x_j}{x_i-x_j} \right] \times y_i \quad (4.35)$$

Con los datos de la tabla 4.2, vamos a determinar el polinomio que permite obtener la humedad ambiente, a partir del voltaje entregado por el circuito de acondicionamiento del sensor de humedad.

$$RH = \frac{(V-1.35)(V-2.61)(V-3.92)}{(1.04-1.35)(1.04-2.61)(1.04-3.92)} (12.4) + \frac{(V-1.04)(V-2.61)(V-3.92)}{(1.35-1.04)(1.35-2.61)(1.35-3.92)} (47.5) \\ + \frac{(V-1.04)(V-1.35)(V-3.92)}{(2.61-1.04)(2.61-1.35)(2.61-3.92)} (75.5) + \frac{(V-1.04)(V-1.35)(V-2.61)}{(3.92-1.04)(3.92-1.35)(3.92-2.61)} (85.5) \quad (4.36)$$

Donde  $RH$  es la humedad relativa y  $V$  el voltaje entregado por el circuito de acondicionamiento del sensor. Desarrollando la ecuación 4.36 tenemos lo siguiente:

$$\%RH = 18.1554V^3 - 148.741V^2 + 390.5V - 253.26568 \quad (4.37)$$

La ecuación 4.37 es la que describe el comportamiento del sensor de humedad. Esta ecuación es la que se va a programar en el programa de Visual Basic.

### Flujo Luminoso

Para llevar a cabo la medición de esta variable, se decidió utilizar como sensor una celda solar por la ventaja que representa considerando que no consume corriente del circuito. Esta decisión conlleva a algunas consideraciones extras como en el caso de la medición de humedad, esto es, no se conoce el comportamiento de la celda solar en cuanto a la relación del flujo luminoso que incide en su superficie y la diferencia de potencial entre las terminales de la celda; para poder utilizar la celda como sensor, es necesario caracterizar su comportamiento. Para caracterizar la celda se pueden considerar dos vías diferentes, una de ellas utilizando un dispositivo que sea capaz de realizar mediciones de flujo en diferentes condiciones y sabiendo este dato medir los datos correspondientes a la diferencia de potencial en las terminales de la celda para de este modo obtener varios puntos que describan la curva del comportamiento de la celda que relacione las dos variables. Otra forma de llevar a cabo esta caracterización es conocer algunos puntos definidos de flujo y medir para cada uno de ellos la diferencia de potencial en las terminales de la celda. En nuestro caso consideramos la segunda opción con el procedimiento que a continuación se describe.

El objetivo de la caracterización de la celda es obtener la relación existente entre la cantidad de luz que recibe y la señal de voltaje o corriente que entrega en las diferentes intensidades de luz propuestas.

Para desarrollar la prueba se tiene una celda solar de 0.9V y 100mA que se va a utilizar como sensor de luz, el área de la celda es de 0.00428 m<sup>2</sup>; además, debido a que no se tiene acceso a un medidor similar para caracterizar la celda; para conocer los diferentes flujos se utilizan lámparas incandescentes de diferente potencia que especifican el flujo luminoso que entregan, en nuestro caso se tienen lámparas de 300,200,150,100, 75, 60, 40 y 25 W con sus correspondientes especificaciones de flujo luminoso(en lumens).

Algunas relaciones en cuanto a medición de luz que resultan de interés en nuestra caracterización son:

#### INTENSIDAD LUMINOSA

$$\begin{aligned} 1 \text{ lm/sr (lumens por esteradián)} \\ &= 1 \text{ candela (cd)} \\ &= 4\pi \text{ lumens (isotrópico)} \\ &= 1.464 \times 10^{-3} \text{ W/sr a } 555 \text{ nm} \end{aligned}$$

Las especificaciones de las lámparas contemplan la totalidad de luz que entrega cada lámpara en todas direcciones, por lo que si se van a utilizar estas especificaciones, se debe considerar el ángulo sólido que va a medirse teniendo en cuenta el área proyectada por la celda solar, para considerar lo anterior se debe tomar en cuenta el área de la celda y la distancia de ésta con respecto a la fuente de luz.

Otro de los aspectos a considerar es que las relaciones están referidas a una fuente puntual por lo que se deben hacer algunas consideraciones adicionales para obtener datos confiables, de acuerdo a esto se sabe que se puede obtener una buena aproximación

considerando la distancia mínima de la fuente al detector cuando menos de cinco veces la longitud de la fuente, en el caso específico que manejamos se considera esta longitud como la longitud del filamento de la lámpara.

La mayoría de las mediciones radiométricas no requieren un cálculo preciso del área de la superficie esférica en la conversión de unidades.

Para determinar el ángulo sólido proyectado por la celda se divide el área de la celda entre el cuadrado de la distancia a la que se encuentre de la fuente.

El desarrollo de la caracterización contempla cuatro distancias para cada una de las 8 lámparas. La tabla 4.4 muestra el desarrollo del experimento:

DISTANCIA		15 cm	20 cm	30 cm	40cm
Angulo sólido		0.19 sr	0.107 sr	0.047 sr	0.02675 sr
Lámpara		Diferencia de potencial en la celda en circuito abierto (V)			
300W	4950lm	0.86	0.78	0.68	0.54
200W	3400lm	0.81	0.74	0.57	0.43
150W	2300lm	0.76	0.64	0.45	0.3
100 W	1560 lm	0.67	0.52	0.34	0.2
75 W	1070 lm	0.63	0.49	0.26	0.17
60 W	820 lm	0.51	0.37	0.19	0.12
40 W	430 lm	0.38	0.25	0.12	0.07
25 W	220 lm	0.23	0.12	0.06	0.04

**Tabla 4.4**

Datos del experimento de caracterización del sensor de flujo luminoso

Considerando una de las equivalencias mencionadas anteriormente se puede transformar la cantidad de lumens de cada foco en candelas (lm/sr) ( $1 \text{ lm/sr} = 4\pi \text{ lm} = 1 \text{ cd}$ ), en la tabla 4.5 pueden observarse las relaciones:

Potencia (W)	Flujo luminoso (lm)	Intensidad luminosa (cd)
300	4950	393.566
200	3400	270.56
150	2300	183.03
100	1560	124.14
75	1070	85.15
60	820	65.25
40	430	34.22
25	220	17.5

**Tabla 4.5**

Datos de flujo luminoso e intensidad luminosa para las lámparas utilizadas

Para cada distancia podemos calcular el flujo luminoso a través de la intensidad luminosa y el ángulo proyectado por la celda como se muestra en la tabla 4.6.

Lámpara		15 cm	20 cm	30 cm	40 cm
		Flujo luminoso (lm)			
300W	4950lm	74.78	42.11	18.5	10.53
200W	3400lm	51.3	28.89	12.72	7.24
150W	2300lm	34.78	19.58	8.602	4.9
100 W	1560 lm	23.6	13	5.83	3.32
75 W	1070 lm	16.18	9.11	4	2.28
60 W	820 lm	12.4	6.98	3.1	1.74
40 W	430 lm	6.5	3.66	1.61	0.915
25 W	220 lm	3.33	1.87	0.82	0.468

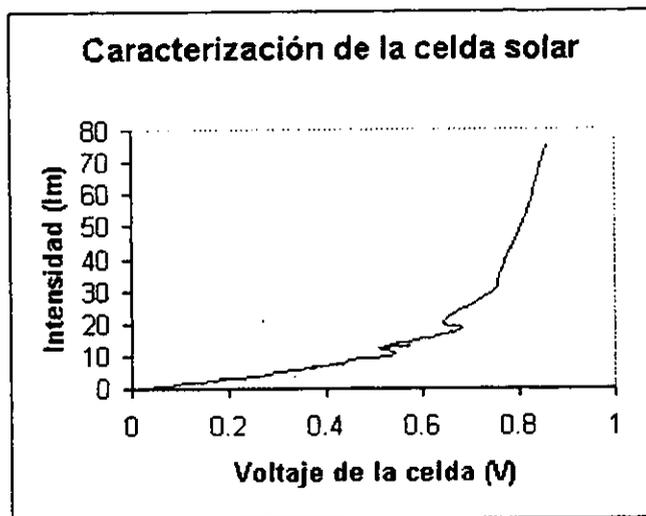
**Tabla 4.6**  
Flujo luminoso captado por la celda solar en diferentes distancias

Finalmente podemos relacionar el flujo luminoso con la señal de voltaje en circuito abierto de la celda solar como lo muestra la tabla 4.7

flujo(lm)	voltaje (V)	flujo(lm)	voltaje (V)	flujo (lm)	voltaje (V)
74.78	0.86	12.4	0.51	3.33	0.23
51.3	0.81	10.53	0.54	3.32	0.2
42.11	0.78	9.11	0.49	3.1	0.19
34.78	0.76	8.6	0.45	2.28	0.17
28.89	0.74	7.24	0.43	1.87	0.12
23.6	0.67	6.98	0.37	1.75	0.12
19.58	0.64	6.5	0.38	1.61	0.12
18.5	0.68	5.83	0.34	0.92	0.07
16.18	0.63	4.9	0.3	0.823	0.066
13	0.52	4	0.26	0.47	0.04
12.72	0.57	3.66	0.25		

**Tabla 4.7**  
Datos correspondientes a la caracterización de la celda solar

La curva que describe el comportamiento de la celda es el que muestra la figura 4.21



**Figura 4.21**  
Curva de caracterización de la celda solar

Para interpretar los valores que se obtengan al medir la diferencia de potencial en los extremos de la celda solar, es necesario programar la ecuación que represente la relación mostrada en la figura; para ello, se va a utilizar el mismo método que se utilizó para obtener la ecuación del sensor de humedad, es decir, se va a aplicar el método de *Lagrange* para obtener la ecuación correspondiente al sensor de intensidad luminosa. Para obtener la ecuación se utilizan puntos representativos que representen el comportamiento de la gráfica, estos puntos se escogen de la tabla 4.7 y se muestran en la tabla 4.8. Estos consideran un factor de amplificación de 4.7 debido al acondicionamiento aplicado.

Intensidad luminosa (lm)	Voltaje en las terminales de la celda (V)
2.28	0.8
9.11	2.3
34.78	3.572
74.78	4.04

**Tabla 4.8**  
Datos escogidos para aplicar el método de Lagrange para obtener la expresión que describe la curva de caracterización

Aplicando el método de Lagrange se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 Fl = & \frac{(V - 2.3)(V - 3.572)(V - 4.04)}{(0.8 - 2.3)(0.8 - 3.572)(0.8 - 4.04)} (2.28) + \frac{(V - 0.8)(V - 3.572)(V - 4.04)}{(2.3 - 0.8)(2.3 - 3.572)(2.3 - 4.04)} (9.11) \\
 & + \frac{(V - 0.8)(V - 2.3)(V - 4.04)}{(3.572 - 0.8)(3.572 - 2.3)(3.572 - 4.0)} (34.78) + \frac{(V - 0.8)(V - 2.3)(V - 3.572)}{(4.04 - 0.8)(4.04 - 2.3)(4.04 - 3.572)} (74.78)
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

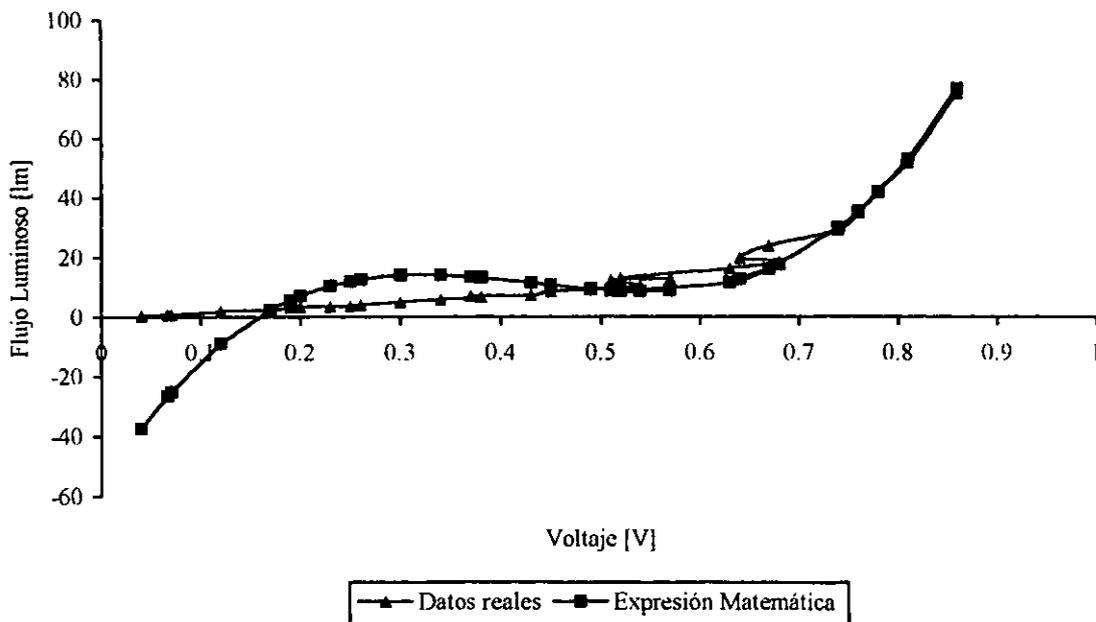
Simplificando esta expresión se obtiene la ecuación que caracteriza la celda solar:

$$Fl = 10.114V^3 - 61.84V^2 + 117.756V - 57.463 \tag{4.39}$$

Donde Fl es el flujo luminoso y V el voltaje en las terminales de la celda solar. Esta ecuación se incluye en el programa de Visual Basic y permite interpretar los valores de voltaje que se obtienen al usar la celda solar como sensor.

A continuación se muestra la gráfica correspondiente a los datos junto con la que representa la ecuación:

Error Método de Lagrange



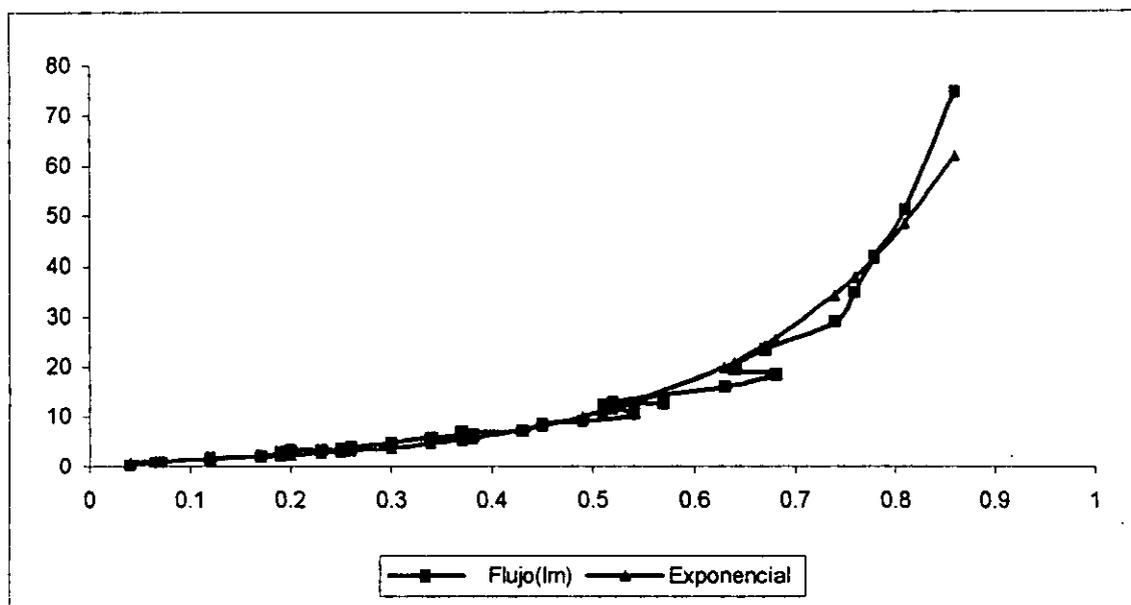
**Figura 4.22**  
Aproximación por el método de Lagrange a los datos de flujo luminoso

Considerando que el método de Lagrange en este caso proporciona variaciones importantes, se decide aplicar dos ecuaciones dividiendo el rango. Una la obtenida anteriormente y la otra obtenida a través de un programa basado en el método de mínimos cuadrados.

La ecuación aplicada al primer rango es la siguiente:

$$Fl = 0.8862926554 * e^{1.05157793472F} \quad (4.40)$$

La aproximación que representa esta ecuación se muestra en la siguiente gráfica:



**Figura 4.23**

Aproximación por el método de mínimos cuadrados a los datos de flujo luminoso

#### 4.4 DISEÑO DEL BLOQUE DE CONTROL

La actividad que se realizó fue diseñar el modelo que debería tener la parte de control del sistema de adquisición de datos; es decir, identificar todos los elementos que iban a ser requeridos para lograr los objetivos propuestos. Pensando en que se contaba con el sistema de desarrollo de *Microchip*, *PICSTART-16C*, se decidió darle uso a dicho sistema, por tanto el microcontrolador sería uno de la serie *PIC16CXX*, que son soportados por dicho sistema de desarrollo.

Al tratar de elegir el microcontrolador se encontró que existían dos que reunían las características necesarias para poder ser utilizados en el sistema; estos eran, *PIC16C65* y *PIC16C74*, la ventaja que presenta el último es debida a que posee un convertidor analógico digital lo cual definió al microcontrolador, el costo de ambos es el mismo por lo que éste no fue un factor de decisión. La memoria que se decidió usar fue una memoria *flash* debido a que el uso de este tipo de memoria nos permite un ahorro de energía; adicionalmente a esto se pensó en que el sistema debería sensar las variables cada cinco

minutos, este tiempo fue elegido como el adecuado para realizar las mediciones, ya que en un tiempo menor no se presentan cambios tan significativos en las variables que se desean sensar.

El primer programa que se realizó fue para probar el convertidor analógico-digital, teniendo solamente tres entradas previamente determinadas para poder comparar el valor de la salida. La asignación de las entradas analógicas fue definida de acuerdo a la siguiente tabla.

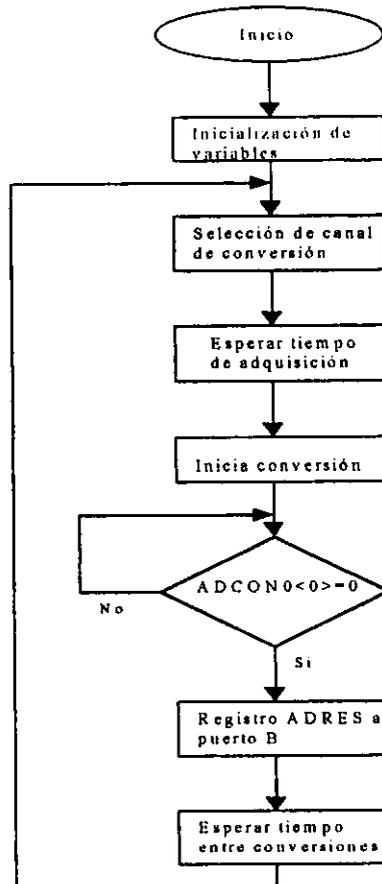
PCFG	RA0	RA1	RA2	RA3	RA5	RE0	RE1	RE2	Ref
000	A	A	A	A	A	A	A	A	$V_{DD}$
001	A	A	A	$V_{Ref}$	A	A	A	A	RA3
010	A	A	A	A	A	D	D	D	$V_{DD}$
011	A	A	A	$V_{Ref}$	A	D	D	D	RA3
100	A	A	D	A	D	D	D	D	$V_{DD}$
101	A	A	D	$V_{Ref}$	D	D	D	D	RA3
11X	D	D	D	D	D	D	D	D	-

**Tabla 4.9**

Selección de entradas analógicas y voltaje de referencia

Esta tabla nos muestra las diferentes posibilidades que tenemos al momento de asignar entradas analógicas pues estas pueden ser tanto en el puerto A como en el puerto E; así mismo se tiene la posibilidad de asignar el voltaje de referencia. La primera columna muestra qué valor debe ser introducido al registro *ADCON1*.

En la figura 4.24 se muestra el correspondiente diagrama de flujo del programa antes mencionado.



**Figura 4.24**  
Diagrama de flujo del convertidor analógico digital

Teniendo tres variables analógicas, el registro *ADCON1* se utilizó para la selección de dichas entradas, lo que llevo a dos situaciones, la primera de ellas que las tres entradas analógicas estuvieran en el puerto A, y que el voltaje de referencia fuera 5V; para poder tener un voltaje de referencia distinto de 5V se hubiera tenido que asignar un valor distinto al registro *ADCON1* lo que nos llevaría a tener un número distinto de entradas analógicas y la pérdida de la terminal 3 del puerto A, el cual en estas condiciones es la entrada del voltaje de referencia, y consecuentemente en la pérdida de terminales para nuestros propósitos. Otro de los registros que se utilizó previo a la conversión fue el registro *ADCON0*, en este registro se selecciona el canal por el cual se va a efectuar la conversión, así como también el reloj de la conversión, que en este caso se selecciono  $F_{OSC}/32$  debido a que para tener conversiones correctas se debe de asegurar tener un tiempo mínimo de 1.6 microsegundos y tomando en cuenta que se esta trabajando con un oscilador de 20 MHz solo el reloj de conversión seleccionado cumplía con este requerimiento. El diagrama de flujo de la figura 2.24 describe lo siguiente: la inicialización de las variables consiste en declarar, en este caso, al puerto A como puerto de entrada, esto es para recibir las señales analógicas. La selección de canales se realiza con el registro *ADCON1*, en este registro se define que entradas, de todas las posibles, se van a utilizar como entradas analógicas y cuales se utilizarán como entradas/salidas digitales. Después de esto se debe seleccionar el

reloj de conversión y el canal por el se va a realizar la conversión, esto en el registro *ADCON0*, después de esto se necesita esperar un tiempo de adquisición para permitir que el convertidor alcance su exactitud, este tiempo es de aproximadamente 12 microsegundos. Para iniciar la conversión basta con poner en alto *ADCON0<2>*, y cuando se vuelve a tener un nivel bajo es indicativo que la conversión ha sido efectuada; el resultado de la conversión se encuentra en el registro *ADRES*, después de realizar esta conversión es necesario esperar un tiempo para poder iniciar una nueva conversión, el tiempo requerido es  $2T_{AD}$ , siendo  $T_{AD}$  el reloj de conversión para el convertidor, el cual es seleccionado por *software* de acuerdo a la siguiente tabla:

Reloj del AD (TAD)		Frecuencia del dispositivo			
Operación	ADCS1:ADCS0	20 MHz	5 MHz	1.25 MHz	333.33 kHz
2TOSC	00	100 ns	400 ns	1.6 $\mu$ s	6 $\mu$ s
8TOSC	01	400 ns	1.6 $\mu$ s	6.4 $\mu$ s	24 $\mu$ s
32TOSC	10	1.6 $\mu$ s	6.4 $\mu$ s	25.6 $\mu$ s	96 $\mu$ s
RC	11	2 - 6 $\mu$ s	2 - 6 $\mu$ s	2 - 6 $\mu$ s	2 - 6 $\mu$ s

Tabla 4.10

El siguiente programa que se realizó fue el de manejo y direccionamiento de la memoria con el microcontrolador, para esto se tuvo que definir la función de cada puerto, tomando en consideración que no podíamos contar con tres de las terminales del puerto A, que son las entradas analógicas, además de una terminal del puerto C que sería la entrada de una señal para la implementación del reloj de tiempo real. El objetivo de este programa fue obtener un buen manejo de las líneas de control de la memoria, pues en cada ciclo de escritura y/o lectura se tenía que mandar un comando a la memoria para indicarle qué función tenía que realizar, aunque hay que recalcar que en este programa solo se utilizó un valor que se generaba en el mismo programa y no se utilizó ningún valor externo ni mucho menos alguno del convertidor para grabarlo en la memoria.

En la figura 4.25 se encuentra representado el primer diagrama de flujo que se utilizó, tomando como punto de referencia al microcontrolador. Las terminales restantes del puerto A fueron utilizados para manejar las señales de control de la memoria. El puerto B sería la entrada y salida de datos, y los puertos restantes las líneas de direccionamiento de la memoria. En el ciclo de escritura la memoria debe de recibir un 40h en su registro de comandos para poder escribir en ella.

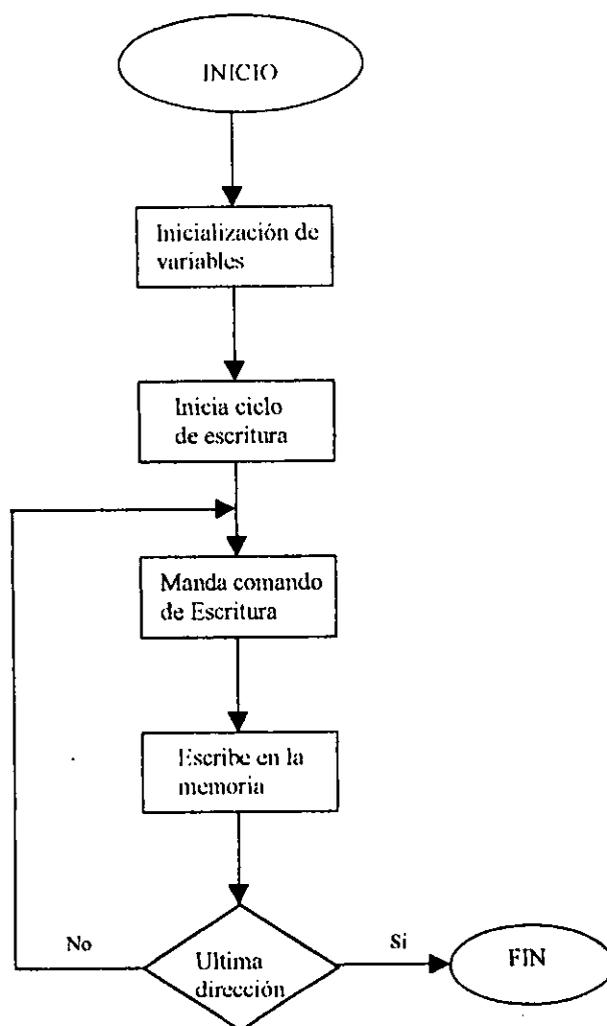
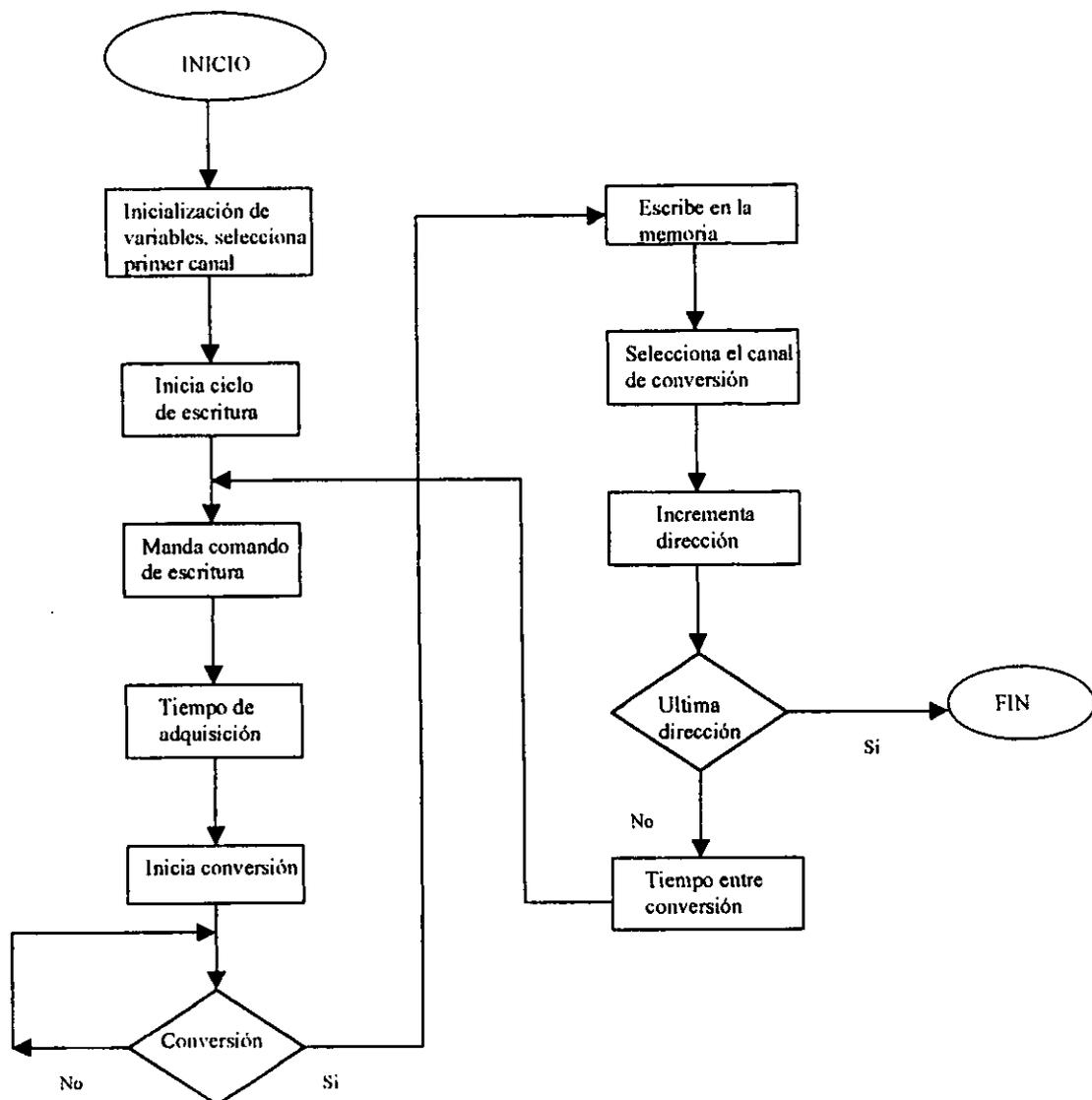
**Figura 4.25**

Diagrama de flujo del manejo de direcciones y líneas de control de la memoria

La inicialización de las variables encierra la asignación de los puertos como salidas digitales para el direccionamiento de las localidades de la memoria así como para el manejo de las señales de control de la memoria; el enviar un comando de escritura tiene la finalidad de indicarle a la memoria qué operación va a realizar, esta operación se realiza por cada localidad de la memoria

La siguiente actividad fue unir los dos programas anteriores, el programa del convertidor analógico-digital y el programa de control y direccionamiento de la memoria, hay que decir que para este programa el puerto B, puerto asignado para la salida de los valores de la conversión, funge como puerto de salida, para enviar los comandos a la memoria y el valor de conversión. En la figura 4.26 se muestra lo antes descrito.

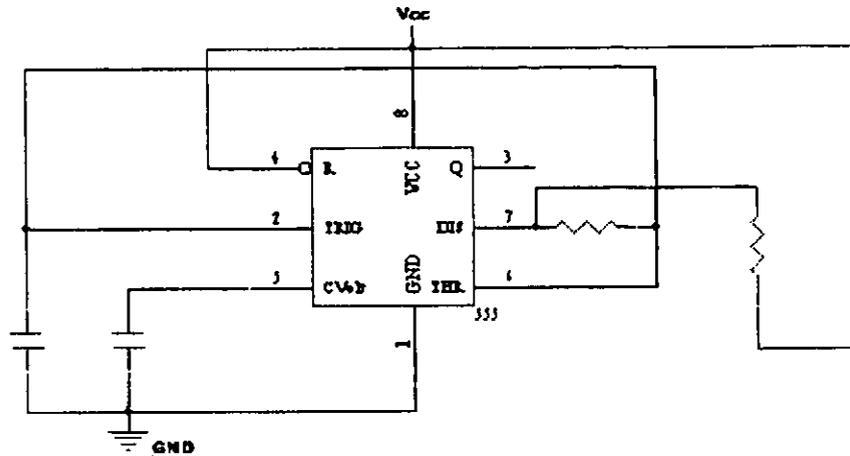


**Figura 4.26**

Diagrama de flujo del programa del convertidor y líneas de control y direcciones de la memoria

En el diagrama de la figura 2.26 se muestra el funcionamiento del programa. Al inicializar los puertos también se selecciona el canal por el cual se va a llevar a cabo la primera conversión, primeramente se manda el comando de escritura a la memoria y se da un tiempo para que el convertidor alcance su exactitud, después de esto se inicia la conversión; al terminar la conversión el valor de la misma se envía por el puerto B para que la memoria lo guarde en la localidad de memoria correspondiente. Esto se realiza para cada localidad, además de que entre conversión y conversión existe un tiempo de espera.

Después de estos programas se procedió con el diseño del reloj de tiempo real, que nos serviría para poder determinar la hora y el minuto en el cual se llevaran a cabo las mediciones de las señales a sensar. El diseño se basa en un circuito 555 en modo de operación astable para integrar un circuito de reloj.



**Figura 4.27**  
Diagrama del circuito 555 para el diseño del {reloj en tiempo real

El diseño se realizó bajo las siguientes bases: el valor de la frecuencia que se quería era de 32 KHz y tenemos que la frecuencia esta dada por la siguiente relación:

$$F = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} \quad (4.41)$$

Primeramente se fijaron ambos capacitores al valor de  $0.01 \mu F$ , por lo cual la expresión anterior se redujo, resolviendo para el valor de las resistencias, a la siguiente forma:

$$(R_A + 2R_B) = \frac{1.44}{(F)(C)}$$

sustituyendo:

$$(R_A + 2R_B) = 4500$$

$$R_A = 4500 - 2R_B$$

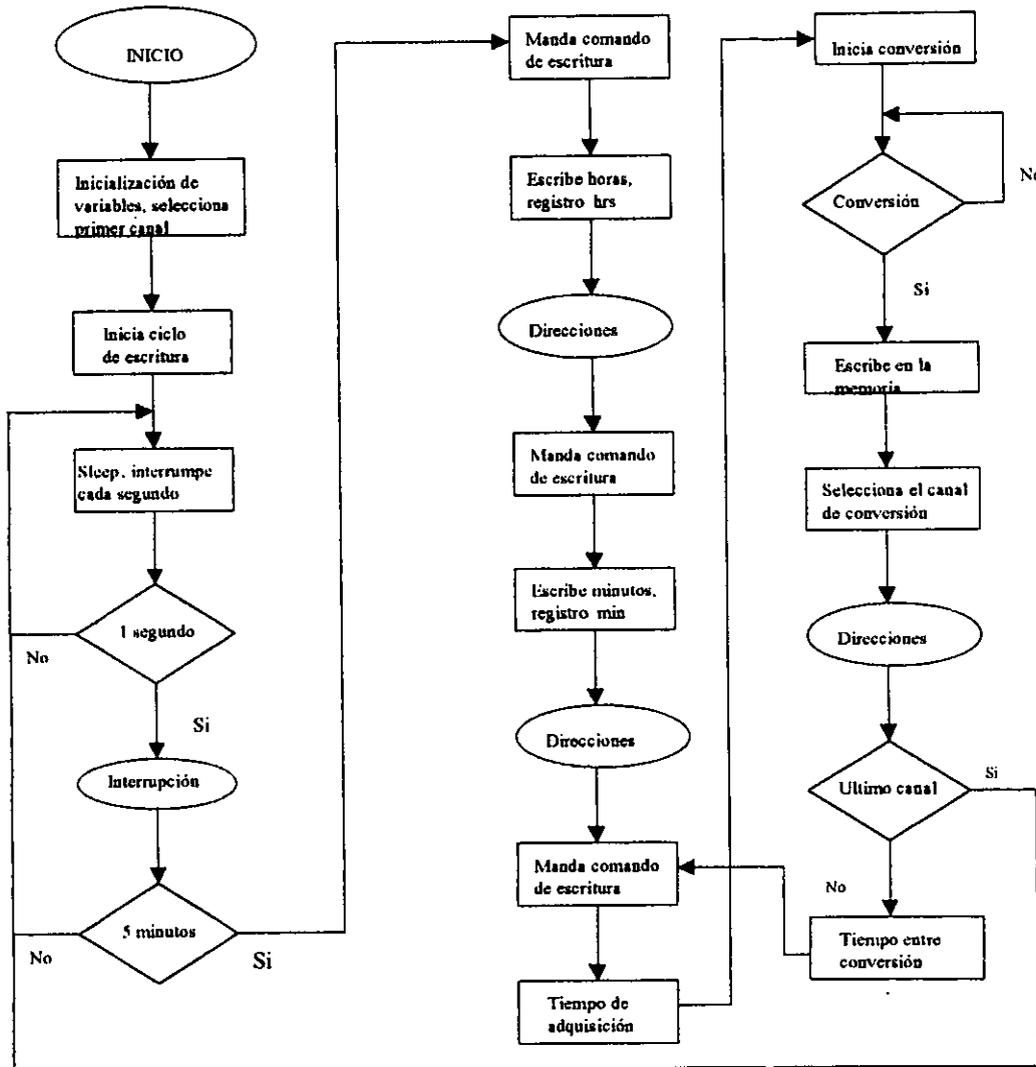
Fijando  $R_B = 1500$

$$R_A = 4500 - 3000 = 1500$$

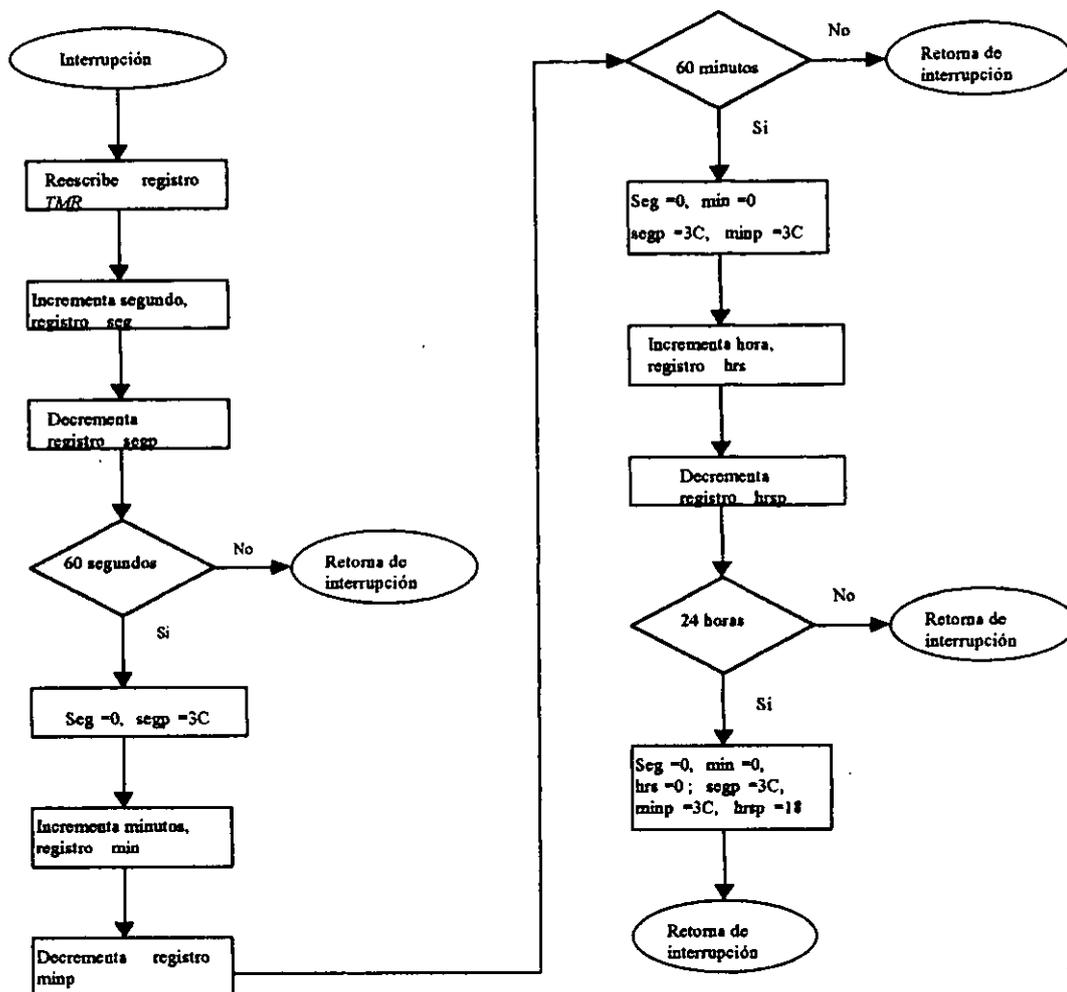
Estos valores fueron los que se utilizaron en primera instancia y fue con este diseño con el que realizó el programa de reloj. Este programa es descrito en el siguiente capítulo como parte de las pruebas que se realizaron al sistema.

ESTA TESIS NO DEBE SALIR DE LA BIBLIOTECA

Funcionando el programa anterior, lo siguiente era anexarlo al programa de escritura, y con esto además de grabar en la memoria las tres variables sensadas había que sumarle el valor correspondiente de la hora y el minuto (el valor correspondiente a segundo no se grabó debido al comportamiento de las variables a sensar que no presentan un comportamiento brusco para registrar un cambio significativo entre un segundo y otro). La figura 4.28 describe el trabajo realizado.



**Figura 4.28**  
Diagrama de flujo de programa del grabado a la memoria con inclusión del reloj de tiempo real



**Figura 4.29**  
Continuación de la figura 4.28

En el diagrama de la figura 4.28 se puede observar que ya se está usando la interrupción que se presenta cuando el contador de carrera libre del *timer* llega a cero, además a diferencia del esquema de la figura 4.26, donde se muestra que se pregunta por la dirección al final, en este se tuvo que implementar una subrutina adicional para manejar el direccionamiento de la memoria, esto es debido a que utilizando el direccionamiento anterior y considerando que ahora tenemos bloques de 5 datos, en las primeras 256 localidades tendríamos en primer lugar una localidad sobrante y además en el siguiente puerto de direcciones, el puerto C, no es posible utilizar la primera terminal por la entrada de la señal del 555, que es la que nos permite la implementación del reloj de tiempo real. También es posible observar que la escritura a la memoria se realiza cada 5 minutos, que es el tiempo asignado para realiza el sensado

Aunque en este programa todavía no se contaba con el medio para grabar el valor inicial tanto de la hora como del minuto y en su lugar el microcontrolador sólo grababa un valor predeterminado en lugar de los valores reales.

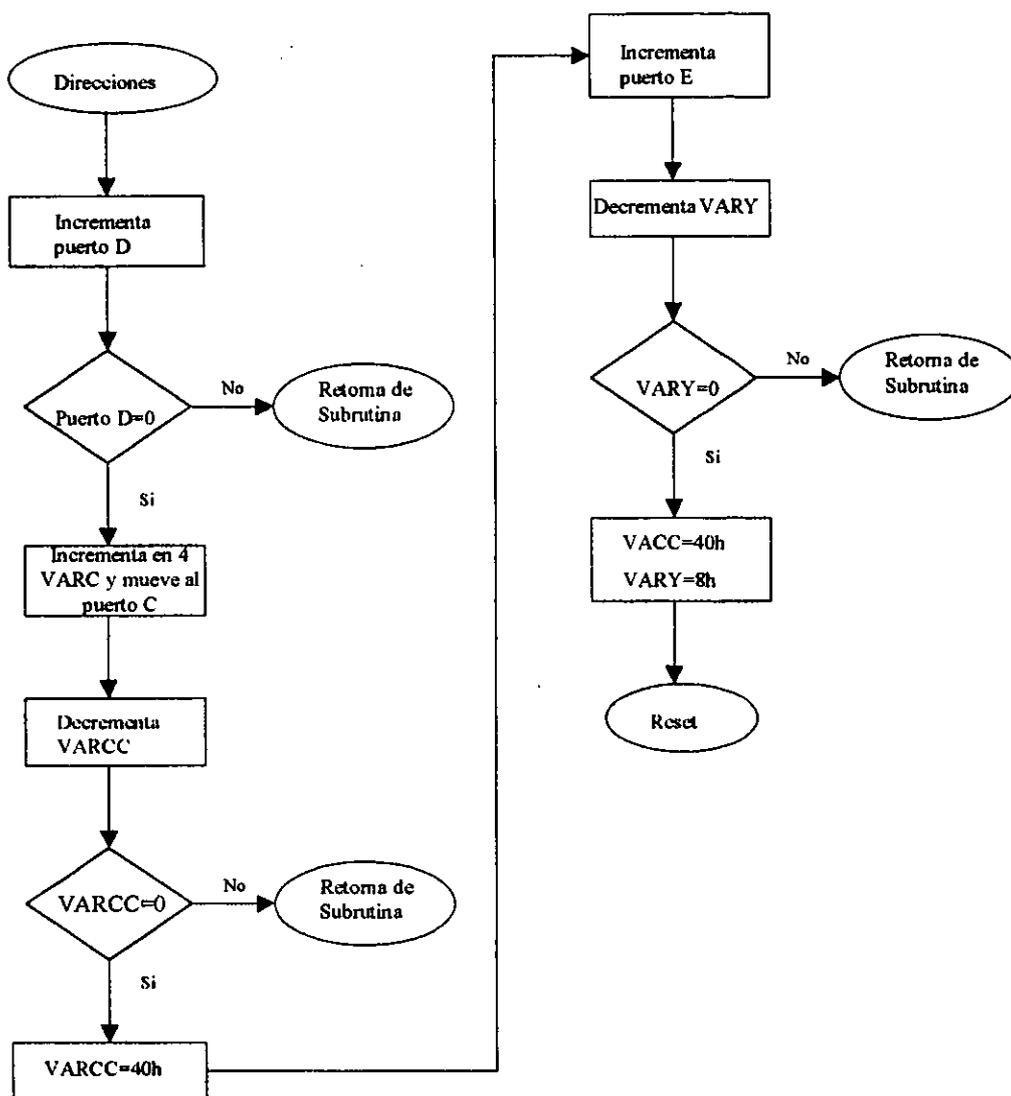
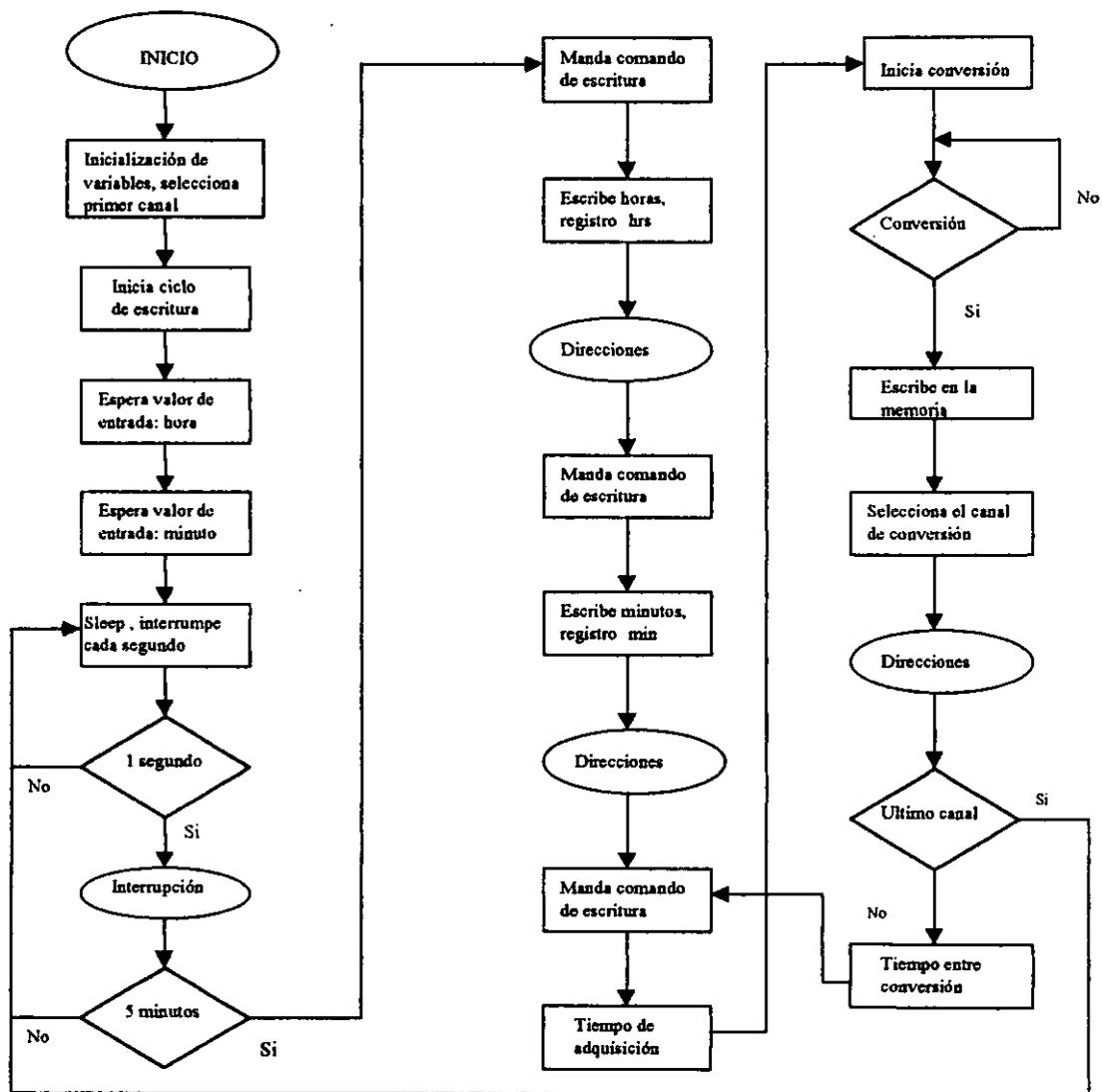


Figura 4.30  
Continuación de la figura 4.28

Para poder introducir los valores de la hora y minutos iniciales decidimos utilizar un *latch* por la facilidad que este representa, además que este podía ser desconectado después de haberlo utilizado, evitando así que consumiese energía, lo que para nosotros representaría gran ventaja.

La entrada de estos valores se hace también por el puerto B. Para la introducción de estos valores nos auxiliamos de dos terminales del puerto B, terminales 7 y 6, las cuales están en espera de un nivel bajo de voltaje para asignar el valor de la hora, terminal 7, a un registro en RAM, hrs, y el valor de minuto, terminal 6, a un registro en RAM, min, para después ser utilizados. La figura 4.31 representa el diagrama de flujo del ciclo de escritura considerando la entrada de los datos de hora y minuto.

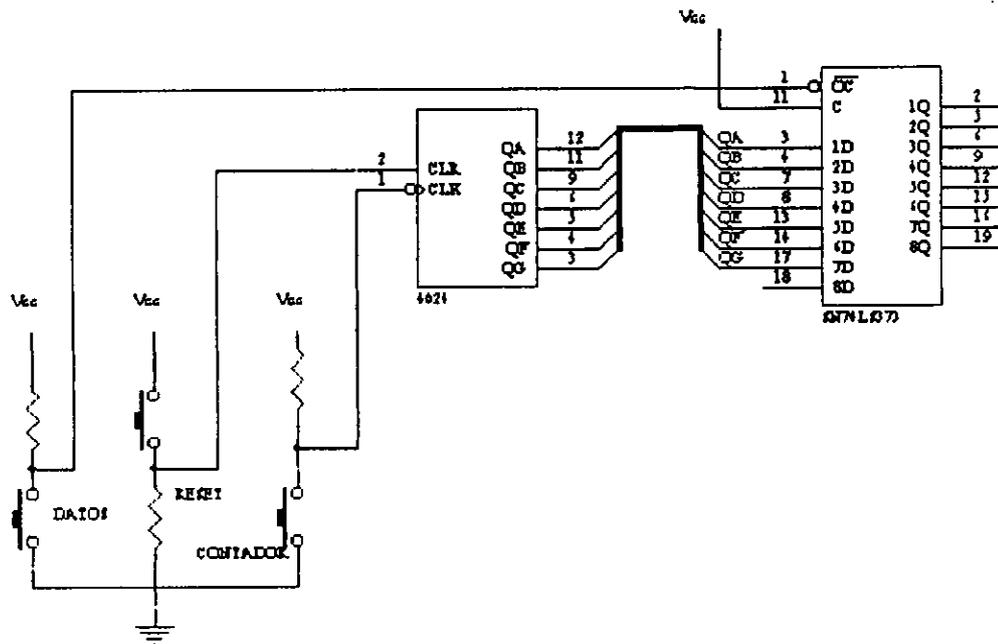


**Figura 4.31**  
Diagrama de flujo del ciclo de escritura

Después de que los valores de hora y minuto han sido introducidos, el microcontrolador se va a un estado de *sleep*; después de cinco minutos realiza el sensado de las tres variables y las envía a la memoria con la hora y el minuto en el que se realizó dicho sensado.

La subrutina y la interrupción son las mismas que están descritas por las figuras 4.30 y 4.29 respectivamente. En la interrupción se lleva el conteo de los segundos, minutos y horas y en el caso de la subrutina es la que nos da el control sobre las direcciones de la memoria; primeramente se tiene que el puerto D direcciona las primeras 255 localidades, las direcciones siguientes son controladas por el puerto C y el puerto E.

El diagrama que a continuación se presenta indica el diseño realizado para la entrada de los datos de hora y minutos al sistema de reloj, el cual consiste de un contador y de un circuito *latch*, además de tres interruptores.

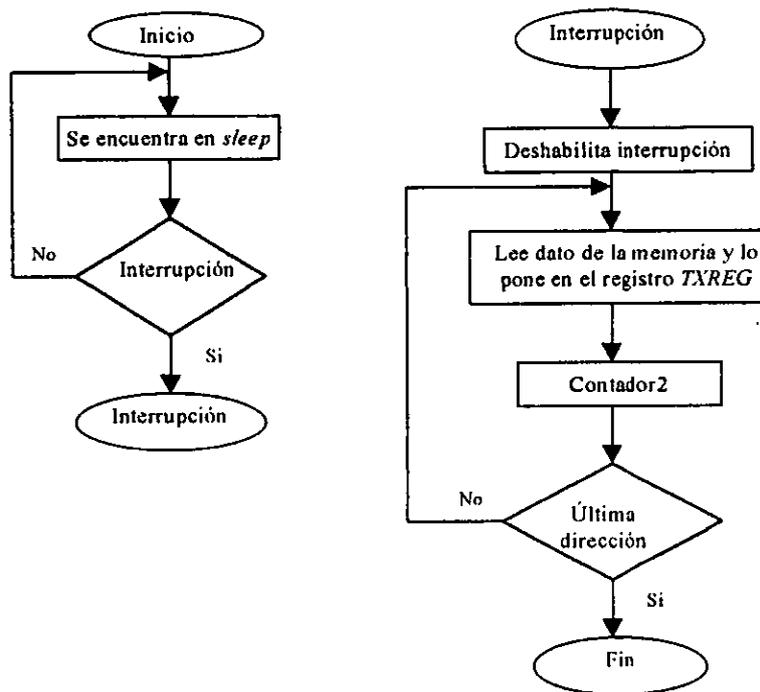


**Figura 4.32**  
Configuración del circuito de entrada de reloj

A partir de este momento se comenzó a trabajar con el programa de lectura de la memoria, retomando lo que a principio se tenía, solamente el direccionamiento de las localidades y el manejo de las señales de control de la memoria; se hizo primeramente un diseño pensando en que al terminar de escribir en la memoria el microcontrolador debería permanecer en estado de *sleep* esto para el ahorro de energía, hasta que la persona que fuera a recoger los datos estuviera en condiciones para hacerlo, por lo cual se anexó esta característica al programa, no sin antes asegurarnos que funcionara antes de tenerla. Para poder despertar al microcontrolador del estado de *sleep* utilizamos una interrupción de cambio de nivel en el puerto B, esto es, con un interruptor el microcontrolador recibía un cambio de nivel en la terminal 7 del puerto B, lo cual permite al microcontrolador comenzar con el ciclo de lectura.

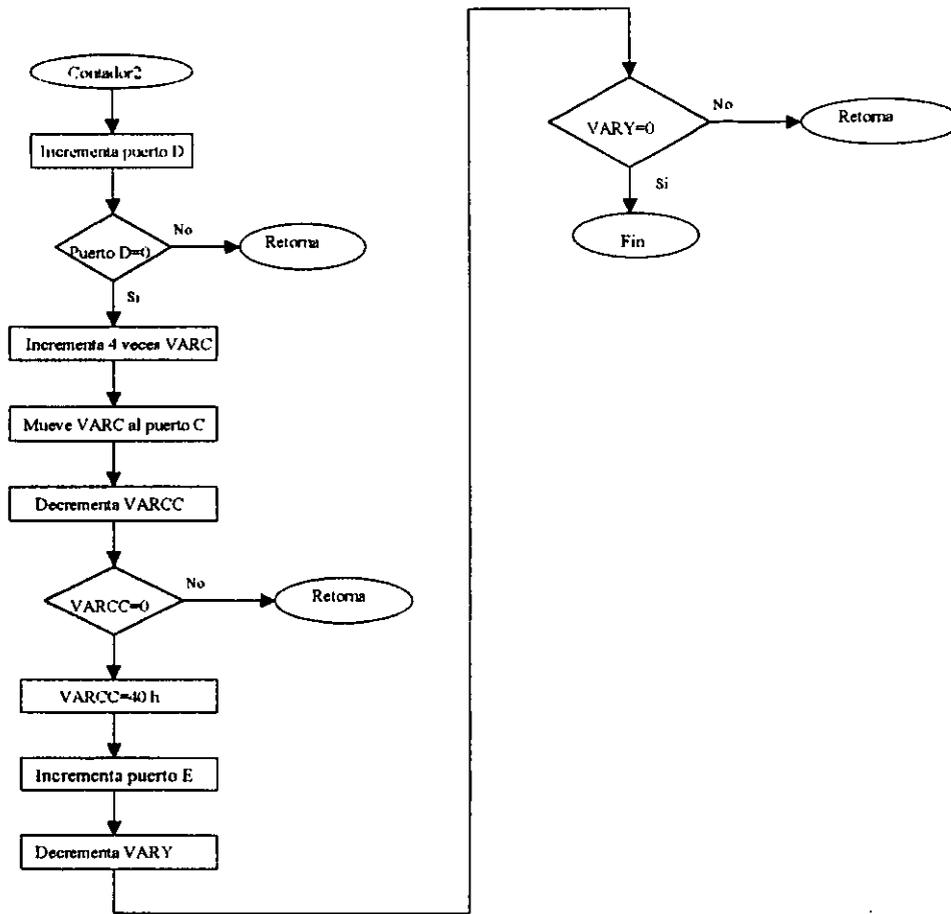
Este fue el primer programa que se realizó para el ciclo de lectura, la interrupción por la que se pregunta, es precisamente por el cambio de nivel en la terminal 7 del puerto B,

en este caso primeramente lee un nivel alto para después esperar un nivel bajo e interrumpir. Cuando el dato es leído de la memoria, debe ser colocado en el registro *TXREG* el cual transmite el dato en forma serial, los registros que previamente se tuvieron que inicializar fueron los registros *TXSTA*, *SPBRG*, y *RCSTA*. Inmediatamente que el microcontrolador es puesto en un estado activo se deshabilita la interrupción para evitar que al momento de volver a ser usado la terminal provoque una interrupción inesperada.



**Figura 4.33**  
Diagrama de flujo del ciclo de lectura

El contador presenta una variable auxiliar en el puerto C, debido a que este puerto no puede ser incrementado de la misma manera que el puerto D, por la inclusión de la señal de entrada del 555 y esta variable nos sirve para realizar el conteo de manera indirecta.



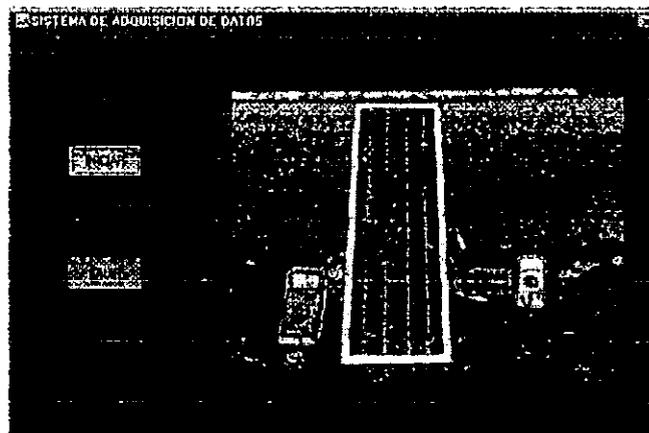
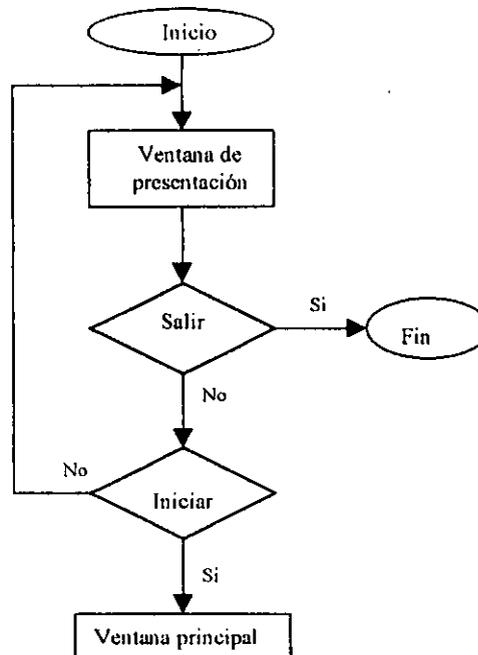
**Figura 4.34**  
Continuación de la figura 4.33

### 4.5 DESARROLLO DEL PROGRAMA DE COMUNICACIÓN

La aplicación, enfocada a la comunicación del sistema de adquisición de datos con la estación de análisis, fue desarrollada en Visual Basic debido a la facilidad de la programación y a que representa un ambiente amigable para el usuario.

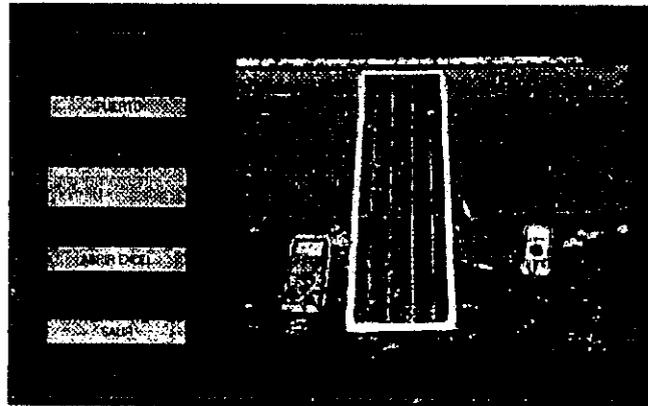
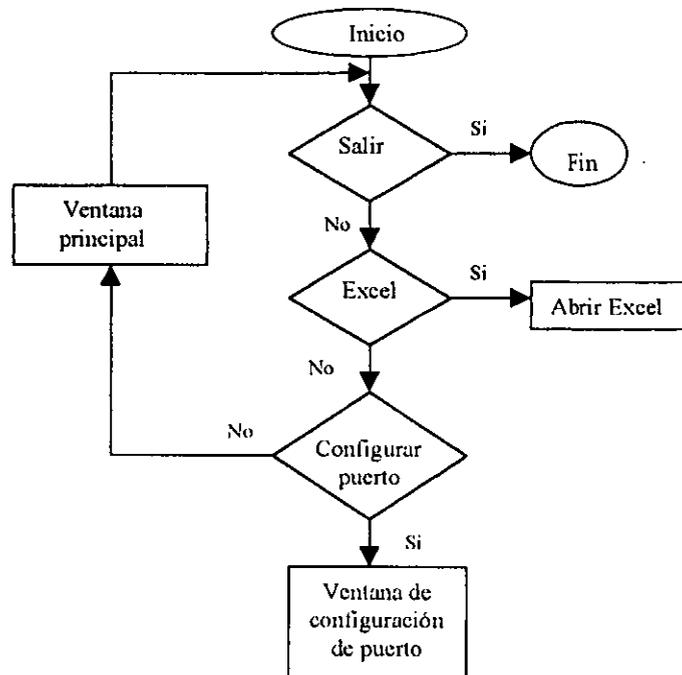
La aplicación realiza la interconexión entre la tarjeta de adquisición de datos y la estación de análisis presentando a lo largo del programa ventanas que indican al usuario el procedimiento paso a paso del proceso de obtención de los datos.

La ventana de inicio es presentada al usuario en el momento de iniciar el procedimiento de comunicación. La ventana solo muestra dos botones, uno permite iniciar con el programa y el otro nos saca del mismo.



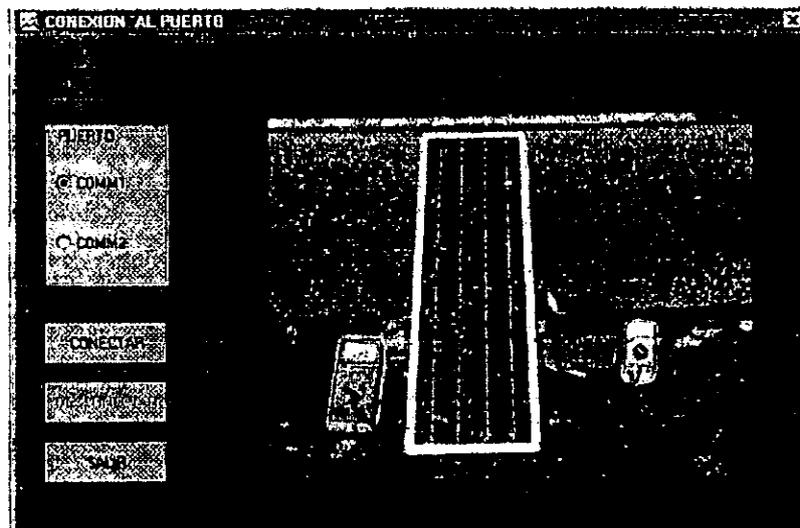
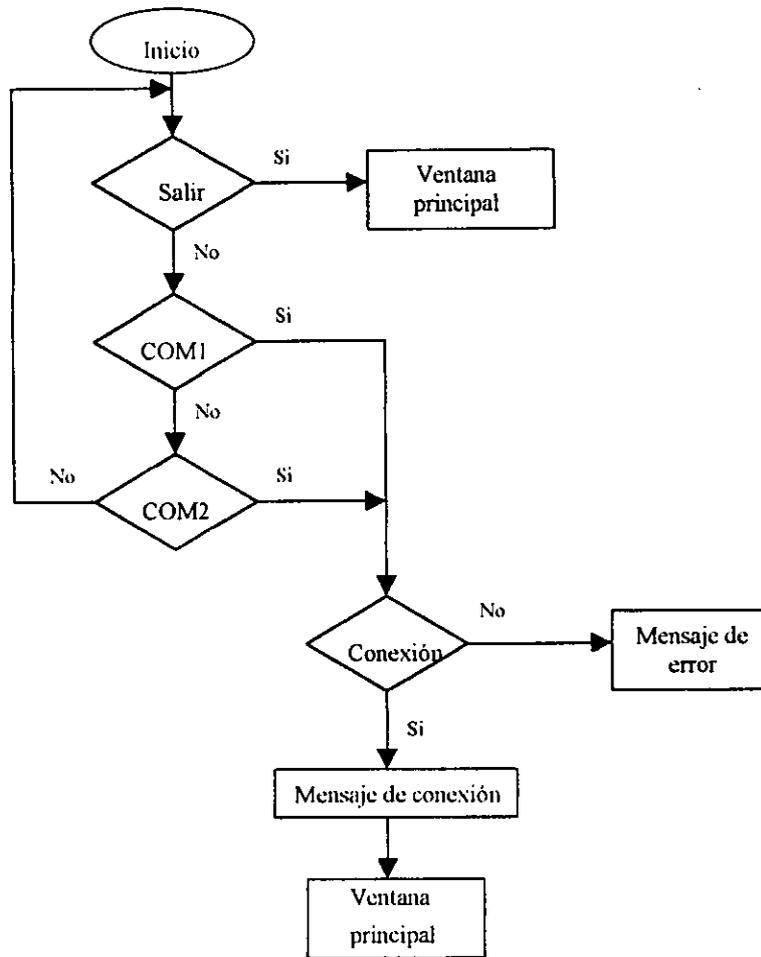
**Figura 4.35**  
Ventana de inicio y su diagrama de flujo

Cuando el usuario inicia el programa, éste le presenta una ventana con cuatro opciones, tres de ellas activas; estas son, la opción de configurar el puerto de comunicación, la opción de revisar archivos anteriores en Excel y la de salir del programa.



**Figura 4.36**  
Ventana de configuración de puerto y su diagrama de flujo

Seleccionando la opción de configurar puerto aparece una ventana que nos presenta los puertos disponibles y sólo nos permite seleccionar el puerto por el que queremos comunicarnos sin opción a modificar las características de transmisión.

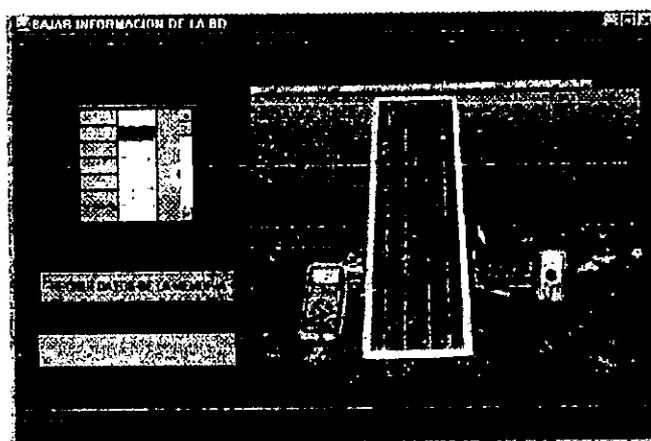


**Figura 4.37**  
Ventana de selección de puerto y su diagrama de flujo

Una vez que el usuario selecciona la opción de conexión, aparece el mensaje que indica que se ha realizado la comunicación con la tarjeta. Si no se realizó correctamente la conexión aparece un mensaje que indica al usuario que aún no se ha establecido la comunicación y que es necesario revisar la conexión con la tarjeta y asegurarse que el puerto es el indicado.

Cuando el usuario oprime el botón de conexión con el puerto, el programa envía un comando hacia la tarjeta y espera recibir respuesta. Si detecta la respuesta, aparece el mensaje de que la conexión ha sido establecida. Una vez que se estableció la comunicación, el programa habilita el botón de bajar los datos de la memoria en el menú principal y se despliega esta ventana.

Al seleccionar la opción de bajar los datos de la memoria de la ventana de *menú principal*, se despliega la ventana *bajar información* la cual nos presenta dos opciones una de ellas activada que nos permite comenzar a bajar los datos de la memoria.



**Figura 4.38**

Ventana de control de la obtención de los datos de la memoria

También en esta ventana se puede observar una ventana de control *DBGrid*, este control crea una cuadrícula en la que se manipulan las filas y columnas que representan los registros de una base de datos, en las celdas del control *DBGrid* se almacenan los bloques de datos que envía el módulo de adquisición de datos. La figura 4.39 muestra el diagrama de flujo correspondiente.

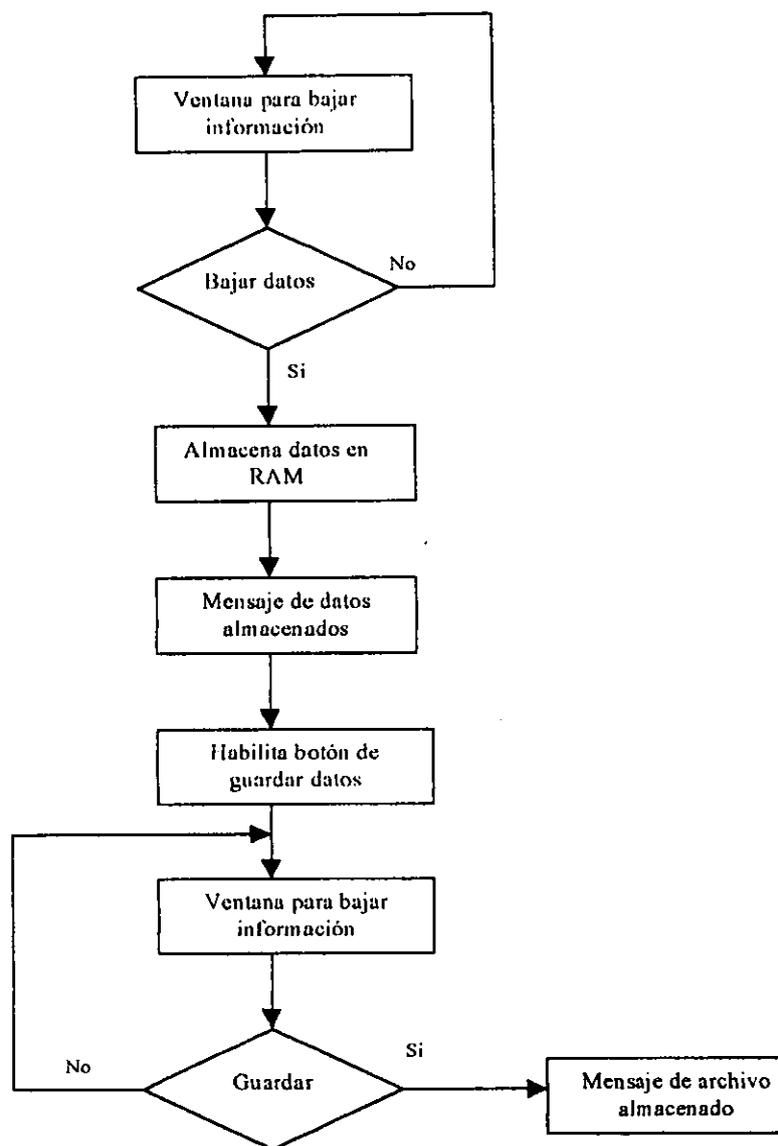
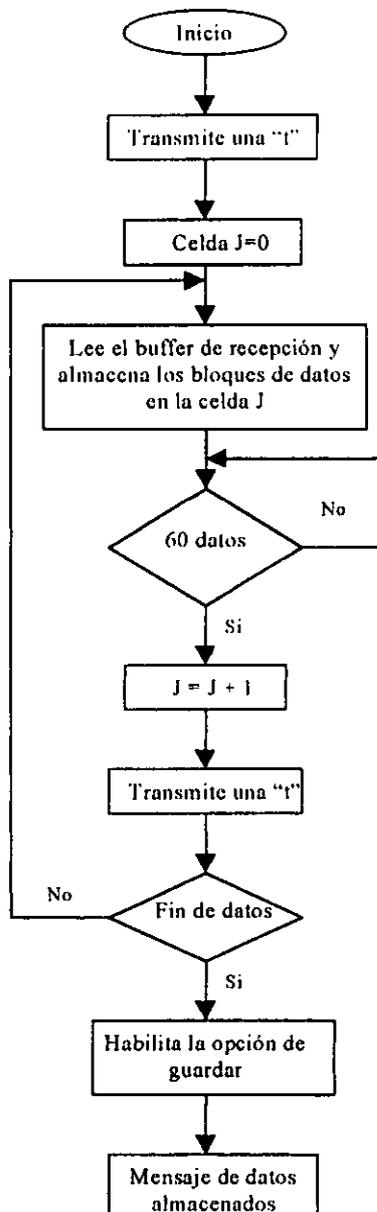
**Figura 4.39**

Diagrama de flujo del almacenamiento de los bloques recibidos

Al elegir la opción de bajar datos, el programa transmite una “t”, al recibir la letra transmitida, la tarjeta envía el primer bloque de 60 datos. Posteriormente, se verifica la conexión enviando nuevamente la letra “d” y verificando la respuesta de la tarjeta continuando después con la transmisión de los siguientes bloques de 60 datos. El hecho de que se usen bloques de 60 datos es debido a que se tienen cadenas de 5 valores en la memoria y para hacer más fácil la manipulación en el programa, los bloques deben ser mandados en múltiplos de 5. Los datos contenidos en el módulo de adquisición de datos tienen el siguiente orden, en la primera localidad de memoria encontramos la hora, después el minuto y finalmente aparecen los datos correspondientes a la humedad, la temperatura y el flujo luminoso, después aparece el bloque correspondiente a la siguiente muestra. El programa de Visual Basic inicializa en cero la celda en donde van a ser almacenados los datos, recibe los 60 datos y los almacena en la celda, si recibe la letra “d” que confirma la

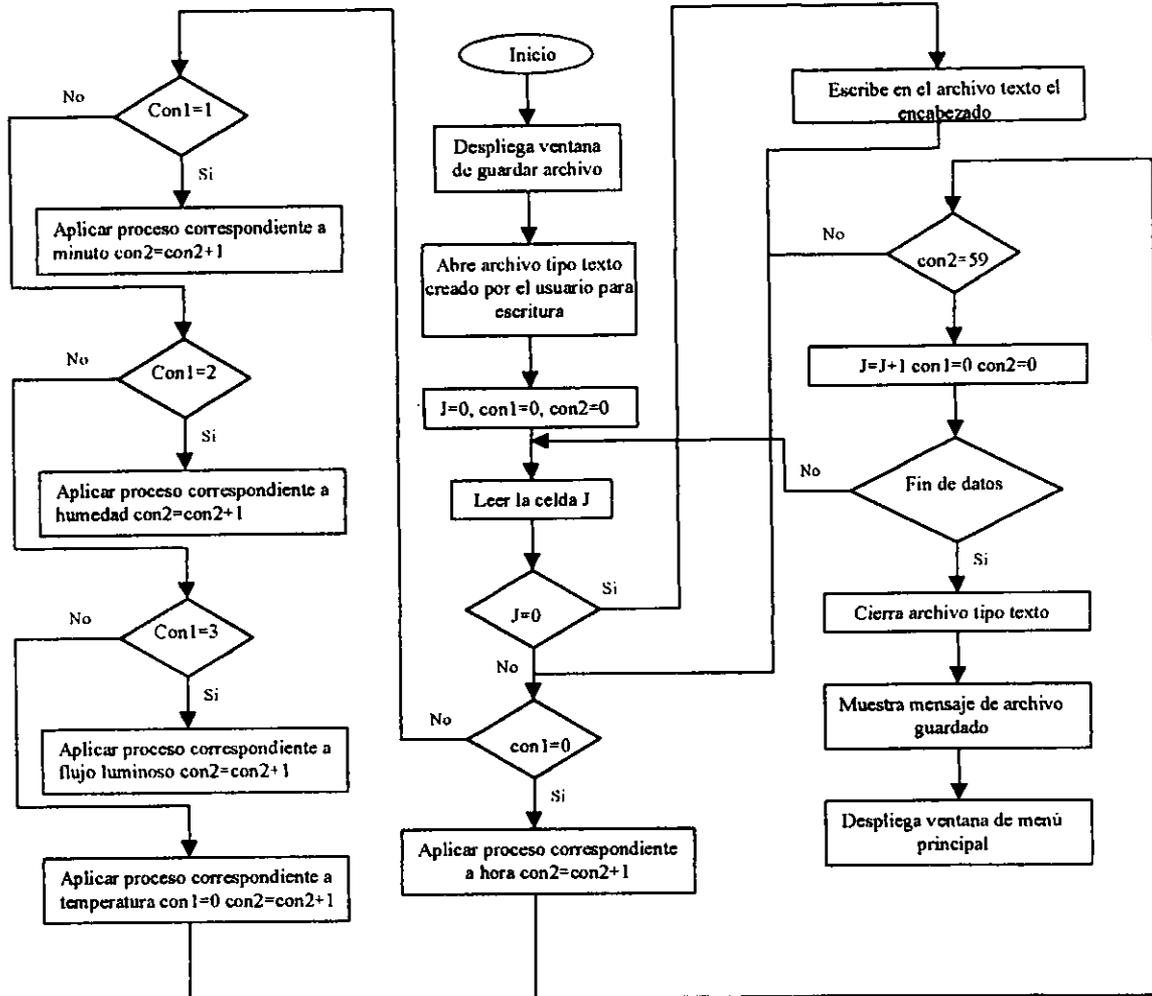
comunicación envía nuevamente una letra "t" para que el sistema de adquisición de datos envíe el siguiente bloque de 60 datos e incrementa el número de la celda para que sean almacenados los nuevos datos. Cuando el programa que controla al módulo de adquisición ha terminado de vaciar su memoria transmite la etiqueta "NOVA" después del último dato, el programa de la estación de análisis al encontrar esta etiqueta o en su caso una gran cantidad de datos que indican que la memoria no fue grabada, el programa sale del ciclo que almacena los datos en las celdas y despliega un mensaje para indicar que la información ha sido almacenada en las celdas y habilita la opción de guardar.



**Figura 4.40**  
Diagrama de flujo del control de grabado

El diagrama de flujo de la figura 4.40 muestra el proceso de bajar la información de la memoria.

La opción de guardar permite crear un archivo tipo texto donde va a ser almacenada la información contenida en las celdas creadas en el procedimiento anterior. El diagrama de flujo que se muestra a continuación describe el proceso de guardar.



**Figura 4.41**  
Diagrama de flujo del proceso para bajar la información de la memoria

La opción despliega la ventana "Guardar Como" de Windows, la cual nos permite darle la dirección y el nombre del archivo texto donde se van a almacenar los datos contenidos en las celdas.

Después de darle el nombre y la dirección; el programa abre el archivo texto para escritura e inicia el tratamiento de los datos que se obtuvieron.

Los datos que transmite el sistema de adquisición de datos se encuentran en formato ASCII por lo que es necesario convertirlos a valor decimal, este proceso se lleva a cabo dato por dato. Después de convertirlo a valor decimal se le aplican operaciones de acuerdo al tipo de variable que se trate.

Para el caso de la hora y el minuto, el procesamiento ha terminado pero para los valores provenientes de datos correspondientes a humedad, flujo luminoso y temperatura es necesario hacer algunas consideraciones adicionales. Los datos para estas tres variables provienen de una conversión analógica-digital con resolución de 8 bits y en el microcontrolador del sistema de adquisición de datos no se les ha procesado en ninguna forma. Tomando en cuenta lo anterior, puede observarse que cada uno de los valores decimales que se tienen después de la conversión de ASCII a decimal corresponden a un nivel de los 256 disponibles del convertidor A/D; así, es necesario interpretar estos valores y transformarlos a un nivel de voltaje el cual corresponde al que se tiene antes de que los datos entren al convertidor A/D. La operación es simplemente una regla de tres en que resulta multiplicar cada dato por 5 y dividirlo por 256 para que el dato obtenido sea un nivel de voltaje.

Cuando se tiene el nivel de voltaje, aún es necesario aplicar la ecuación que relaciona el nivel de voltaje con la cuantificación de la variable física correspondiente. Las ecuaciones correspondientes se presentaron en el diseño del bloque de instrumentación.

La interpretación de los datos en cuanto su naturaleza se lleva a cabo por la posición que tenga cada dato en el bloque de cinco. Conociendo el orden en que los datos fueron guardados en la memoria se les aplica el proceso correspondiente a cada uno de ellos.

Los bloques de 60 datos que fueron almacenados en celdas a través del control *DBGrid* se procesan bloque por bloque identificados por la variable "J"; incrementar esta variable nos lleva al siguiente bloque de 60 datos.

Después de procesar los datos, éstos se ordenan nuevamente en bloques de 5 pero ahora se incluye una coma entre ellos con el fin de ordenar los datos cuando el archivo sea abierto en una hoja de cálculo de Excel.

Al terminar de procesar todos los datos que se almacenaron en la memoria, el programa indica a través de un mensaje que los datos han sido guardados y habilita la ventana principal con la opción activada de abrir el archivo en Excel o la opción de salir.

Con esto concluye la etapa de diseño del sistema de adquisición de datos, en capítulos posteriores se muestran las pruebas aplicadas a los bloques, algunas modificaciones realizadas y una muestra de los resultados obtenidos.

# CAPÍTULO 5

## PRUEBAS E INTEGRACIÓN DEL SISTEMA

En el presente capítulo se van a describir las pruebas y las modificaciones que se le aplicaron al sistema de adquisición de datos primero considerando los bloques que lo conforman y después las pruebas a todo el sistema.

Durante el capítulo anterior se presentó el diseño de cada uno de los bloques que conforman el sistema de adquisición de datos. En algunos de los bloques, junto con el diseño del bloque correspondiente se presentan pruebas preliminares que eran necesarias para integrar el sistema. En el presente capítulo, se presentan pruebas que complementan las expuestas así como la integración del sistema.

### 5.1 SISTEMA FOTOVOLTAICO

#### Panel solar

El panel solar que se adquirió tiene una aproximación a las especificaciones de potencia de los cálculos que se obtuvieron en el diseño del sistema. Las especificaciones del fabricante nos indican que el panel maneja una potencia de 12W con una diferencia de potencial nominal de 12V. De acuerdo a ello, la corriente de potencia máxima que entrega en condiciones óptimas es de 1A, valor que se encuentra por debajo del valor calculado

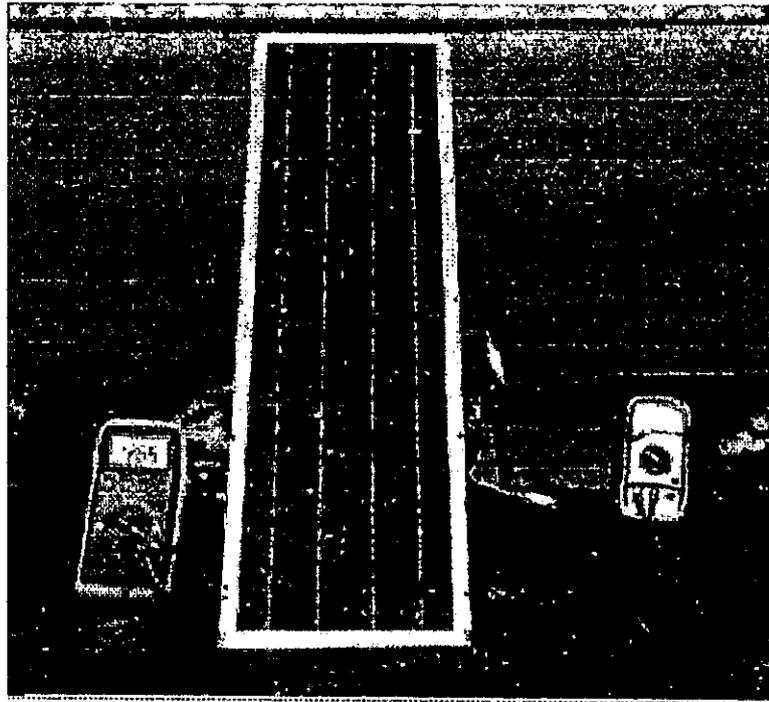
para éste parámetro pues el valor calculado que aparece en el capítulo anterior es de 1.17A. Sin embargo, el valor es muy cercano y para cuestiones de pruebas el valor es aceptable.

Primeramente, para comprobar el valor de potencia especificado, se llevaron a cabo algunas pruebas sencillas. Se aplicaron diferentes niveles de carga a la celda solar de tal forma que observáramos su comportamiento en cuanto a diferencia de potencial y corriente que entregaba a la carga; para ello, se utilizó carga resistiva con diferentes valores. La diferencia de potencial aplicada a la carga se midió con un multímetro digital. La prueba se realizó en un día despejado con una radiación aceptable. Los resultados se muestran en la tabla 5.1.

Diferencia de potencial (V)	Carga ( $\Omega$ )	Potencia (W)
16.23	0	0
15.4	150	1.58
15.26	78	3.1
14.02	39	5
14	37.1	5.28
12.57	22	7.18
12.38	19.5	7.86
11.27	15	8.47
7.99	10.1	6.32

**Tabla 5.1**  
Potencia proporcionada por el panel solar

A partir de los valores que se obtuvieron se puede decir que la celda está dentro del rango de valores especificados por el fabricante, aunque puede observarse que la potencia máxima que se obtuvo aún está lejos de 12 W, es conveniente mencionar que la prueba no se realizó en condiciones de máxima energía solar pues la hora no fue la de máxima disponibilidad de energía solar y la época correspondiente al invierno proporciona un nivel menor de radiación. El ángulo de inclinación de la celda fue el correspondiente a la latitud de la Ciudad de México es decir,  $19.26^{\circ}$  con orientación hacia el sur.



**Figura 5.1**  
Prueba a la celda solar

### Batería

En el caso de la batería, debido a la falta de presupuesto, no se pudo comprar una batería que cumpliera con de especificaciones resultantes de los cálculos. La batería que se utilizó fue una batería de plomo-ácido con una capacidad de 7Ah y un voltaje nominal de 12 V. El consumo diario del sistema es de 4.8Ah por lo que esta batería es suficiente para alimentar al sistema siempre y cuando el ciclado sea diario, es decir, no debe existir un periodo mayor a 30 horas sin recibir carga por parte de la celda solar.

Una prueba que se llevó a cabo con la celda, el diodo de bloqueo y la batería fue colocar la batería para que se cargara y medir la corriente que era entregada por parte de la celda a la batería. El resultado para un nivel de carga de la batería de 12.7V fue una corriente de 0.44 A. Otra de las pruebas que se le aplicó a la batería fue la correspondiente a la conexión del sistema completo y observación de la suficiencia de la batería en cuanto a un ciclado diario con el consumo especificado del sistema de adquisición de datos de 180mA y la diferencia de potencial de la conexión batería-celda solar.

### Convertidor de CD-CD

Las pruebas que se efectuaron al convertidor de CD-CD corresponden a la etapa de construcción del mismo. Primeramente, se probó el circuito PWM realizando las conexiones que propone el fabricante y proporcionando como retroalimentación un nivel de

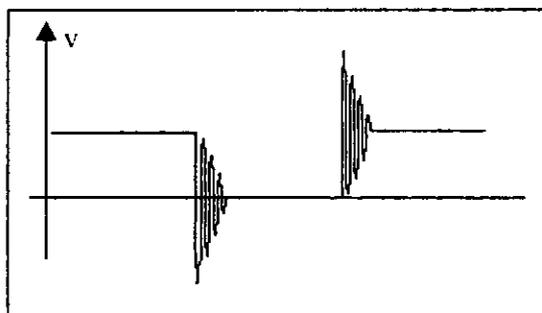
voltaje que simulara la salida del convertidor, es decir, 5V, éste nivel de voltaje era proporcionado por una fuente variable por lo que resultó práctico pues se pudo variar en un rango adecuado para observar el incremento y decremento del ciclo de trabajo de la señal que entregaba el circuito. En esta etapa se pudo observar que cuando se incrementaba el nivel de voltaje que simulaba la salida, el ciclo de trabajo crecía y si el voltaje de retroalimentación que se aplicaba al circuito era menor, el ciclo de trabajo se reducía. En la base del transistor “troceador” era necesario un comportamiento inverso por lo que a la salida del circuito PWM se colocó un arreglo de transistor de configuración inversora.

En una segunda prueba, se intentó manejar el transistor sólo con la salida de corriente del circuito inversor; sin embargo, la capacitancia característica del “gate” del transistor ocasionaba que éste tuviera importantes pérdidas de conmutación por lo que se buscó un circuito manejador del “gate” el cual fue mostrado en la etapa de diseño. Con la inclusión de éste circuito, el comportamiento del transistor mejoró en gran medida.

La siguiente prueba consistió en incluir el transformador en el circuito. En primera instancia, se colocó el transformador junto con el rectificador y filtro de salida; sin embargo, el núcleo del transformador se saturaba rápidamente y existía el peligro de dañar al transistor. De acuerdo a la teoría de reguladores conmutados, debe existir una carga mínima para evitar este efecto. Al aplicar dicha carga a la salida del convertidor, el problema fue eliminado.

Como se mencionó anteriormente, es difícil conseguir el núcleo del transformador adecuado de acuerdo a catálogos de los fabricantes. En nuestro caso, se utilizó un núcleo que se obtuvo comprando un transformador y utilizando sólo su núcleo. El armado del transformador se realizó de acuerdo a los cálculos que se realizaron previamente.

Al incluir los elementos mencionados en el circuito, se tuvieron señales de salida como las que se muestran en la figura 5.2.



**Figura 5.2**  
Picos de voltaje en la señal troceada

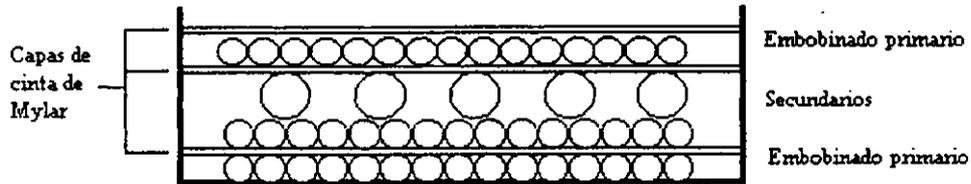
Los picos de voltaje que se observan en la figura anterior tienen dos causas principales, la inductancia de “fuga” y la capacitancia de juntura de los semiconductores.

La inductancia de fuga está referida al acoplamiento magnético de los embobinados con el núcleo. El acoplamiento determina el número de líneas de flujo que pasarán a través del núcleo y la inductancia de fuga se referirá al número de líneas que pasarán a través del aire. Esta inductancia puede ser modelada como un pequeño inductor con núcleo de aire en serie con la inductancia del embobinado principal.

Para minimizar la inductancia de fuga en el transformador existen dos técnicas de embobinado. La primera es llamada embobinado bifilar, donde los alambres a embobinar

se entrelazan antes de ser enrollados en el núcleo, así primario y secundario se encuentran uno junto al otro aumentando el acoplamiento.

Otra de las técnicas utilizadas es llamada “*interleaved winding*”, donde los secundarios se encuentran en el centro del embobinado primario como lo muestra la figura 5.3.



**Figura 5.3**  
Técnica de embobinado *interleaved winding*

Al aplicar la técnica anterior en la construcción del transformador se redujo considerablemente el comportamiento debido la inductancia de fuga.

Otra de las pruebas aplicadas al convertidor de voltaje de CD-CD fue evaluar la potencia de salida y la eficiencia del convertidor. Para ello, se le aplicaron diferentes niveles de carga resistiva a la salida principal y se observó el comportamiento de las señales. Las cargas aplicadas fueron las que se muestran en la siguiente tabla:

Voltaje (V)	Carga( $\Omega$ )	Potencia(W)	Eficiencia(%)
5.1	63	0.41	53
5.1	47	0.55	53
5.1	33	0.79	55
5.1	22	1.18	59
5.1	15	1.73	62
5.1	11	2.36	67
5.1	8.2	3.17	70

**Tabla 5.2**  
Eficiencia del convertidor de voltaje CD-CD

La eficiencia se calculó considerando la corriente y diferencia de potencial de entrada al convertidor y la potencia de salida en la carga.

Como puede observarse, la eficiencia no es tan alta como comúnmente es para un circuito convertidor de voltaje de CD-CD de tipo “*flyback*”, esto debido a los niveles de potencia y diferencia de potencial de nuestro circuito. Sin embargo, la eficiencia aún es muy alta comparada con la proporcionada por un regulador lineal, lo que justifica el uso de este tipo de regulador.

El límite de carga se fijó observando la señal de salida del circuito PWM limitando la potencia de salida al ciclo de trabajo máximo considerado en los cálculos.

Es importante mencionar que el convertidor tiene una salida principal de 5V regulada y dos salidas “esclavas” de 12V y -12V que no son reguladas y varían de acuerdo a las variaciones en la carga de la salida principal. Esto es, cuando se aplica mas carga a la

salida principal, el circuito de control proporciona al transistor una señal con un mayor ciclo de trabajo lo que traduce en mayor potencia a la salida; la salida principal mantiene su nivel de voltaje debido a que varió la carga pero las salidas secundarias, que fijan su nivel de voltaje sólo por una relación de vueltas, varían en su nivel de voltaje.

En el caso que se necesite un nivel estrictamente fijo para todos los valores, es necesario colocar reguladores lineales en las salidas secundarias lo que se traduce en una menor eficiencia del convertidor pero que garantiza una mínima variación en cada una de las salidas.

## 5.2 BLOQUE DE INSTRUMENTACIÓN

### Pruebas al sensor de temperatura

Las pruebas que se realizaron con el sensor de temperatura no tuvieron grandes complicaciones. En principio, se polariza el sensor y se observa la señal de salida comparando los datos de temperatura obtenidos a través de la interpretación de esta señal de acuerdo a las especificaciones del fabricante con datos de temperatura obtenidos con un medidor de temperatura comercial.

El sensor proporciona como salida una señal de voltaje que corresponde a  $10\text{mV}^{\circ}\text{C}$  con una desviación de acuerdo a la comparación de  $1^{\circ}\text{C}$  con un comportamiento lineal.

En situaciones de temperatura ambiente menor a  $0^{\circ}\text{C}$  puede sustituirse el sensor LM35 por el LM135 que proporciona un rango mayor en la medición de temperatura.

### Pruebas al sensor de humedad

El sensor de humedad utilizado, como se mencionó en el capítulo anterior, es de tipo capacitivo. Es necesario entonces transformar la variación de capacitancia en una variación de voltaje o corriente para facilitar su medición.

La primera prueba que se le realiza al sensor es verificar la variación de su capacitancia al variar la humedad; debido a la dificultad al medir la capacitancia a ese nivel (la variación es muy pequeña), para llevar a cabo esta verificación se incluye el sensor en un circuito oscilador monostable basado en el circuito integrado LM555 precedido por un oscilador astable. Al variar la capacitancia del sensor, varía el ciclo de trabajo de la señal del circuito monostable; si cuantificamos su nivel de voltaje de CD por ejemplo con un filtro RC tenemos finalmente una variación de voltaje relacionada con una variación de humedad. El circuito de la figura fue el que se utilizó para llevar a cabo esta prueba.

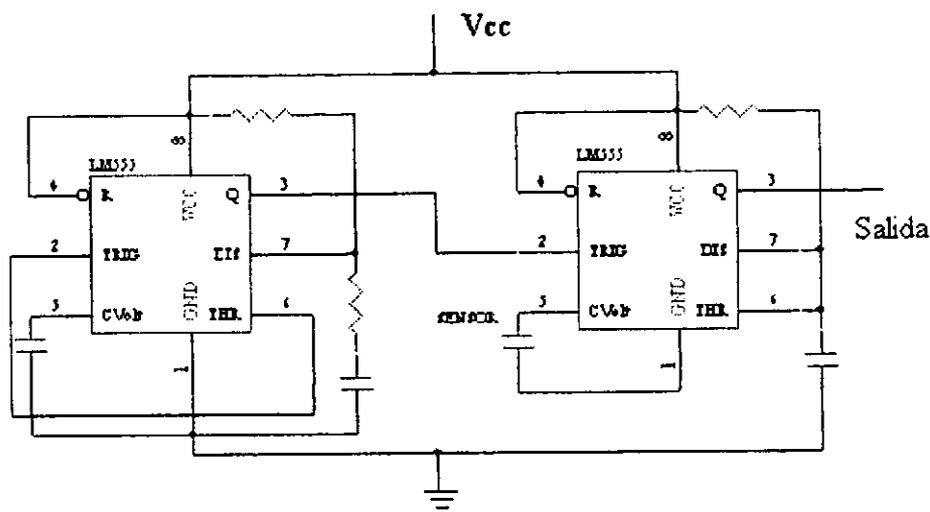


Figura 5.4

Circuito de acondicionamiento utilizado en primera instancia para obtener una variación en una señal de voltaje al variar la humedad ambiente

La variación de voltaje que se obtiene con este circuito es muy poca por lo que se intenta utilizar una opción alterna.

Debido a esto, se decide utilizar otra opción para obtener la relación de voltaje con humedad.

La opción alterna que se decide utilizar es la de incluir al sensor en la configuración de un convertidor de frecuencia a voltaje. La ecuación que relaciona la capacitancia del circuito con la salida de voltaje es la que se muestra a continuación:

$$V_{out} = f_{in} \times 2.09V \times \left( \frac{R_t}{R_s} \right) \times (R_t \times C_t) \quad (5.1)$$

La frecuencia de entrada, el voltaje de polarización y los valores de resistencia que aparecen en la expresión se mantienen constantes por lo que se puede observar que la relación es lineal. El circuito es el que se describió en el capítulo anterior correspondiente al circuito de acondicionamiento de señal para el sensor de humedad.

Las especificaciones del sensor de humedad indican que se tiene una variación de 100 pF por unidad de porcentaje de humedad relativa con una frecuencia de operación de 100kHz pero no indica concretamente su comportamiento en cuanto a su linealidad. En nuestro caso, de acuerdo a las características del circuito convertidor de frecuencia a voltaje, se tiene limitación en cuanto a la frecuencia de entrada. Específicamente se consideró una frecuencia de operación de 4kHz y es conveniente mencionar que a pesar de que se intentó conseguir una relación lineal entre la humedad relativa y la señal de voltaje de salida, la relación final no corresponde a una recta.

5.3 PRUEBAS DEL MODULO DE CONTROL DEL SISTEMA

En esta parte vamos a describir las diferentes actividades que se realizaron después de haber probado los programas que fueron descritos en el capítulo anterior.

Primeramente se realizó un programa para llevar a cabo la simulación del reloj, integramos una serie de *leds* que pudieran simular el estado de un reloj encendiendo y apagando cada segundo, controlado por supuesto por dicho programa, en el cual aprovechando que la implementación de un reloj de tiempo real tiene la característica de despertar al microcontrolador del estado de *sleep*, se utilizó este estado para que el microcontrolador se fuera primeramente a estado de *sleep* y después de un segundo despertar y poder encender al *led* correspondiente. Esto se hizo pensando que el programa principal debería de realizar esta función; es decir estar en estado de *sleep* durante cierto periodo para después realizar el sensado de las señales. El siguiente diagrama de flujo muestra lo antes descrito.

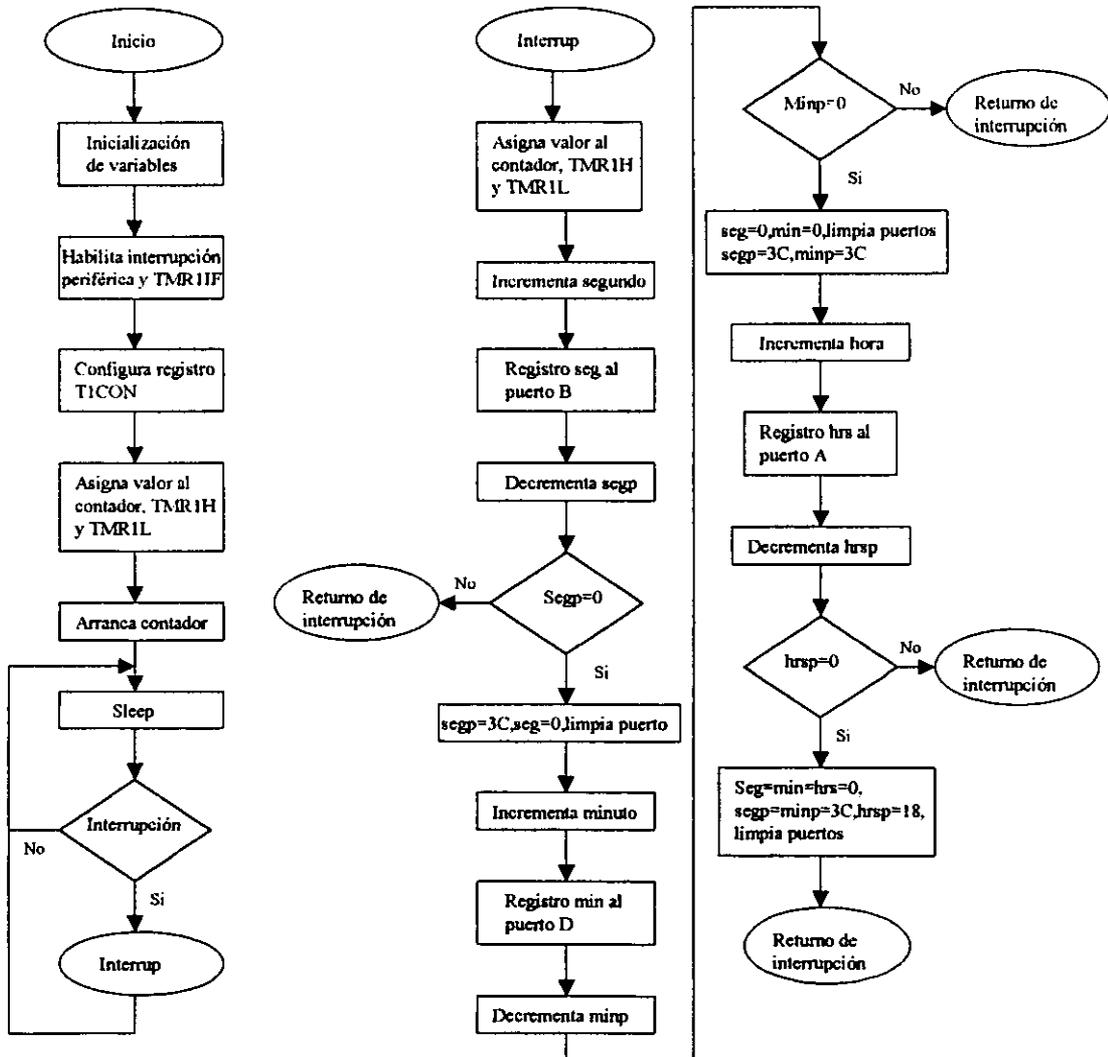
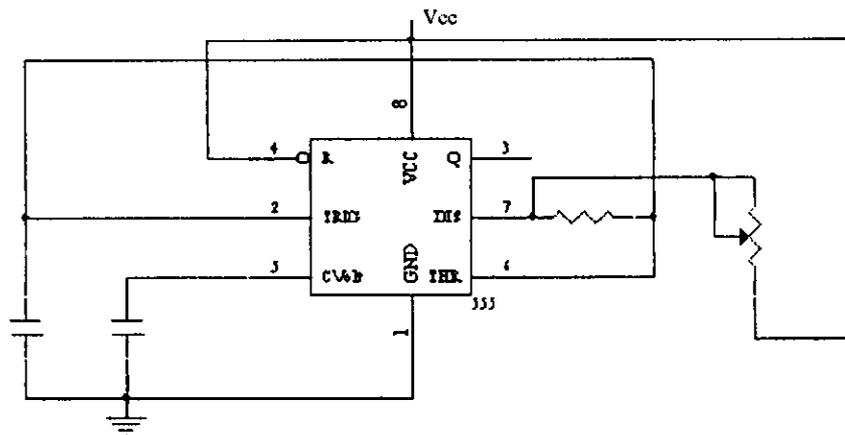


Figura 5.5 Diagrama de flujo del programa para probar el circuito de reloj

La inicialización de variables envuelve la declaración de los puertos como salida de datos, después se habilita la interrupción periférica y la interrupción del *timer1*, también hay que asignar la forma en que trabaja dicho *timer1*, esto se realiza con ayuda del registro *TICON*, en el cual se habilita el oscilador, la fuente de reloj para el *timer1*, y si va a trabajar de modo síncrono o asíncrono, este último fue el que se eligió debido a nuestros propósitos. El *timer1* se encuentra trabajando en un modo de contador asíncrono para permitir que siga incrementando a pesar de que el microcontrolador se encuentre en un estado de *sleep* y además nos permite sacarlo de este estado. El oscilador externo que está utilizando es de 32KHz, que es el que influye directamente en el tiempo que tarda en realizar la interrupción, esto en base con el valor que se encuentre en los registros *TMR1H* y *TMR1L*, del que está compuesto el *timer1*, que en este programa fueron de 7Dh y 00h respectivamente. Al efectuarse la interrupción cada segundo el microcontrolador incrementaba el registro *seg* en uno y asignaba dicho valor al puerto B, por donde se le daba salida. El registro *segp* es un registro creado en *RAM* con un valor de 3Ch, 60 segundos, el cual nos sirve para determinar cuando han transcurrido los 60 segundos; misma función tienen los registros *minp* y *hrsp* para los minutos y horas respectivamente.

Al realizar la prueba anterior nos dimos cuenta que sería muy difícil sincronizar el reloj, por lo cual se decidió realizar un cambio en una de las resistencias por lo cual en su lugar fue colocado un potenciómetro, con el que se tuvo un mejor resultado. El siguiente diagrama muestra la configuración final.



**Figura 5.6**  
Cambio realizado al circuito de reloj

En el momento en que se realizó el grabado de los datos en la memoria nos dimos cuenta que en algunas ocasiones los datos no eran grabados en la memoria, por lo que las localidades continuaban con un valor de FF. Esto nos llevó a realizar un cambio en el programa de escritura, el cual consistió en anexar una rutina para la detección de error en el momento de escribir, la rutina es muy sencilla y lo que realiza es leer el dato que fue escrito y compararlo con el valor esperado y si esta comparación resulta exitosa se continúa con el programa principal, de lo contrario se intenta nuevamente grabar el dato hasta 25 veces, una vez terminadas las 25 veces se prosigue con el programa principal haya o no haya sido exitosa la comparación.

La diferencia es únicamente en esta parte pues las subrutinas que ya se tenían no fueron modificadas, incluso el contador de direcciones. Con esta rutina se logró que las localidades de la memoria presentaran el valor deseado, teniendo así un mejor comportamiento en el grabado de los datos. La primera comparación que se realiza es con el registro *hrs*, el cual es el que contiene la hora en que se realiza el muestreo de los datos, este es el dato que precisamente es introducido desde el primer momento con la ayuda del *latch* y que después va incrementando, es por eso que el valor del dato de salida de la memoria es comparado con este registro; algo muy similar sucede con el registro *min*, el cual, al igual que el registro anterior tiene un comportamiento similar. Para los tres casos restante hay que recordar que en el momento en que se ha realizado la conversión, el resultado es colocado en el registro *ADRES*, el cual es llevado al puerto B para la escritura en la memoria y además es colocado en una variable auxiliar denominada *tempc*, esta variable es la que después no sirve para realizar la comparación. La figura siguiente muestra el diagrama de flujo del programa de escritura con la modificación antes descrita.

Otra modificación que se realizó fue utilizar el valor del preescalar que se encuentra en el registro *TICON* para aumentar el tiempo en que el microcontrolador se encuentra en estado de *SLEEP*, el tiempo se incrementó a 15s, con esta modificación los valores de los registros *TMR1H* y *TMR1L* cambiaron a 15h y 9Fh respectivamente y el valor del registro *segp* cambió a 4h.

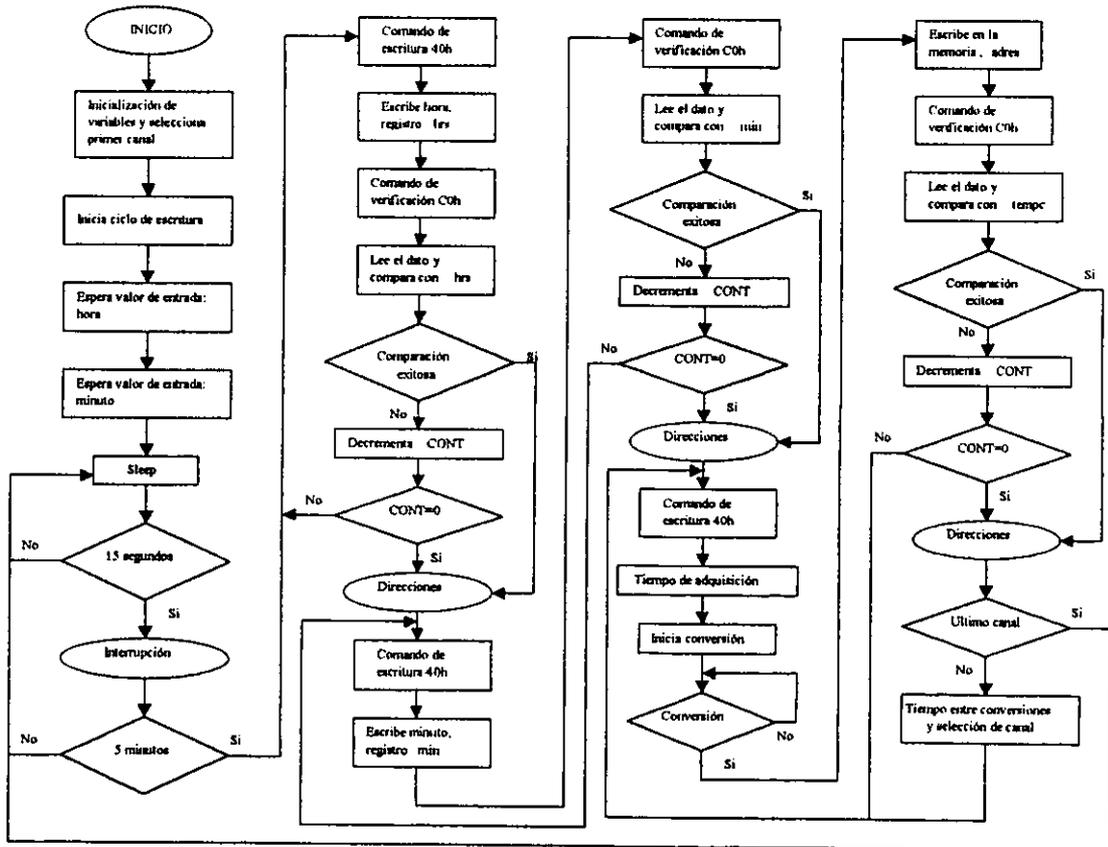


Figura 5.7  
Ciclo de escritura con verificación de error al escribir a la memoria

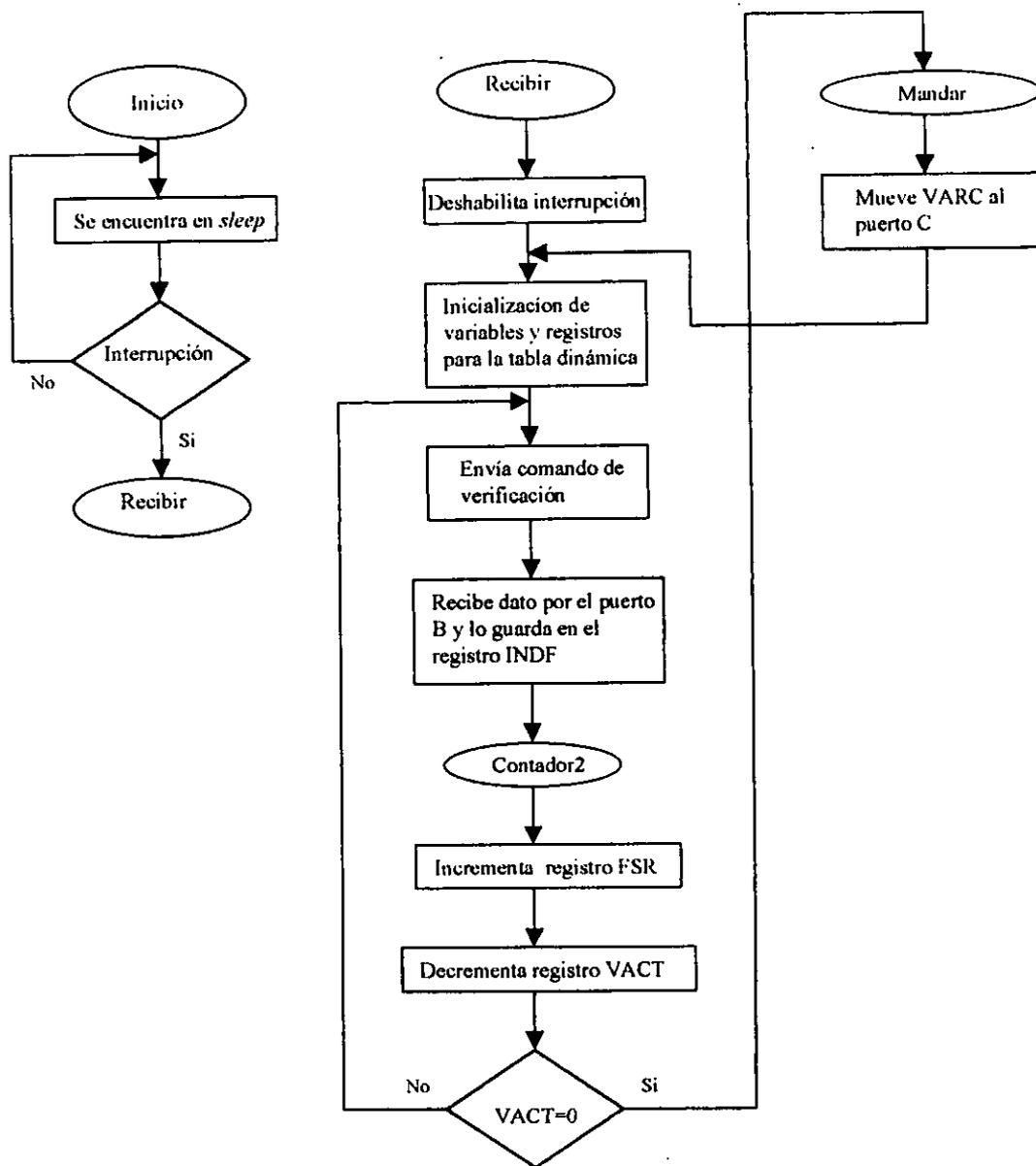


dividir en paquetes de datos, por lo que se decidió enviar en paquetes de 60 datos, debido a lo cual el programa sufrió un gran cambio con respecto al presentado anteriormente.

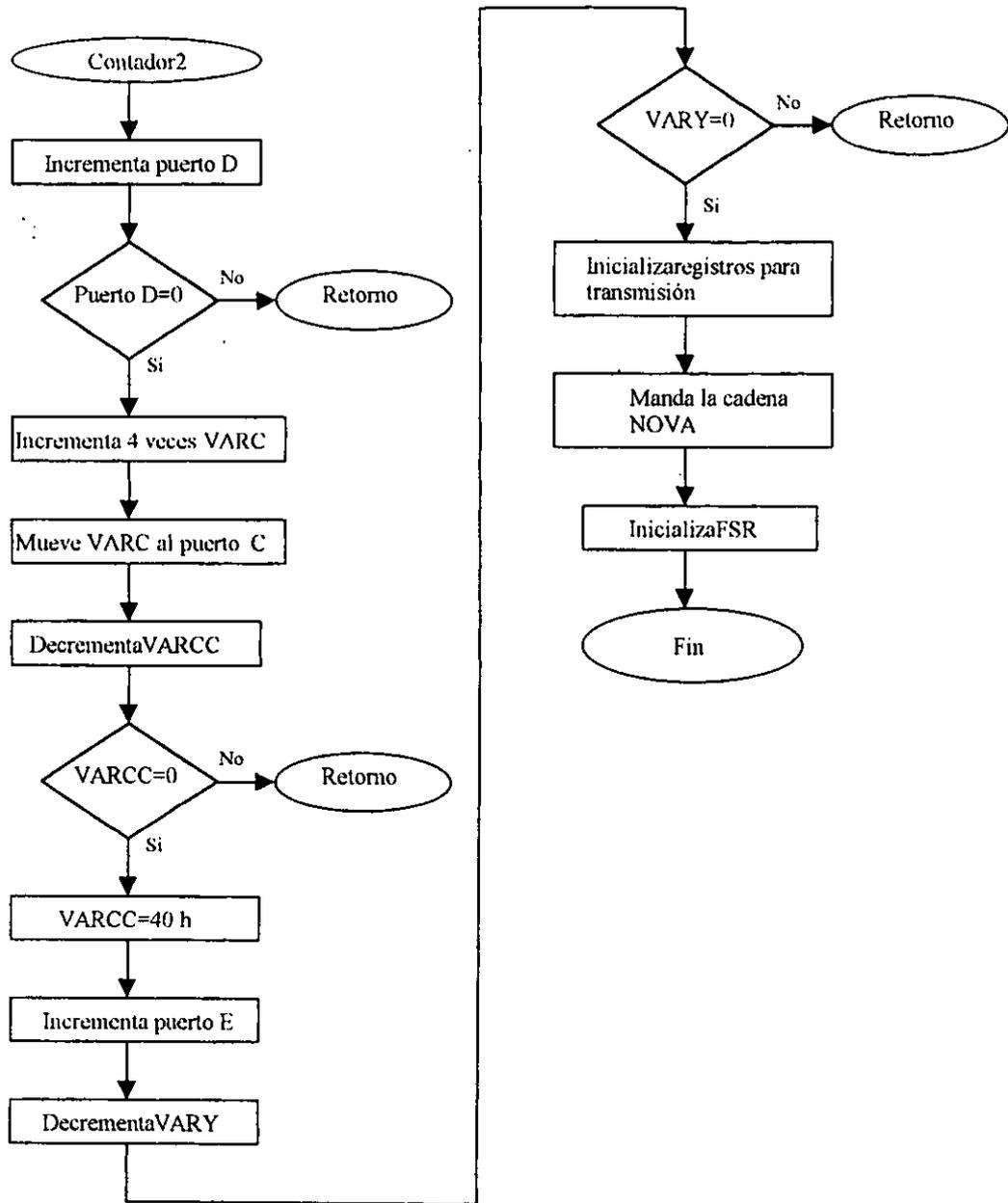
Para determinar el inicio del bloque se pensó en que la aplicación debería mandarle a la tarjeta una letra para establecer la comunicación y la tarjeta debería de regresarle la misma letra como respuesta. A esta comunicación entre la tarjeta y la aplicación se le añadió otra característica, esta fue que la aplicación debería de enviar una letra adicional para iniciar la transmisión del bloque de datos. Este ciclo de comunicación entre la tarjeta y la aplicación se establece por cada bloque de datos que es enviado, para de esta manera asegurar que no se pierde la comunicación.

Al diseñar este programa nos dimos cuenta de la necesidad de realizar una tabla de datos, en la memoria *RAM* del microcontrolador, que nos sirviera para almacenar de manera temporal los 60 datos que fueran leídos de la memoria, para poder ser transmitidos. En este caso, para la realización de esta tabla nos auxiliamos del direccionamiento indirecto. En este direccionamiento se tienen dos registros, *INDF* y *FSR*. Este direccionamiento es posible utilizando el registro *INDF*, cualquier instrucción realizada sobre dicho registro se ve reflejada sobre el dato al que apunta el registro *FSR*. El diagrama de la figura 5.9 muestra lo antes descrito.

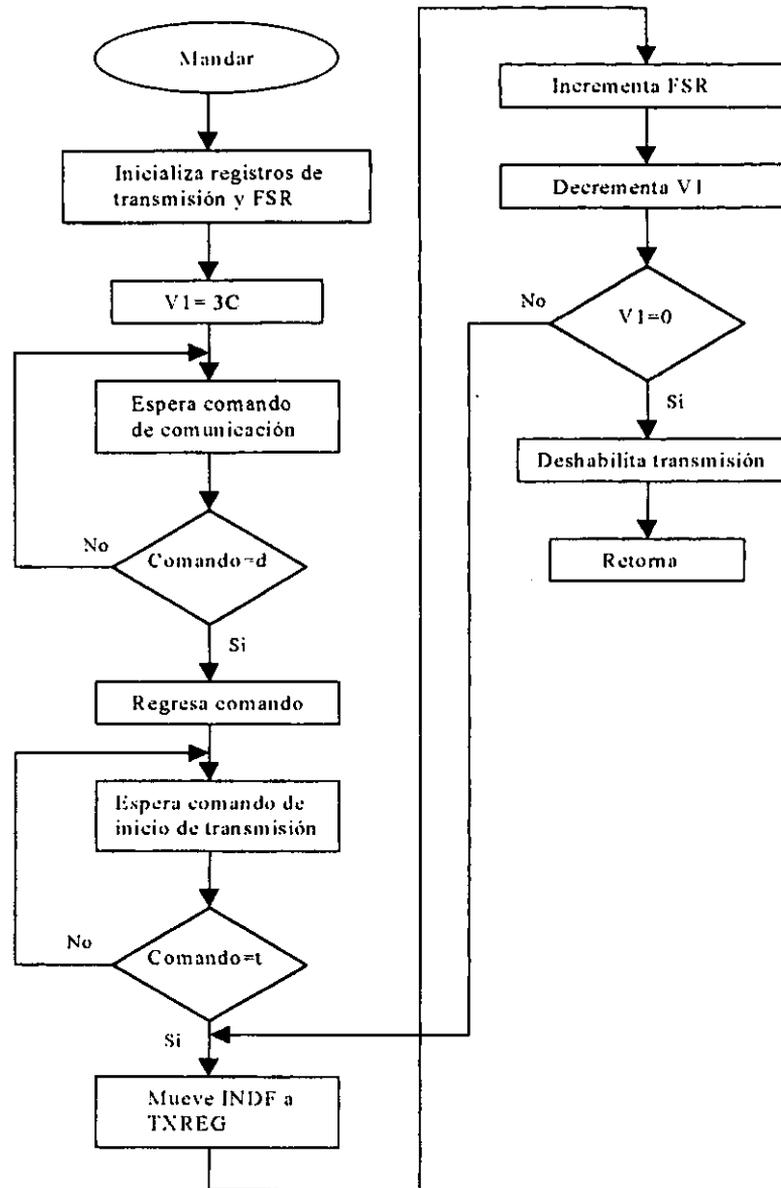
El programa inicia esperando el cambio de nivel en el puerto B, después de que se produce la interrupción se deshabilita la interrupción antes descrita, el programa continua en la parte de recibir, los datos que son leídos de la memoria son grabados en la tabla que se encuentra en la *RAM* en la localidad especificada por el registro *FSR*, la variable *VACT* es la que lleva la cuenta de los 60 datos que componen el bloque, es por ello que al decrementar su valor hasta cero nos lleva a una subrutina de *mandar*. Al término de esta subrutina se puede observar que hay una operación que mueve el contenido del registro *VARC* al puerto C, esto es debido a que el puerto C tiene dos funciones asignadas, la primera de ellas es puerto entrada/salida para el direccionamiento de las localidades de la memoria y además es puerto serial para transmitir y recibir los datos; también hay que recordar que es la entrada de una señal de reloj, es por eso que *VARC* es utilizada como un registro auxiliar para el manejo de las direcciones de memoria que corresponden al puerto C en lugar de hacerlo en forma directa con dicho puerto, además de que guarda el valor del puerto C cuando este se convierte en puerto serial para la transmisión. La razón por la cual dicho registro, y subsecuentemente el puerto C, es incrementado en cuatro es debido a que la entrada de la señal de reloj se tiene en la terminal 0 del puerto, pero además de esto al habilitar el oscilador del *timer1* la terminal 1 del puerto C se convierte en entrada, es decir el valor *TRISC<1>* es ignorado.



**Figura 5.9**  
Ciclo de lectura considerando la creación de una tabla dinámica



**Figura 5.10**  
Continuación de la figura 5.9



**Figura 5.11**  
Continuación de la figura 5.9

En el transcurso del presente capítulo se revisaron las pruebas que condujeron a la integración y correcto funcionamiento del sistema; sin embargo, la prueba final incluye los resultados obtenidos presentados en el siguiente capítulo.

# CAPÍTULO 6

## RESULTADOS Y CONCLUSIONES

En el presente capítulo se van a presentar las observaciones que se pueden hacer acerca del desarrollo en el que se trabajó así como de los resultados obtenidos y las posibles mejoras al sistema o la extensión de las funciones del sistema de adquisición de datos.

Como se ha hecho en capítulos anteriores, se considera al sistema como una entidad formada por varios bloques. Las observaciones y resultados se hacen para cada uno de los bloques y los resultados finales corresponden al sistema completo.

### 6.1 SISTEMA FOTOVOLTAICO

El sistema fotovoltaico que se obtuvo cumplió con las pruebas correspondientes a un ciclado diario, sin embargo, no fue posible obtener datos correspondientes a su funcionamiento en periodos estacionales de condiciones adversas. En las pruebas realizadas a dicho sistema, se comprobó el correcto funcionamiento del bloque integrándolo y observando su comportamiento de carga y descarga de la batería, de niveles de voltaje a la salida del convertidor y las variaciones máximas que hubo en estos niveles que estuvieron dentro de los límites esperados.

Es interesante hacer la observación correspondiente al acoplamiento del panel solar con el acumulador.

En el sistema que se presenta, se utilizó para el acoplamiento la forma más comúnmente utilizada, esta es el acoplamiento por medio de diodo de bloqueo. Como se mencionó en el capítulo correspondiente al diseño del sistema, la eficiencia de este tipo de acoplamiento alcanza en promedio 80%. Teniendo en cuenta que la energía eléctrica obtenida a través de un panel fotovoltaico aún resulta costosa comparada con el costo de la energía obtenida por métodos convencionales; es bueno mencionar que puede mejorarse esta eficiencia colocando en lugar de un acoplamiento a través de diodo, un acoplamiento a través de un convertidor de voltaje de CD-CD de mayor eficiencia. Esta opción es aplicable a sistemas con mayor potencia en los que puede obtenerse una mejor eficiencia en los convertidores; este comentario tomando en cuenta que nosotros incluimos un convertidor que alcanzó una eficiencia de 65% para la potencia manejada lo que nos inclinó a la utilización del diodo de bloqueo como sistema de acoplamiento del panel-batería.

## 6.2 BLOQUE DE INSTRUMENTACIÓN

Dentro del bloque de instrumentación puede mencionarse el trabajo realizado en cuanto a las variables de humedad y flujo luminoso. El desarrollo incluyó etapas correspondientes a caracterización del sensor en el cual fue posible obtener las expresiones que describen el comportamiento de los sensores y que nos permitieron interpretar las variaciones en la señal que proporcionan. Fue bastante constructivo desarrollar el bloque de instrumentación desde sus bases aplicando conocimientos matemáticos en un proyecto que finalmente resultó funcional.

Uno de los problemas del sensor de humedad es su sensibilidad ante condiciones ambientales adversas tales como la contaminación atmosférica, aunque, de acuerdo a las zonas a las que se enfoca el sistema de adquisición este problema es raro. En el caso que el sensor por algún motivo necesite operar en este tipo de ambiente, es conveniente colocar un filtro que elimine partículas suspendidas para de este modo alargar el tiempo de vida útil del sensor.

Una de las observaciones que pueden hacerse en este punto es la dificultad que se tiene para conseguir sensores tan particulares como los enfocados a la medición de humedad y flujo luminoso.

Existe en el mercado, por ejemplo, un sensor de humedad que presenta muchas ventajas para un sistema como el que se desarrolló. El sensor es un elemento que necesita solo polarización y entrega una señal de voltaje que se relaciona linealmente con la humedad relativa; el sensor como puede suponerse presenta ventajas de facilidad de uso pues el acondicionamiento es bastante simple y consumo de potencia, factor importante en nuestro caso. Sin embargo, no fue posible conseguir el sensor aunque es posible integrarlo en el futuro a nuestro sistema sin mayor dificultad.

## 6.3 PROGRAMA DE COMUNICACIÓN

El programa de comunicación que se obtuvo presentó muchas ventajas en cuanto al procesamiento de los datos provenientes de la tarjeta de adquisición pues presenta una característica importante que es su flexibilidad para adaptarse a posibles variaciones en la

naturaleza de los datos que recibe, en el incremento del número de variables y en el tratamiento matemático que se realiza con cada tipo de dato.

Una observación pertinente es la limitación que ofrece la hoja de cálculo de *Excel* y en general el software que trabaja en el ambiente de *Windows* en cuanto al número de datos que se pueden graficar. En nuestro caso, es necesario dividir el total de datos en cuatro archivos para poder trabajar adecuadamente en la hoja de cálculo. Una posible mejora en este aspecto consideraría el uso de alternativas que no presentaran esta limitación. Sin embargo, aún cuando el sistema por esta razón representa un poco más de tiempo de procesamiento, el sistema es funcional.

#### 6.4 BLOQUE DE CONTROL

Una de las primeras observaciones que debemos mencionar es que se logró realizar esta etapa con un sistema de desarrollo no tan sofisticado, lo cual es muy importante, pues existen otros del mismo fabricante con mejores características, pero que se hubiera visto reflejado en un costo al tratar de adquirirlo.

Una mejora que se puede realizar a nuestro sistema es la utilización de un reloj con mayor exactitud, ya que el reloj que fue implementado se desarrolló a partir de un modelo muy simple y que no alcanzaría a cubrir los requisitos en una aplicación donde se tuviera que fijar el error del reloj.

Para lograr un crecimiento de este bloque podríamos pensar primeramente en afectar al programa para que este efectuara el sensado de las variables de manera distinta y de esta manera postergar o disminuir el tiempo máximo que se tiene para alcanzar la capacidad de la memoria.

El integrar otra memoria al sistema implicaría reestructurar de manera física a la tarjeta y por supuesto una variación en los programas del microcontrolador. Respecto al convertidor se podría aumentar el número de entradas analógicas pero se tendría que modificar físicamente a la tarjeta y además del programa. Con lo anterior es claro que una expansión del sistema en esta parte debe ser planeada de manera minuciosa.

Una de las mejoras que se puede realizar al bloque de control es en el programa de escritura, ya que en las gráficas se puede observar cierta irregularidad, esta puede deberse a que el sistema solamente obtiene un solo valor por cada sensor y los escribe en la memoria; pudiendo tener algún factor que propicie este comportamiento en el momento de adquirir el valor se plantea que se puede realizar una adquisición mayor de datos por cada sensor y determinar por *software* un valor representativo a partir de los obtenidos.

## 6.5 RESULTADOS

Como parte de nuestro trabajo realizamos las mediciones correspondientes a nuestras variables en un tiempo de una semana para obtener nuestra base de datos y las gráficas correspondientes del comportamiento que tuvieron dichas variables en el transcurso de este tiempo.

Los datos corresponden a la semana del 6 al 13 de Enero del 2000. El sensado se inició el día 6 de Enero a las 16 horas.

Las gráficas que se anexan muestran el comportamiento de las variables durante esta semana.

Iniciamos con la gráfica correspondiente a la humedad relativa, el comportamiento que muestra la gráfica indica que el valor de humedad más alto se presenta entre las 4 y 5 de la mañana en días soleados. Es conveniente mencionar que el día 7 de Enero fue un día nublado lo que se reflejó en la gráfica obtenida pues los datos de humedad se mantuvieron en un nivel alto.

También puede observarse en la gráfica un ciclado diario en el que la humedad se incrementa durante la noche y disminuye en el día, la variación estuvo entre 27 y 55% de humedad relativa. La gráfica 1 muestra lo antes descrito.

Con respecto a la gráfica de temperatura, ésta presenta igualmente un comportamiento cíclico, su variación se encuentra entre 3 y 24 °C con el mínimo de temperatura entre las 5 y 7 horas y el máximo entre las 12 y 14 horas. Puede mencionarse que los datos de temperatura correspondientes al 7 de Enero reflejaron que éste fue un día frío registrando una temperatura máxima de 17 °C, esto se puede observar en la gráfica 2.

La gráfica de intensidad como es de esperarse muestra un comportamiento cíclico. En ésta se puede definir si es de día o de noche, pues como se mencionó el espectro de la celda es similar al del ojo humano por lo que en la noche el sensor no detecta flujo luminoso. Es necesario comentar que el sensor presentó limitaciones cuando existe poca iluminación, esto es, cuando hay luna, el ojo humano detecta iluminación; nuestro sensor no proporciona un nivel de voltaje detectable considerando la resolución del convertidor analógico digital. Además, el sensor deja de proporcionar una salida detectable por las tardes cuando se oculta el sol aún cuando existe cierto grado de iluminación; durante el periodo sensado, esto ocurrió a las 18:45 horas. La gráfica 3 muestra el comportamiento de dicha variable.

Las gráficas muestran una estrecha relación entre las tres variables; tomando por ejemplo el caso del día 7 de Enero, la humedad se mantuvo en un nivel alto y la temperatura e intensidad en un nivel bajo; se puede deducir de esto considerando la región de estudio que estos datos corresponden a un día nublado. Esto se observa en la gráfica 4.

En la gráfica 5 se tiene el comportamiento de las variables en el primer día de sensado, en la que se puede observar de mejor manera la estrecha relación que existe entre ellas.

Para llevar a cabo una comparación que nos diera una referencia acerca de los datos obtenidos por nuestro sistema, durante el tiempo de adquisición de datos se registraron los valores correspondientes a las variables en los instrumentos utilizados en la caracterización para el caso del sensor de humedad y el de temperatura, posteriormente, al terminar el tiempo de prueba del sistema se compararon los datos obtenidos de esta forma con los datos proporcionados por el sistema de adquisición de datos obteniéndose una

aproximación aceptable con un error máximo entre estos datos de 5% de HR para el caso de humedad y de 1 °C para el caso de temperatura.

En la gráfica 6 se presenta otro día en la que se muestra un comportamiento diferente al día mostrado en la gráfica 5, el cual fue un día nublado.

## 6.6 CONCLUSIONES

Las ventajas que presenta un sistema comercial enfocado al control de un proceso similar al que se desarrolló son su ambiente de programación en un lenguaje de alto nivel y la flexibilidad que presentan en cuanto al ámbito de aplicaciones posibles.

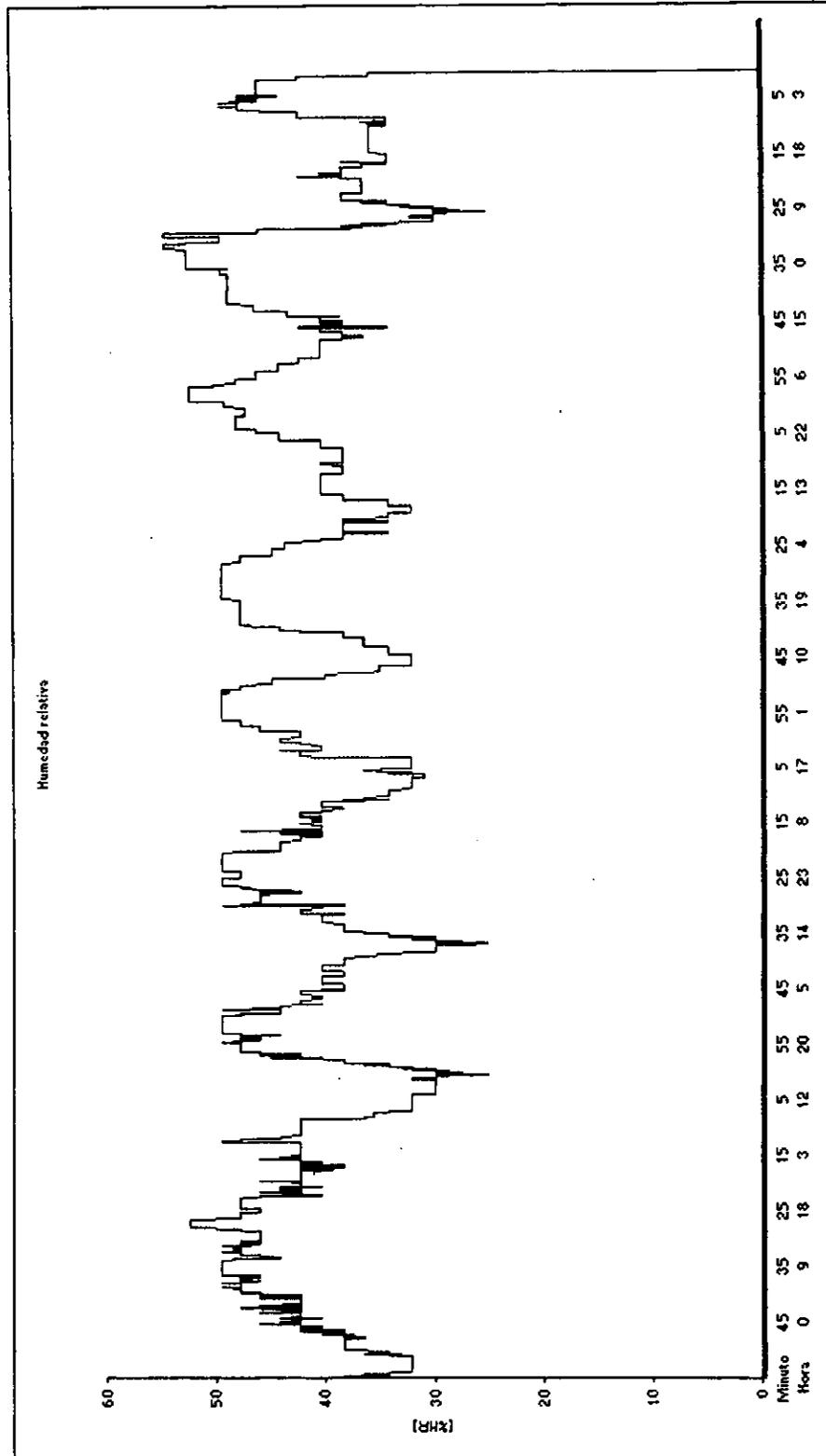
Algunos de los problemas que presenta son un costo bastante más elevado al costo final que se obtuvo en nuestro caso y el desperdicio de recursos que en muchos casos se tiene al utilizar un sistema comercial, es decir, el proceso es simple comparado con los alcances del sistema.

Nuestro sistema es un desarrollo compacto y funcional que resuelve un planteamiento de un problema muy particular haciendo uso eficiente de los recursos con que se cuenta. Presenta una opción confiable para la satisfacción de una necesidad a un menor costo.

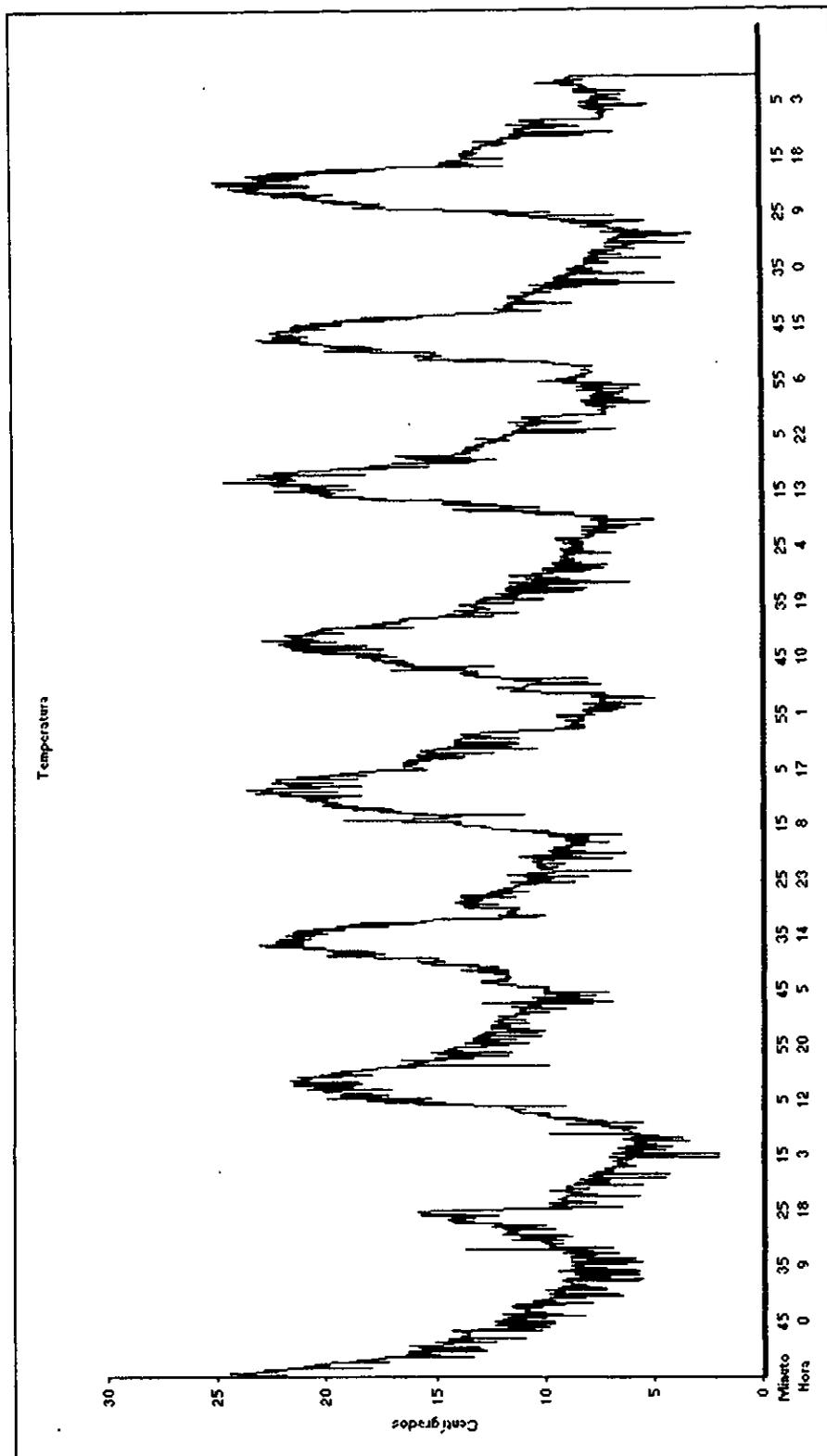
A continuación se enumeran las características del sistema obtenido:

- Costo inferior a sistemas comerciales similares
- Bajo consumo de potencia
- Autonomía energética
- Confiable en la obtención de datos de las variables propuestas
- Facilidad de uso
- Rangos de medición
  - Humedad 10% a 90% HR
  - Temperatura 0 °C a 53 °C
  - Flujo luminoso 1 lm a 180 lm
- Resolución
  - Humedad 1% HR
  - Temperatura 0.2 °C
  - Flujo luminoso 1 lm
- Error máximo
  - Humedad  $\pm 5\%$  HR
  - Temperatura  $\pm 1$  °C
  - Flujo luminoso  $\pm 1$  lm
- Tiempo máximo de almacenamiento de datos: 3 meses
- Periodo de muestreo: 5 minutos
- Consumo de potencia: 1.9 W

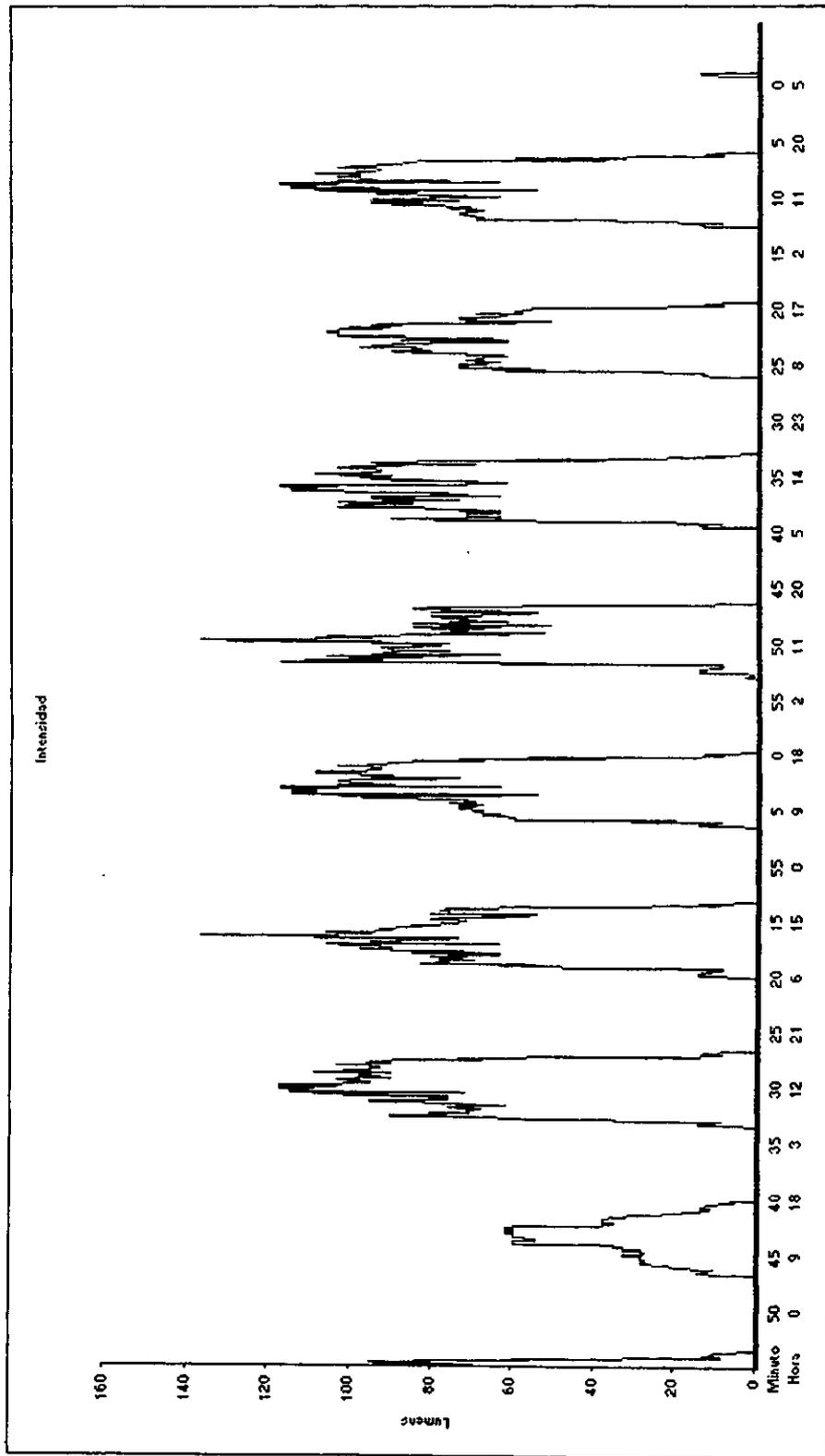
- **Peso**
  - Bateria: 2550 g
  - Panel solar: 2375 g
  - Sistema: 1080 g
  
- **Dimensiones**
  - Sistema 16 x 16 x 9 cm
  - Panel solar 89 x 25 x 0.8 cm
  - Bateria 15.5 x 7 x 19.5 cm
  
- **Sensores**
  - Humedad: Tipo capacitivo, comportamiento no lineal.
  - Temperatura: Sensor de circuito integrado (basado en unión p-n), comportamiento lineal.
  - Flujo luminoso: Tipo fotovoltaico, comportamiento no lineal.



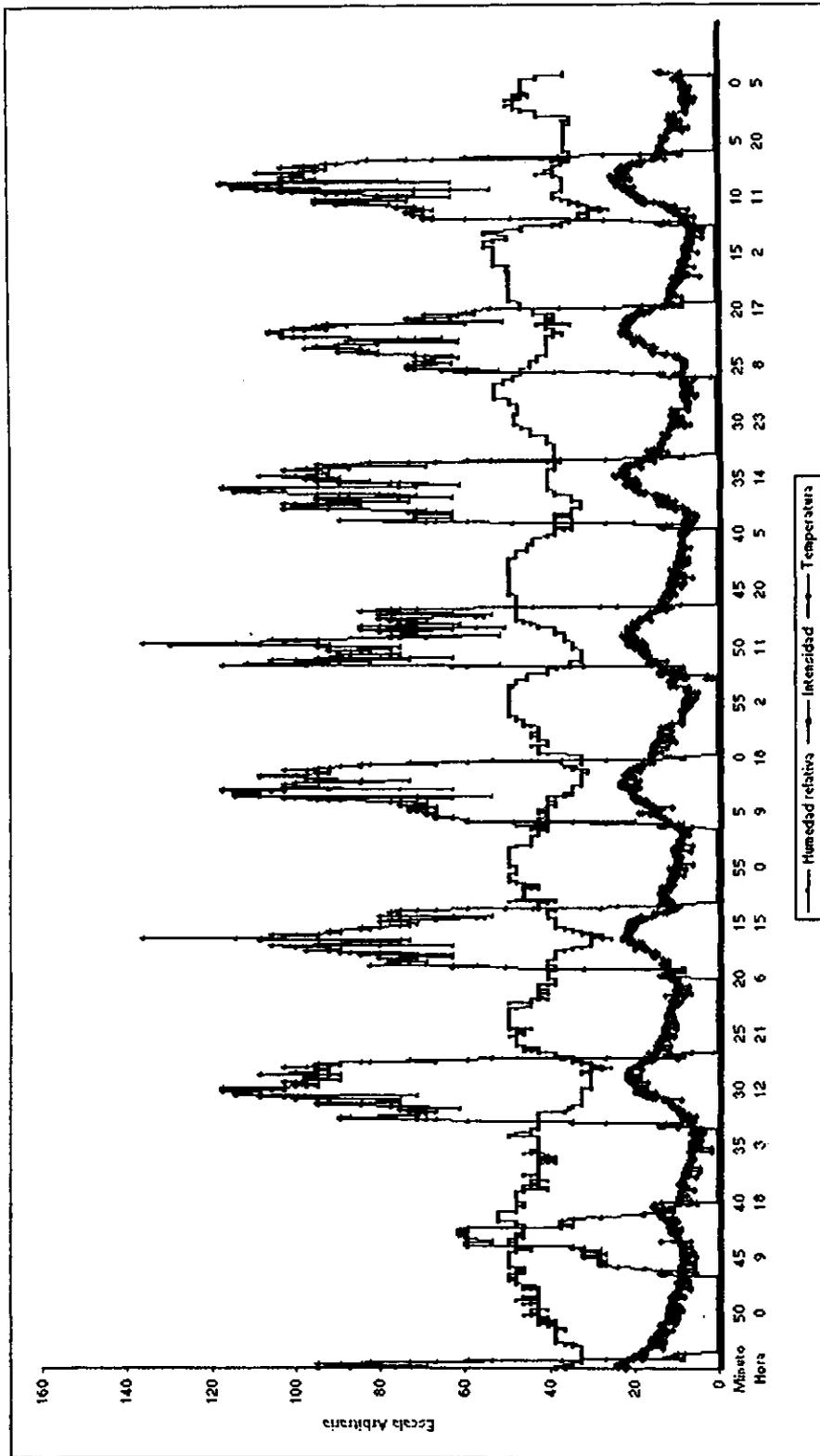
Gráfica 1



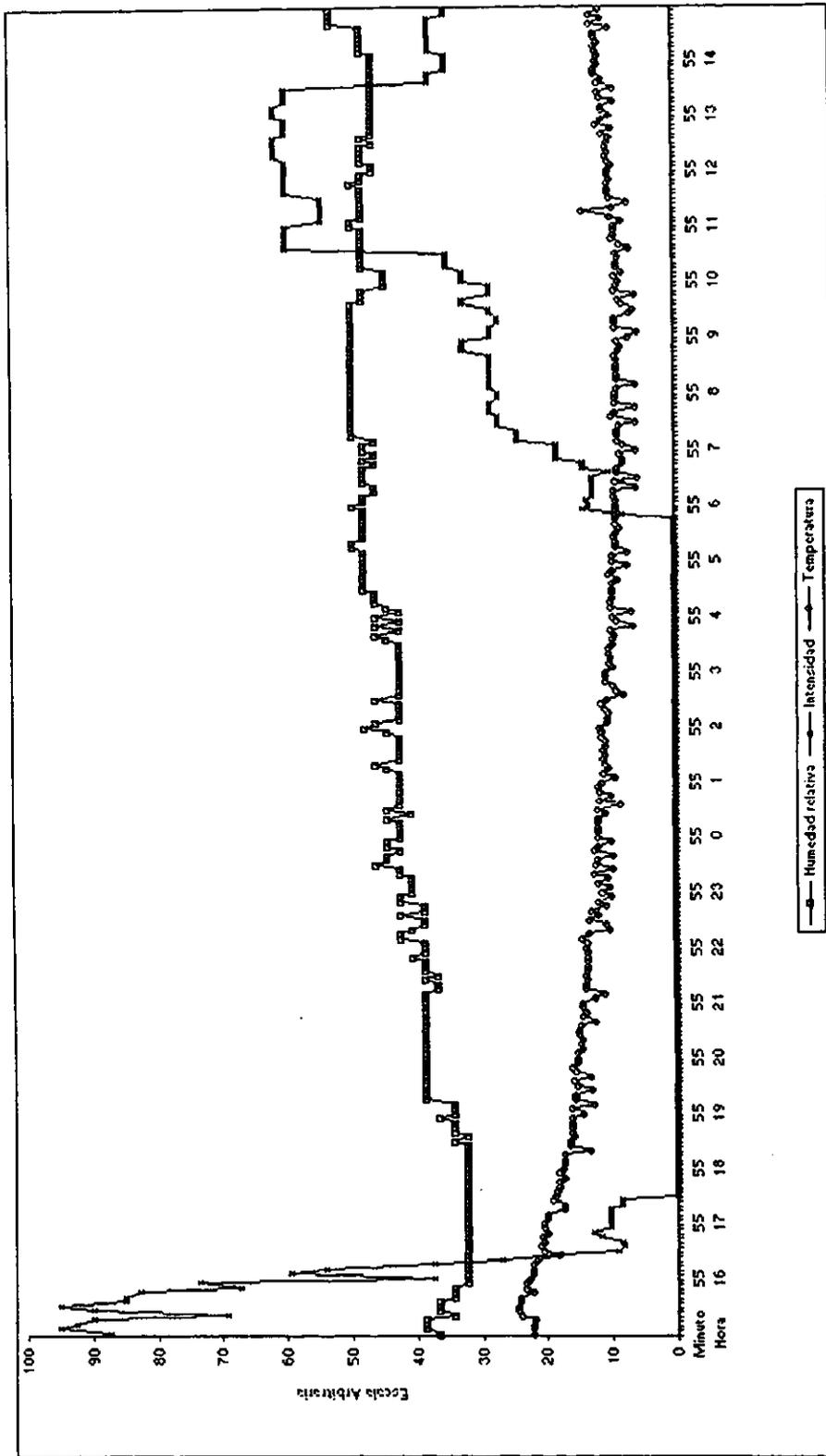
Gráfica 2



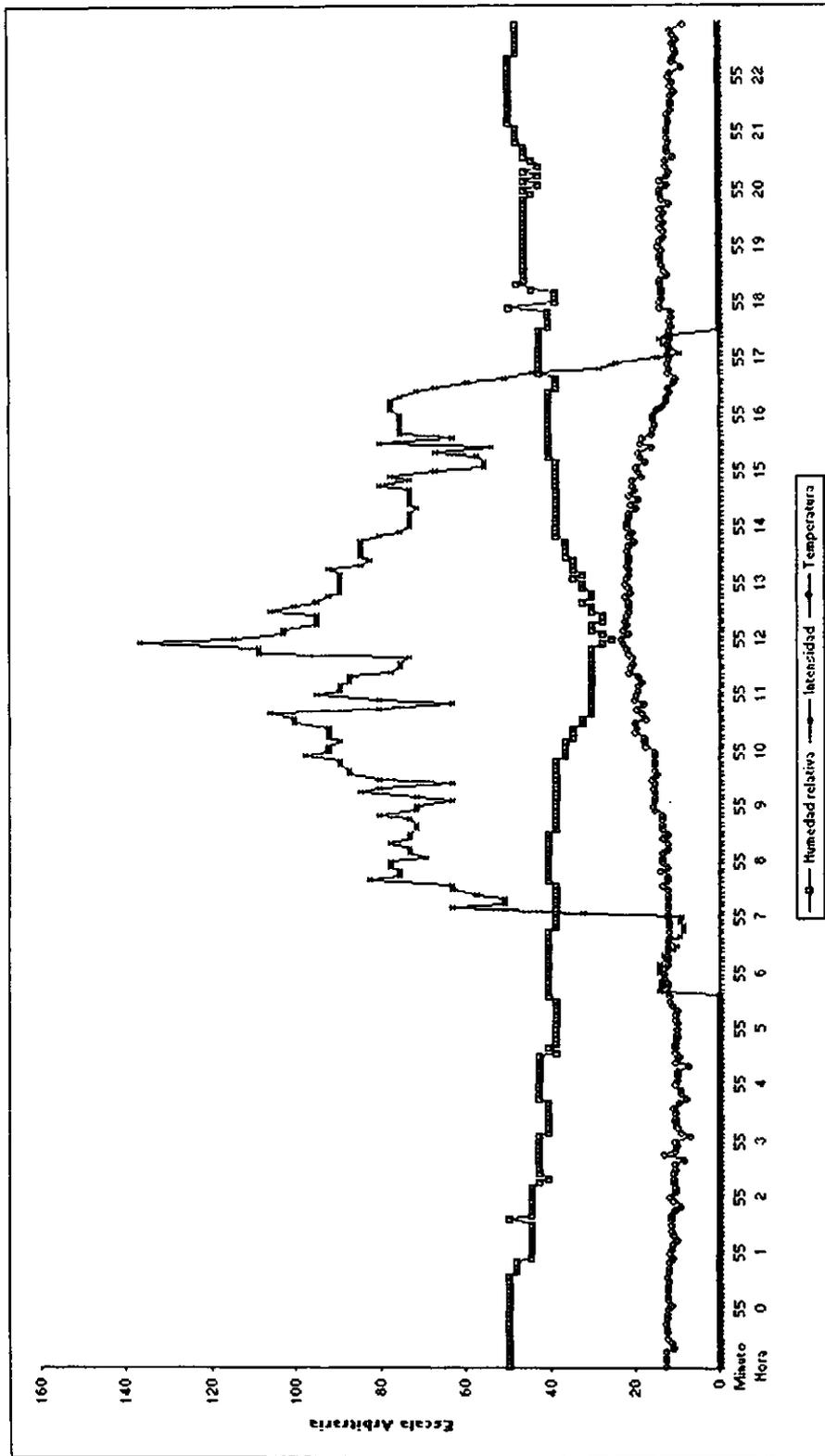
Gráfica 3



Gráfica 4



Gráfica 5



Gráfica 6

## BIBLIOGRAFÍA

---

- Sensores y Acondicionadores de señal  
Ramón Pallas Areny  
Marcombo
  - Instrumentación Electrónica Moderna y técnicas de medición  
Willian D. Cooper, Albert D. Helfrick
  - Applied Electronic Instrumentation and Measurement  
David Buchla, Wayne McLachlan
  - Measurement Systems Application and Desing  
Ernest O. Doebelin  
McGraw Hill
  - Microprocessors and Microcomputers Hardware and Software  
Ronald J. Tocci, Frank J. Ambrosio  
Prentice Hall
  - Power Supply Cookbook  
Brown Marty  
Ed. Butterworth-Heinemann, USA 1994
  - Handbook of Batteries  
David Linden  
Second Edition McGraw Hill
  - Electricidad Solar  
Ingeniería de los sistemas fotovoltaicos  
E. Lorenzo  
Universidad Politécnica de Madrid
  - Switching Power Supply Design  
Presman, Abraham J.  
McGraw Hill  
USA 1991
  - Energía Solar Fotovoltaica  
Luis Castañer Muñoz  
Ediciones UPC
-

## APENDICE A

### REGISTRO STATUS.

El registro STATUS contiene el estado aritmético de la ALU, el estado de RESET y los bits de preselección de página para la memoria dato. El registro STATUS puede ser el destino para cualquier instrucción, como cualquier otro registro. Si el registro STATUS es el destino para alguna instrucción que afecta los bits Z, DC, o C, entonces la escritura en estos tres bits es deshabilitada. Estos bits son 1 ó 0 según la lógica.

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R-1	R-1	R/W-x	R/W-x	R/W-x
IRP	RP1	RP0	TO	PD	Z	DC	C
bit7					bit0		

C: Bit Carry /  $\overline{\text{Borrow}}$  . Para instrucciones de ADDWF y ADDLW.

1= Se produce un carry a la salida del bit más significativo.

0= No se produce carry.

DC: Bit de Digit Carry /  $\overline{\text{Borrow}}$  . Para instrucciones de ADDWF y ADDLW.

1= Se produce un carry en el 4to bit de menor orden.

0= No se produce carry.

Para Borrow la polaridad es inversa.

Z: Bit cero.

1= El resultado de una operación lógica o aritmética es cero.

0= El resultado de una operación lógica o aritmética no es cero.

$\overline{\text{PD}}$  : Bit power down.

1= Después de power-up o por un comando CLRWDT.

0= Por la ejecución de una instrucción SLEEP.

$\overline{\text{TO}}$  : Bit time-out.

1= Después de power-up y por instrucciones SLEEP y CLRWDT.

0= Tiempo de descanso en el watchdog ha ocurrido.

RP<1:0>: Bits de selección de página de registro para direccionamiento directo

00= Banco 0 (00h - 7Fh).    01= Banco 1 (80h - FF)

10= Banco 2 (100h - 17Fh)    11= Banco 3 (180h - 1FF)

Cada página tiene 128 bytes. Solamente el RP0 es usado por el PIC16C65.

IRP: Bit de selección de página de registro para direccionamiento indirecto.

El IRP no es usado por el PIC16C74.

**REGISTRO INTCON.**

El PIC16C74 tiene distintas fuentes de interrupción:

1. Interrupción externa desde el pin *RBO/INT*.
2. Sobreflujo en el *TIMER0*.
3. Interrupción en el cambio de los bits *RB<7:4>*.
4. Sobreflujo en el *TIMER1*.
5. Compara periodos en el *TIMER2*.
6. Captura, comparación o una salida *PWM*.
7. El puerto serial síncrono.
8. El puerto paralelo esclavo lectura/escritura.
9. Interrupción al final de una conversión.
10. Interrupción *USUART* o *SCI*

Las interrupciones individuales pueden ser deshabilitadas a través de su correspondiente bit de máscara en el registro *INTCON*. El bit *GIE* es limpiado cuando se produce un reset.

Cuando una interrupción es respondida, el *GIE* es limpiado para deshabilitar cualquier otra interrupción, la dirección de retorno es llevada al *stack* y el *PC* es cargada con 0004h.

R/W-0	R/W-x						
GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF
bit7						bit0	

**RBIF:** Bandera de interrupción en cambios de RB.

1= Cuando al menos una de las entradas *RB<7:4>* cambia. Debe ser limpiada por software.

0= Ninguno de las entradas *RB<7:4>* ha cambiado.

**INTF:** Bandera de interrupción externa.

1= La interrupción externa *INT* ha ocurrido. Debe ser limpiada por Software.

0= La interrupción *INT* no ocurrió.

**TOIF:** Sobreflujo en la bandera de interrupción *TMRO*.

1= EL *TMRO* tiene sobreflujo. Debe ser limpiado por Software.

0= El *TMRO* no tiene sobreflujo.

**RBIE:** Bit de habilitación para interrupción en cambios de RB.

1= Habilita la interrupción *RBIF*.

0= Deshabilita la interrupción *RBIF*.

**INTE:** Bit de habilitación para la interrupción *INT*.

1= Habilita la interrupción *INTF*.

0= Deshabilita la interrupción *INTF*.

**TOIE:** Bit de habilitación para la interrupción *TOIF*.

1= Habilita la interrupción *TOIF*.

0= Deshabilita la interrupción *TOIF*.

**PEIE:** Bit de habilitación de interrupción por periférico.

1= Habilita todas las máscaras para las interrupciones por periféricos.

0= Deshabilita todas las interrupciones por periféricos.

**GIE:** Habilidad de interrupción general.

1= Habilita todas las mascararas de interrupción.

0= Deshabilita todas las interrupciones.

**REGISTRO ADCON0.**

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R/W-0
ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	---	ADON
						bit7	bit0

ADON: Bit de encendido.  
 0= A/D esta operando.  
 1=A/D esta apagado.

GO/ DONE: Estado de la conversión.  
 Sí ADON= 1  
 1= A/D esta en progreso. Colocando este bit inicia una conversión.  
 0= A/D no esta en progreso.  
 Sí ADON= 0  
 Este bit es llevado a cero.

CHS <2:0>: Selección del canal analógico.  
 000= canal 0 (RA0)  
 001= canal 1 (RA1)  
 010= canal 2 (RA2)  
 011= canal 3 (RA3)  
 100= canal 4 (RA5)  
 101= canal 5 (RE0)  
 110= canal 6 (RE1)  
 111= canal 7 (RE2)

ADCS<1:0>: Selección de reloj de conversión  
 00=  $f_{osc}/2$   
 01=  $f_{osc}/8$   
 10=  $f_{osc}/32$   
 11= $f_{RC}$

**REGISTRO ADCON1**

U-0	U-0	U-0	U-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
---	---	---	---	---	PCFG2	PCFG1	PCFG0
bit7					bit0		

PCFG<2:0>	RA0	RA1	RA2	RA5	RA3	RE0	RE1	RE2	Ref
000	A	A	A	A	A	A	A	A	V <sub>DD</sub>
001	A	A	A	A	V <sub>REF</sub>	A	A	A	RA3
010	A	A	A	A	A	D	D	D	V <sub>DD</sub>
011	A	A	A	A	V <sub>REF</sub>	D	D	D	RA3
100	A	A	D	D	A	D	D	D	V <sub>DD</sub>
101	A	A	D	D	V <sub>REF</sub>	D	D	D	RA3
11X	D	D	D	D	D	D	D	D	-

**REGISTRO TXSTA (Registro de control y estado de transmisión).**

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R/W-0	R-1	R/W-0
CSRC	TX9	TXEN	SYNC	—	BRGH	TRMT	TX9D
							bit0
bit7							

- Bit 7: CSCR: Fuente de reloj  
Modo Asíncrono: No importa  
Modo Síncrono: 1= Modo Maestro (reloj generado internamente por BRG)  
 0= Modo Esclavo (reloj de fuente externa)
- Bit 6: TX9: Bit de habilitación para transmisión de 9 bits  
 1= Selecciona 9 bits de transmisión.  
 0= Selecciona 8 bits de transmisión.
- Bit 5: TXEN: Bit de habilitación de transmisión.  
 1= Transmisión habilitada.  
 0= transmisión deshabilitada.
- Bit 4: SYNC: USUART selección de modo.  
 1= Modo Asíncrono.  
 0= Modo Síncrono.
- Bit 3: No implementado ( leído como cero).
- Bit 2: BRGH: Selección de Baud.  
Modo Asíncrono: 1= Alta velocidad.  
 0= Baja velocidad.  
Modo Síncrono: No se usa en este modo.
- Bit 1: TRMT: Bit de estado del registro de corrimiento del transmisor.  
 1= TSR vacío.  
 0= TSR lleno.
- Bit 0: TX9D: Noveno bit de transmisión de datos. Puede ser bit de paridad.

**REGISTRO RCSTA (Registro de control y estado de recepción).**

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R-0	R-0	R-x
SPEN	RX9	SREN	CREN	—	FERR	OERR	RX9D
							bit0
bit7							

- Bit 7: SPEN: Bit de habilitación del puerto serial.  
 (Configura RC7 y RC6 como pines de puerto serial).  
 1= Puerto serial habilitado.  
 0= puerto serial deshabilitado.
- Bit 6: RX9: Habilidad de recepción de 9 bits.  
 1= Selección de 9 bits de recepción.  
 0= Selección de 8 bits de recepción.
- Bit 5: SREN: Bit de habilitación de recepción particular.  
Modo Asíncrono: No importa.
- Bit 4: CREN: Bit de habilitación de recepción continua.  
Modo Asíncrono: 1= Habilita la recepción continua.  
 0= Deshabilita la recepción continua.  
Modo Síncrono: 1= Habilita la recepción continua.  
 0= Deshabilita la recepción continua.
- Bit 3: No implementado (se lee como cero).
- Bit 2: FERR: Error de *framing*.  
 1= error.  
 0= no hay error.
- Bit 1: OERR: Error de desbordamiento.  
 1= Existe desbordamiento.  
 0= No hay desbordamiento.
- Bit 0: RX9D: Noveno bit de dato recibido (puede ser de paridad).

**REGISTRO TICON (Registro de control del Timer1).**

U/O	U/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O
--	--	TICKPS1	TICKPS0	TIOSCFN	TISYNC	TMR1CS	TMR1ON

bit7

bit0

TICKPS<1:0>: Selección del multiplicador de la entrada de reloj del *Timer1*.

11= Valor del multiplicador = 8

10= Valor del multiplicador = 4

01= Valor del multiplicador = 2

00= Valor del multiplicador = 1

TIOSCFN: Habilitación/Deshabilitación del oscilador del *Timer1*.

1= Oscilador es habilitado.

0= Oscilador no se encuentra habilitado.

TISYNC : Cuando TMR1CS=1

1= No sincroniza la entrada externa del reloj.

0= Sincroniza la entrada externa del reloj.

Cuando TMR1CS=0

El bit es ignorado.

TMR1CS: Selección del reloj para *Timer1*.

1= Reloj externo.

0= Reloj interno.

TMR1ON: Bit de habilitación del *Timer1*.

1= Habilita el *Timer1*.

0= Para el *Timer1*.

**REGISTRO PIE1.**

Este registro contiene los bits de habilitación individual para las interrupciones periféricas.

R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O	R/W/O
PSPIE <sup>(1)</sup>	ADIE	RCIE	TXIE	SSPIE	CCP1IE	TMR2IE	TMR1IE

bit7

bit0

PSPIE: Bit de habilitación de interrupción de puerto esclavo paralelo.

0= Deshabilita interrupción PSPIF.

1= Habilita interrupción PSPIF.

ADIE: Bit de habilitación de interrupción del convertidor A/D.

0= Deshabilita interrupción ADIF.

1= Habilita interrupción ADIF.

RCIE: Bit de habilitación de interrupción de interface de recepción de comunicación serial.

0= Deshabilita interrupción RXIF.

1= Habilita interrupción RXIF.

TXIE: Bit de habilitación de interrupción de interface de transmisión de comunicación serial.

0= Deshabilita interrupción TXIF.

1= Habilita interrupción TXIF.

SSPIE: Bit de habilitación de interrupción del puerto serial síncrono.

0= Deshabilita interrupción SSPIF.

1= Habilita interrupción SSPIF.

CCP1IE: Bit de habilitación de interrupción CCP1.

0= Deshabilita interrupción CCP1IF.

1= Habilita interrupción CCP1IF.

TMR2IE: Bit de habilitación de interrupción de *Timer2*.

0= Deshabilita interrupción TMR2IF.

1= Habilita interrupción TMR2IF.

TMR1IE: Bit de habilitación de interrupción de *Timer1*.

0= deshabilita interrupción TMR1IF.

1= Habilita interrupción TMR1IF.

**REGISTRO PIR1.**

Este registro contiene las banderas individuales para las interrupciones periféricas.

R-W-0	R-W-0	R-0	R-0	R-W-0	R-W-0	R-W-0	R-W-0
PSPIF <sup>(1)</sup>	ADIF	RCIF	TXIF	SSPIF	CCP1IF	TMR2IF	TMR1IF
						bit0	

PSPIF: Bandera de interrupción del puerto esclavo paralelo.

- 1= Una lectura o escritura a tomado lugar.
- 0= No a ocurrido ninguna escritura o lectura.

ADIF: Bandera de interrupción de conversión.

- 1= Una conversión A/D ha terminado.
- 0= Una conversión A/D no ha terminado.

RCIF: Bandera de interrupción de interface de recepción de comunicación serial.

- 1= El *buffer* de recepción esta lleno.
- 0= El *buffer* de recepción esta vacío.

TXIF: Bandera de interrupción de interface de transmisión de comunicación serial.

- 1= El *buffer* de transmisión esta vacío.
- 0= El *buffer* de transmisión esta lleno.

SSPIF: Puerto serial síncrono.

- 1= Una transmisión/recepción es completada.
- 0= Esperando para transmitir/recibir.

CCP1IF: Interrupción *PWM/Comparación 1/Captura 1*.

Modo captura:

- 1= Una captura en el *Timer 1* ha ocurrido.
- 0= No ha ocurrido una captura en el *Timer 1*.

Modo de comparación:

- 1= Una comparación se logró en el *Timer 1*.
- 0= No ha ocurrido ninguna comparación.

Modo PWM:

No usado.

TMR2IF: Bandera de interrupción del *Timer 2*.

- 1= *Timer 2* igual al periodo del registro PR2.
- 0= *Timer 2* no es igual al periodo.

TMR1IF: Bandera de interrupción del *Timer 1*.

- 1= Sobreflujo en el *Timer 1*.
- 0= No hay sobreflujo en el *Timer 1*.

**SET DE INSTRUCCIONES**

Cada instrucción es una palabra de 14 bits dividida en un OPCODE la cual especifica el tipo de instrucción y uno o más operandos que especifica la operación de la instrucción.

Para las instrucciones orientadas a bytes, "f" representa un registro de archivo designado y "d" representa un destino designado. El registro archivo designado especifica cual registro va a ser utilizado por la instrucción

El destino designado especifica donde va a ser colocado el resultado de la operación. Si "d" es cero, el resultado es colocado en el registro W. Si "d" es uno, el resultado es colocado en el registro archivo especificado en la instrucción.

Para instrucciones orientadas a bit, "b" representa un campo de bit designado el cual selecciona el bit afectado por la operación, mientras "f" representa el número del archivo en el cual el bit es localizado. Para operaciones de literales y de control, "k" representa una constante o valor literal de 8 ó 11 bits. El set de instrucciones es altamente ortogonal y es agrupado en tres categorías básicas:

## APENDICE A

1. Operaciones orientadas a bytes.
2. Operaciones orientadas a bit.
3. Operaciones de control y literales.

Todas las instrucciones son ejecuciones dentro de un solo ciclo de instrucción, si es que no hay una prueba condicional verdadera o el contador de programa es cambiado como el resultado de una operación. En este caso, la ejecución toma dos ciclos de instrucción con el segundo ciclo ejecutado como un *NOP*. Un ciclo de instrucción consiste de cuatro periodos de oscilador. Para un oscilador con frecuencia de 4MHz, la ejecución de una instrucción normal es de 1 microsegundo. Si una prueba condicional es verdadera o el contador de programa es cambiado como resultado de una instrucción, el tiempo de ejecución de instrucción es dos microsegundos.

Mnemotécnico, Operando	Descripción	Ciclos	Estado afectado
<b>Operaciones orientadas a byte</b>			
ADDWF f, d	Suma W y F	1	C,DC,Z
ANDWF f, d	Operación <i>AND</i> de W y F	1	Z
CLRF f	Limpia F	1	Z
CLRW -	Limpia W	1	Z
COMF f, d	Complemento de F	1	Z
DECF f, d	Decrementa F	1	Z
DECFSZ f, d	Decrementa F y salta si es cero	1	
INCF f, d	Incrementa F	1	Z
INCFSZ f, d	Incrementa F y salta si es cero	1	
IORWF f, d	Operación <i>OR</i> inclusivo de W y F	1	Z
MOVF f, d	Mueve F	1	Z
MOVWF f	Mueve W a F	1	
NOP -	No operación	1	
RLF f, d	Rota a la izquierda F por <i>carry</i>	1	C
RRF f, d	Rota a la derecha F por <i>carry</i>	1	C
SUBWF f, d	Resta W de F	1	C,DC,Z
SWAPF f, d	Intercambia la mitad de F	1	
XORWF f, d	Operación <i>OR</i> exclusiva de W y F	1	Z
<b>Operaciones orientadas a bit</b>			
BCF f, b	Coloca un <i>cero</i> en un bit <i>b</i> de F	1	
BSF f, b	Coloca un <i>uno</i> en un bit <i>b</i> de F	1	
BTFSC f, b	Prueba el bit <i>b</i> de F y salta si es cero	1	
BTFSS f, b	Prueba el bit <i>b</i> de F y salta si es uno	1	
<b>Operaciones de control y literal</b>			
ADDLW k	Suma literal a W	1	C,DC,Z
ANDLW k	Operación <i>AND</i> de literal con W	1	Z
CALL k	Llamado a subrutina	2	
CLRWDT -	Limpia el contador de <i>watchdog</i>	1	$\overline{TO}, \overline{PD}$
GOTO k	Ir a una dirección	2	
IORLW k	Operación <i>OR</i> inclusiva de literal y W	1	Z
MOVLW k	Mueve literal a W	1	
RETFIE -	Regreso de interrupción	2	
RETLW k	Retorna con literal en W	2	
RETURN -	Regresa de subrutina	2	
SLEEP -	Ir al modo de espera	1	$\overline{TO}, \overline{PD}$
SUBLW k	Resta W de literal	1	C,DC,Z
XORLW k	Operación <i>OR</i> exclusiva de literal y W	1	Z

DIAGRAMA A BLOQUES DEL TRANSMISOR SCI.

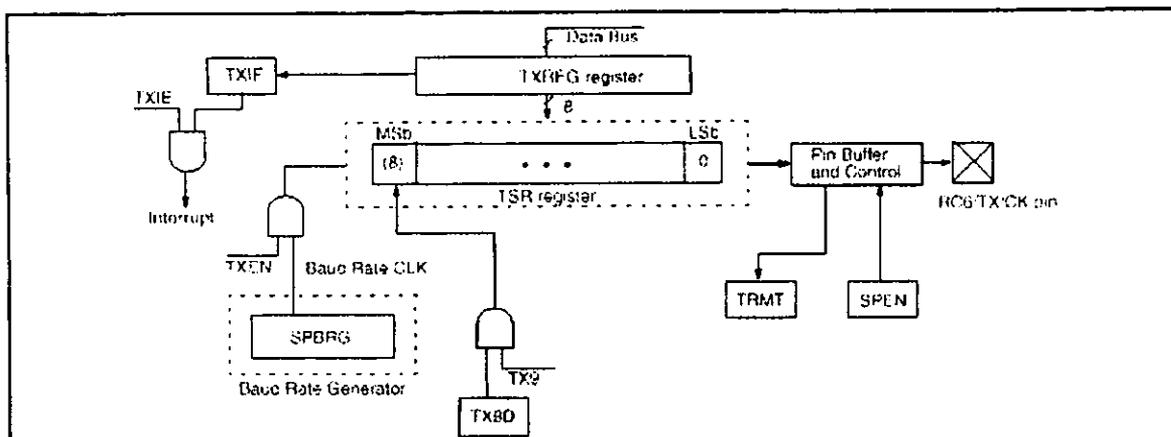
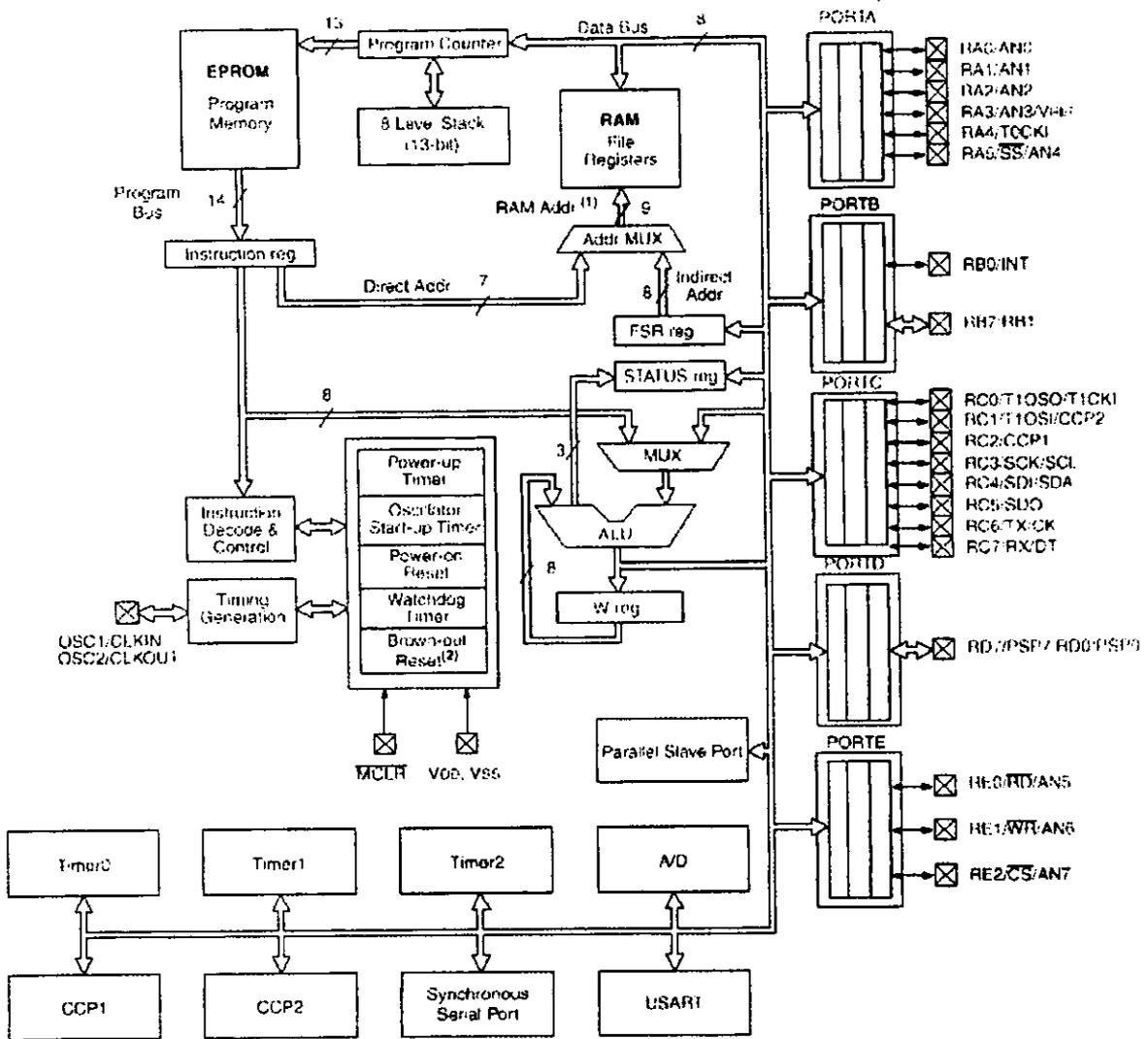
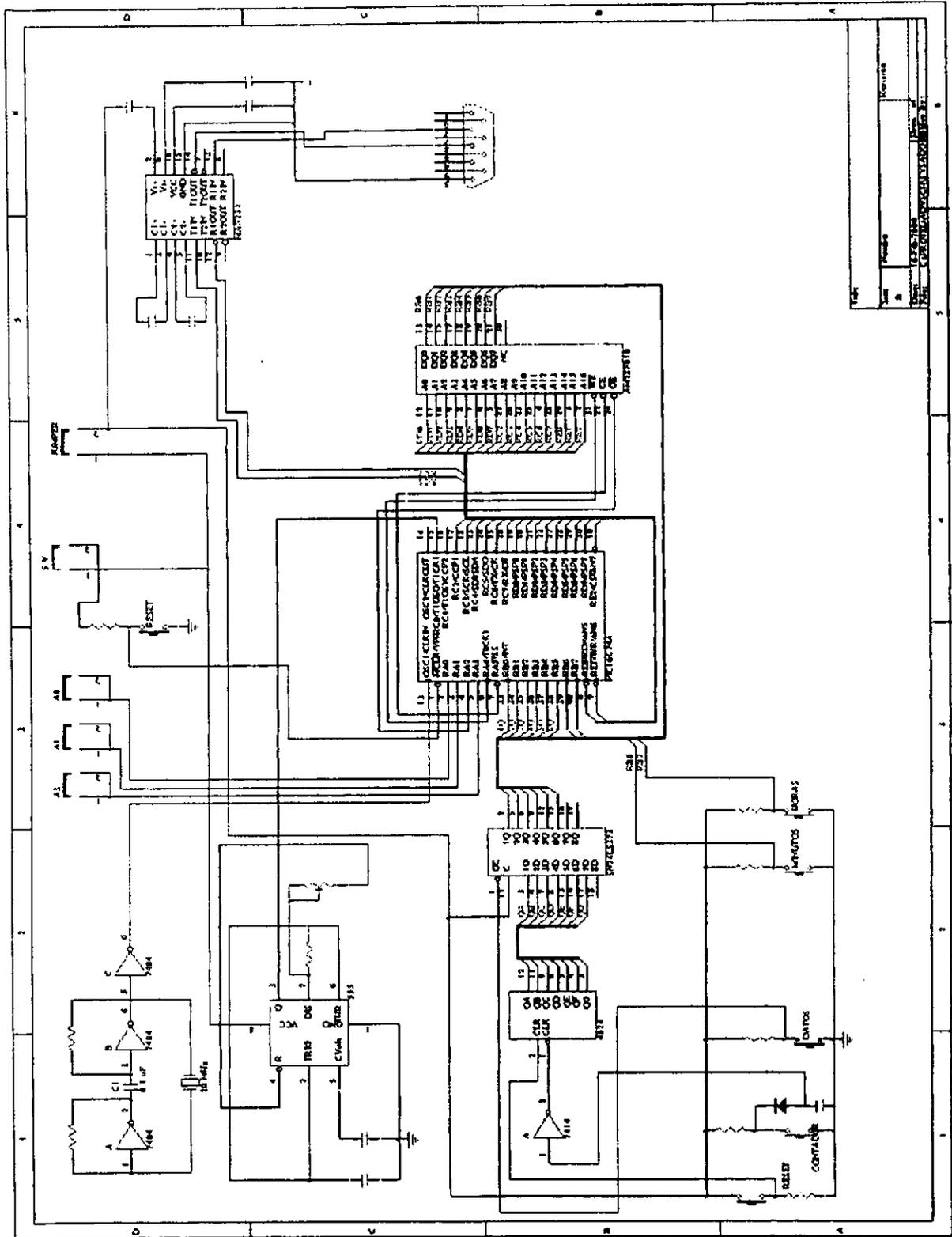


DIAGRAMA A BLOQUES DEL MICROCONTROLADOR PIC16C74.



ESQUEMÁTICO DEL BLOQUE DE CONTROL DEL SISTEMA



## APÉNDICE B

---

```
.....  
: PROGRAMA DE ESCRITURA  
:.....
```

```
LIST P=16C74A
```

```
SEGP EQU H'0020'  
MNP EQU H'0021'  
HRSP EQU H'0022'  
SEG EQU H'0023'  
MIN EQU H'0024'  
HRS EQU H'0025'  
VAR1 EQU H'0026'  
VAR2 EQU H'0027'  
VARC1 EQU H'002A'  
VARY EQU H'002B'  
VARIND EQU H'002E'  
VARC EQU H'002F'  
VARCC EQU H'0030'  
VR1 EQU H'0031'  
VR2 EQU H'0032'  
IND1 EQU H'0033'  
IND2 EQU H'0034'  
IND3 EQU H'0035'  
VARTAD EQU H'0036'  
VARCONV EQU H'0037'  
VARTOD EQU H'0038'  
VARET1 EQU H'0039'  
VARET2 EQU H'003A'  
VARIERRR EQU H'003D'  
REB1 EQU H'0031'  
REB2 EQU H'0040'  
TEMP EQU H'0041'  
CONT EQU H'0042'  
TEMPC EQU H'0043'
```

```
#INCLUDE "P16C74A.INC"
```

```
org 0X00  
:  
BSF STATUS,RP0  
BTFSC PCON,1  
GOTO START  
GOTO OTHER  
:  
org 0X04  
BCF STATUS,RP0  
BTFSC PIR1,0  
GOTO INTERRUP  
ERR: MOVLW 0xFF  
MOVWF PORTD  
NOP  
GOTO ERR
```

```
INTERRUP: BCF STATUS,RP0  
BCF PIR1,0 ; Limpia bandera de interrupción  
NOP  
BSF STATUS,RP0  
BSF PIE1,0 ; Habilita interrupción TMR1IF  
NOP
```

## APÉNDICE B

---

```
BCF STATUS,RP0
MOVLW 0x15
MOVWF TMR1H
MOVLW 0x9F
MOVWF TMR1L
BSF INTCON,7
NOP
BSF INTCON,6
INCF SEG,1
DECFSZ SEGP,1
RETFIE
CLRF SEG
MOVLW 0x04
MOVWF SEGP
INCF MIN,1
DECFSZ MINP,1
RETFIE
CLRF SEG
CLRF MIN
MOVLW 0x04
MOVWF SEGP
MOVLW 0x3C
MOVWF MINP
INCF HRS,1
DECFSZ HRSP,1
RETFIE
CLRF SEG
CLRF MIN
CLRF HRS
MOVLW 0x04
MOVWF SEGP
MOVLW 0x3C
MOVWF MINP
MOVLW 0x18
MOVWF HRSP
RETFIE
```

```
START: BCF STATUS,RP0
        MOVLW 0x15
        MOVWF TMR1H
        MOVLW 0x9F
        MOVWF TMR1L
```

```
MCLR:  BCF STATUS,RP0
        MOVLW 0xFF
        MOVWF TRISB ; el puerto B es entrada de los datos del latch
        MOVLW 0x00
        MOVWF TRISE ; el puerto E es salida de direcciones
        MOVWF TRISD ; el puerto D es salida de direcciones
        MOVLW 0x0B
        MOVWF TRISA ; el puerto A son lineas de control y canales analógicos(A0,A1,A3)
        MOVLW 0x00
        MOVWF TRISC ; el puerto C es salida de direcciones y entrada de un reloj
        NOP
        BSF TRISC,0 ; entrada del reloj
        MOVLW 0x04
        MOVWF ADCON1 ; selección de canales analógicos
        BCF STATUS,RP0
        CLRF VARC
        CLRF VARCC
        CLRF VARY
```

## APÉNDICE B

---

```
    CLRF SEG
    CLRF MIN
    CLRF HRS
    CLRF PORTA
    CLRF PORTB
    CLRF PORTC
    CLRF PORTD
    CLRF PORTE
    MOVLW 0x04
    MOVWF SEGP
    MOVLW 0x3C
    MOVWF MINP
    MOVLW 0x18
    MOVWF HRSP
    MOVLW 0x03
    MOVWF VARIND ; contador de los canales del convertidor
    MOVLW 0x81
    MOVWF IND1 ; canal 1
    MOVLW 0x89
    MOVWF IND2 ; canal 2
    MOVLW 0x99
    MOVWF IND3 ; canal 3
    MOVLW 0x08
    MOVWF VARY ; contador del pto. E
    MOVLW 0x33
    MOVWF FSR ; variable indexada
ETP: MOVLW 0x40
    MOVWF VARCC
    MOVLW 0x19
    MOVWF CONT
ETX: BCF T1CON,0 ; apaga el timer
    CLRF INTCON
    NOP
    CLRF PIR1 ; Limpia bandera de interrupción
    BSF STATUS,RP0
    BSF PIE1,0 ; habilita interrupción TMR1IF
    BCF STATUS,RP0
    BSF INTCON,6 ; habilita interrupción periférica
    NOP
    BSF INTCON,7
    NOP
    MOVLW 0x3E
    MOVWF T1CON ; habilita oscilador, external clock, asincrono
    NOP
    BSF PORTA,5 ; Memoria en Standby
    NOP
    MOVLW 0x15
    MOVWF TMR1H
    MOVLW 0x9F
    MOVWF TMR1L
ETL1: BTFSB PORTB,7 ; ESPERA LA ENTRADA DE DATOS (HORAS)
    GOTO ETL1
    NOP
    CALL REBOT
    MOVF PORTB,0
    MOVWF HRS
    NOP
    MOVF HRS,0
    ANDLW 0x1F
    MOVWF HRS
    NOP
    MOVF HRS,0
```



## APÉNDICE B

---

```
GOTO ETH
RUTHE: NOP
      BSF PORTA,5
      NOP
      BSF PORTA,2
      NOP
      NOP
      NOP
      BCF PORTA,5
      NOP
      BCF PORTA,4
      NOP
      BCF PORTA,2
      NOP
      CALL CONTADOR
      NOP
      MOVLW 0x19
      MOVWF CONT
:
ETM:  NOP
      BSF STATUS,RP0
      MOVLW 0x00
      MOVWF TRISB
      BCF STATUS,RP0
      CLRF PORTB
      CALL RUTA
      BCF PORTA,5
      NOP
      BCF PORTA,4
      NOP
      NOP
      NOP
      MOVF MIN,0
      MOVWF PORTB
      NOP
      NOP
      NOP
      NOP
      NOP
      NOP
      NOP
      CALL RUTB
      NOP
      MOVF PORTB,W
      MOVWF TEMP
      NOP
      MOVF TEMP,W
      SUBWF MIN,W
      BTFSC STATUS,2
      GOTO RUTEM
      DECFSZ CONT,1
      GOTO ETM
RUTEM: NOP
      BSF PORTA,5
      NOP
      BSF PORTA,2
      NOP
      NOP
      NOP
      BCF PORTA,5
      NOP
      BCF PORTA,4
```

## APÉNDICE B

---

```
    NOP
    BCF PORTA,2
    NOP
    CALL CONTADOR
    NOP
    MOVLW 0x03
    MOVWF VARCONV
ETC1: MOVLW 0x19
    MOVWF CONT
ETC:  NOP
    BSF STATUS,RP0
    MOVLW 0x00
    MOVWF TRISB
    BCF STATUS,RP0
    CLRF PORTB
    CALL TAD
    CALL RUTA
    MOVF INDF,0
    MOVWF ADCON0 ; inicializo A/D y selecciono canal
    CALL RUT1 ; tiempo de adquisición
    BSF ADCON0,2
ET1:  BTFSC ADCON0,2
    GOTO ET1 ; esperar por la conversión
    BCF PORTA,5
    NOP
    BCF PORTA,4
    NOP
    NOP
    NOP
    MOVF ADRES,0
    MOVWF PORTB
    MOVWF TEMPC
    NOP
    NOP
    NOP
    NOP
    NOP
    NOP
    NOP
    CALL RUTB
    NOP
    MOVF PORTB,W
    MOVWF TEMP
    NOP
    MOVF TEMP,W
    SUBWF TEMPC,W
    BTFSC STATUS,2
    GOTO RUTEC
    DECFSZ CONT,1
    GOTO ETC
RUTEC: NOP
    BSF PORTA,5
    NOP
    BSF PORTA,2
    NOP
    NOP
    NOP
    BCF PORTA,5
    NOP
    BCF PORTA,4
    NOP
    BCF PORTA,2
```

## APÉNDICE B

---

```

    NOP
CALL POINT    : rutina de selección del canal
NOP
CALL CONTADOR
NOP
DEFSZ VARCONV,1
GOTO ETC1
MOVLW 0x19
MOVWF CONT
GOTO ZZ
;
RESET: BSF STATUS,RP0
      MOVLW 0x00
      MOVWF TRISB
      BCF STATUS,RP0
      BSF PORTA,5
      NOP
      BSF PORTA,2
      NOP
      BSF PORTA,4
      NOP
      BCF PORTA,5
      NOP
      BCF PORTA,4
      MOVLW 0xFF
      MOVWF PORTB
      NOP
      BSF PORTA,5
      NOP
      BSF PORTA,2
      NOP
      BSF PORTA,4
      NOP
      BCF PORTA,5
      NOP
      BCF PORTA,4
      MOVLW 0xFF
      MOVWF PORTB
      NOP
      NOP
      BCF ADCON0,0    ; Para el convertidor
      BSF PORTA,5    ; Memoria en standby
      BCF TICON,0    ; Para el contador
      BSF STATUS,RP0
      BCF PIE1,0     ; Deshabilita interrupción TMR1IF
      GOTO ZZ3
;
ET12: NOP
      NOP
      GOTO ET12

OTHER: BTFS STATUS,4
      GOTO ERR
      GOTO MCLR

CONTADOR: NOP
          INCFSZ PORTD,1
          RETURN
          INCF VARC,1
          INCF VARC,1
          INCF VARC,1
```

## APÉNDICE B

---

```
INCF VARC,1
MOVWF VARC,0
MOVWF PORTC
DECFSZ VARCC,1
RETURN
MOVLW 0x40
MOVWF VARCC
INCF PORTE,1
DECFSZ VARY,1
RETURN
GOTO RESET
```

```
TAD: MOVLW 0x15
MOVWF VARTAD
TI: DECFSZ VARTAD,1
GOTO TI
RETURN
```

```
RUT1: MOVLW 0x50
MOVWF VARC1
Z6: DECFSZ VARC1,1
GOTO Z6
RETURN
```

```
RUTA: BSF PORTA,5
NOP
BSF PORTA,2
NOP
BSF PORTA,4
NOP
BCF PORTA,5
NOP
BCF PORTA,4
NOP
MOVLW 0x40
MOVWF PORTB ; PROGRAM SET UP
NOP
NOP
BSF PORTA,4
NOP
BSF PORTA,5
NOP
NOP
RETURN
```

```
RUTB: BSF PORTA,4
NOP
BSF PORTA,5
NOP
CALL RUT1
NOP
BCF PORTA,5
NOP
BCF PORTA,4
NOP
NOP
MOVLW 0xC0
MOVWF PORTB
NOP
NOP
BSF PORTA,4
NOP
```

## APÉNDICE B

---

```
    BSF PORTA,5
    NOP
    CALL RUT1
    NOP
    BSF STATUS,RP0
    MOVLW 0xFF
    MOVWF TRISB      : El puerto B ahora es entrada
    BCF STATUS,RP0
    NOP
    BCF PORTA,5
    NOP
    BCF PORTA,2
    NOP
    NOP
    RETURN

POINT: INCF FSR,1
        DECFSZ VARIND,1
        RETURN
        MOVLW 0x33
        MOVWF FSR
        MOVLW 0x03
        MOVWF VARIND
        RETURN

REBOT: MOVLW 0xC4
        MOVWF REB2
RE1:   INCFSZ REB1,1
        GOTO RE1
        DECFSZ REB2,1
        GOTO RE1
        RETURN

END
```

## APÉNDICE B

---

.....  
: PROGRAMA QUE REALIZA LA LECTURA DE LA MEMORIA  
:.....

List P=16C74A

VARI EQU H'0020'  
VAR2 EQU H'0021'  
VAR3 EQU H'0022'  
VAR4 EQU H'0023'  
VARC1 EQU H'0024'  
VARY EQU H'0025'  
VAR5 EQU H'0026'  
VAR6 EQU H'0027'  
VARIND EQU H'0028'  
VARC EQU H'0029'  
VARCC EQU H'002A'  
VR1 EQU H'002B'  
VR2 EQU H'002C'  
IND1 EQU H'0030'  
IND2 EQU H'0031'  
IND3 EQU H'0032'  
VARTAD EQU H'0033'  
VART EQU H'0034'  
TEMP EQU H'0035'  
CLAVE EQU H'0036'  
TEMPT EQU H'0037'  
VACT EQU H'0038'  
VATT EQU H'0039'  
VI EQU H'003A'  
REB1 EQU H'003F'  
REB2 EQU H'0040'  
REB3 EQU H'0041'

#INCLUDE "P16C74A.INC"

org 0x00  
BSF STATUS,RP0  
BTFS PCON,1  
GOTO START  
GOTO OTHER

org 0x04  
BCF STATUS,RP0  
BTFS INTCON, RBIF  
GOTO RECIBIR  
ERR: BSF PORTB,0  
NOP  
BCF PORTB,0  
GOTO ERR

RECIBIR: NOP  
CALL REBOT  
BSF STATUS,RP0  
MOVLW 0xFF  
MOVWF TRISB : El puerto B es entrada de datos  
BCF STATUS,RP0  
NOP  
BCF INTCON,7 : Deshabilito interrupción

## APÉNDICE B

---

```

NOP
BCF INTCON,6
NOP
BSF STATUS,RP0
BSF OPTION_REG,7
NOP
BCF STATUS,RP0
BCF INTCON,RBIF ; Borra bandera de interrupción
NOP
BCF INTCON,RBIE
NOP
NOP
MOVLW 0x08
MOVWF VARY
ETS:  MOV LW 0x40
      MOVWF VARCC
ETR3: MOVLW 0x3C      ; número de datos (60)
      MOVWF VACT
      MOVLW 0xA0
      MOVWF FSR
ET3:  NOP
      BSF PORTA,5
      NOP
      BSF PORTA,2
      NOP
      NOP
      BSF PORTA,4
      NOP
      CALL RUT2      ; RUTINA DE 6us
      NOP
      BCF PORTA,5
      NOP
      BCF PORTA,2
      NOP
      NOP
      NOP
      NOP
      NOP
      MOVF PORTB,W
      MOVWF INDF
      NOP
      BSF PORTA,2
      NOP
      BSF PORTA,5
      NOP
      NOP
      BCF PORTA,5
      NOP
      BCF PORTA,4
      NOP
      BCF PORTA,2
      CALL CONTADOR
      INCF FSR,1
      DECFSZ VACT,1
      GOTO ET3
      CALL MANDAR
      MOVF VARC,0
      MOVWF PORTC
      GOTO ETR3

START: BSF STATUS,RP0
        MOVLW 0x00
```

## APÉNDICE B

---

```
MOVWF TRISE
MOVWF TRISD
MOVLW 0X0B
MOVWF TRISA
MOVLW 0x03
MOVWF TRISC
MOVLW 0x80
MOVWF TRISB
MOVLW 0x04
MOVWF ADCON1
BCF STATUS,RP0
MOVLW 0xA0
MOVWF FSR
MOVLW 0x3C
MOVWF VACT
MOVLW 0x64
MOVWF CLAVE
MOVLW 0x08
MOVWF VARY
CLRF INTCON
BSF INTCON,7 ; Habilita interrupción periférica
NOP
BSF INTCON,6
NOP
BSF STATUS,RP0
BCF OPTION_REG,7
NOP
BCF STATUS,RP0
NOP
MOVF PORTB,0 ; Guarda el estado del puerto
NOP
BCF INTCON,RBIF ; Borra bandera de interrupción
NOP
BSF INTCON,RBIE ; Habilita interrupción
CLRF TEMP
NOP
;
BCF STATUS,RP0
CLRF PORTA
CLRF PORTC
CLRF PORTD
CLRF PORTE
CLRF VARC
CLRF VARCC
CLRF VARY
;
ET2: SLEEP
NOP
GOTO ET2

REBOT: NOP
RE1: INCFSZ REB1,1
GOTO RE1
INCFSZ REB2,1
GOTO RE1
INCFSZ REB3,1
GOTO RE1
RETURN

CONTADOR: NOP
INCFSZ PORTD,1
RETURN
```

## APÉNDICE B

---

```
INCF VARC,1
INCF VARC,1
INCF VARC,1
INCF VARC,1
MOVF VARC,0
MOVWF PORTC
DECFSZ VARCC,1
RETURN
MOVLW 0x40
MOVWF VARCC
INCF PORTE,1
DECFSZ VARY,1
RETURN
BSF STATUS,RP0
MOVLW 0x24
MOVWF TXSTA
MOVLW 0x81
MOVWF SPBRG ; TRANSMISIÓN A 9.6 Kbauds a 20 MHz
MOVLW 0x83
MOVWF TRISC
NOP
BCF STATUS,RP0
CLRF PORTC
MOVLW 0x90
MOVWF RCSTA
NOP
MOVLW 0x04
MOVWF V1
MOVLW 0xA0
MOVWF FSR
MOVLW 0x4E
MOVWF INDF ; 'N'
INCF FSR,1
MOVLW 0x4F
MOVWF INDF ; 'O'
INCF FSR,1
MOVLW 0x56
MOVWF INDF ; 'V'
INCF FSR,1
MOVLW 0x41
MOVWF INDF ; 'A'
MOVLW 0xA0
MOVWF FSR
CALL EFC
GOTO START
```

```
MANDAR: NOP
BSF STATUS,RP0
MOVLW 0x24
MOVWF TXSTA
MOVLW 0x81
MOVWF SPBRG ; TRANSMISIÓN A 9.6 Kbauds a 20 MHz
MOVLW 0x83
MOVWF TRISC
NOP
BCF STATUS,RP0
CLRF PORTC
MOVLW 0xA0
MOVWF FSR
NOP
MOVLW 0x90
MOVWF RCSTA
```

## APÉNDICE B

---

```

NOP
NOP
MOVLW 0x3C
MOVWF V1
MOVLW 0x64
MOVWF CLAVE
NOP
ETR:  MOVF RCREG,W   ; lee el dato recibido y limpia bandera
      MOVWF TEMP
      MOVF TEMP,W
      SUBWF CLAVE,W
      BTFSS STATUS,2
      GOTO ETR
      NOP
      MOVF TEMP,W
      MOVWF TXREG   ; Regresa la palabra clave
      CALL RUTT
      CALL RUTT
ETR2:  NOP
      CLRF TEMP
      CLRF CLAVE
      MOVLW 0x74
      MOVWF CLAVE
      MOVLW 0x3C
      MOVWF VACT
ETR1:  MOVF RCREG,W   ; lee el dato recibido y limpia bandera
      MOVWF TEMP
      MOVF TEMP,W
      SUBWF CLAVE,W
      BTFSS STATUS,2
      GOTO ETR1
EFC:  NOP
ETP:  NOP
      MOVF INDF,W
      MOVWF TXREG
      CALL RUTT
      INCF FSR,1
      DECFSZ V1,1
      GOTO ETP
      CLRF RCSTA
      BSF STATUS,RP0
      MOVLW 0x03
      MOVWF TRISC
      MOVLW 0x02
      MOVWF TXSTA
      CLRF SPBRG
      BCF STATUS,RP0
      NOP
      RETURN
```

## APÉNDICE B

---

```
RUT2:  MOVLW 0x35
        MOVWF VAR3
Z3:    DECFSZ VAR3,1
        GOTO Z3
        RETURN

RUT1:  MOVLW 0x32
        MOVWF VARC1
Z6:    DECFSZ VARC1,1
        GOTO Z6
        RETURN

OTHER:  BTFSS STATUS,4
        GOTO ERR
        GOTO START

RUTT:  NOP
T1:    INCFSZ VAR1,1
        GOTO T1
T2:    INCFSZ VAR1,1
        GOTO T2
T3:    INCFSZ VAR1,1
        GOTO T3
        RETURN
```

END

**PROGRAMA VISUAL BASIC**

**Ventana de presentación**

*Iniciar*

```
Private Sub Command1_Click()  
  
    F_Menu.Show  
    F_Presentacion.Visible = False  
    espera = 100  
End Sub
```

*Salir*

```
Private Sub Command2_Click()  
End  
F_Presentacion.Visible = False  
End Sub
```

**Menú Principal**

*Configurar puerto*

```
Private Sub ConfigurarPuerto_Click()  
  
    F_Menu.Enabled = False  
    F_Puerto.Show  
    ' F_Menu.ESTADO_SIST.Enabled = True  
End Sub
```

*Bajar información*

```
Private Sub BajarInformacion_Click()  
  
    F_Bajar.Visible = True  
    'F_Menu.datosdemuestreo.Enabled = True  
    'F_Menu.PROCESO.Enabled = True  
End Sub
```

*Excel*

```
Private Sub excel_Click()  
Set Application = CreateObject("Excel.Application")  
Application.Visible = True  
Application.Workbooks.OpenText filename:="C:\windows\system\sadab.xls"  
Application.Run ("ady")
```

```
F_Menu.Enabled = True
'F_Bajar.Visible = False
F_Menu.ConfigurarPuerto.Enabled = False
F_Menu.bajarinformacion.Enabled = False
End Sub
```

*Salir*

```
Private Sub sal_Click()
End
F_Menu.Visible = False
End Sub
```

### **Bajar Información**

*Bajar Datos*

```
Private Sub Command1_Click()
    Dim Tx As String
    Dim informacion As String
    Dim auxiliar As Integer
    Dim TIEMPO As Variant
    Dim Fecha As Variant
    Dim Hora As Variant
    Dim Titulo As Variant
    Dim Minutos As Variant
    Dim Velocidad As Integer
    Dim variable As String
    Dim I1 As Integer
    Dim I2 As Integer
    Dim Vt As Integer
    Dim Dato As Variant
    Dim T1 As Integer
    Dim T2 As Integer
    Dim ssuma As String
    Dim tem As Variant
    Dim Bajar_Auxiliar As String
    F_Bajar.Command1.Enabled = False

    Tx = "t"
    espera = 500
    informacion = EnviarInformacion(Tx)
    Bajar_Auxiliar = informacion
    ssuma = ""
    TMP = TABLADATOS(Bajar_Auxiliar)
```

```
Do
    informacion = EnviarInformacion("d")

    ssuma = Left(informacion, 1)

If ssuma = "d" Then 'segundo if
    informacion = EnviarInformacion("t")
    Bajar_Auxiliar = informacion
    TMP = TABLADATOS(Bajar_Auxiliar)

    If InStr(1, informacion, "yyyyy") Then 'cuarto if
        TMP = TABLADATOS(Bajar_Auxiliar)

        MsgBox "tabla completa"
        F_Bajar.Guardar.Enabled = True
        F_Bajar.Command1.Enabled = False
        Exit Do
    End If 'fin cuarto if

Else

    MsgBox "error al recibir datos"

        F_Bajar.Guardar.Enabled = True
        F_Bajar.Command1.Enabled = False
        Exit Do
    End If 'fin segundo if

Loop

'End If 'fin primer if
    MousePointer = 0
```

End Sub

*Guardar*

```
Private Sub Guardar_Click()
    Dim Archive As String
    Dim Etiqueta As Variant
    Dim var1 As Variant
    Dim con1 As Integer
    Dim Minuto As Variant
    Dim Hora As Variant
    Dim Humedad As Variant
    Dim Intensidad As Variant
```

## APÉNDICE B

---

Dim aux As Integer

Dim NumFichero As Integer

Dim Temperatura As Variant

Dim Recibir As Variant

Dim i As Integer

F\_Bajar.Guardar.Enabled = False

'Si ocurre un error ejecutar ManipularErrorGuardar

On Error GoTo ManipularErrorGuardar

'Filtros

CommonDialog1.Filter = "Archivos de texto (\*.txt; \*.doc)" & \_  
                  "\*.txt;\*.doc|Todos los Archivos (\*.\*)|\*.\*"

'Filtros por defecto

CommonDialog1.FilterIndex = 1

'Visualizar la caja de diálogo

CommonDialog1.ShowSave

'Obtener un número de Archivo libre

NumFichero = FreeFile

'Abrir el archivo para escribir

Open CommonDialog1.FileTitle For Output As NumFichero

J = 0

i = 0

con2 = 0

Archive = tporal(J)

con1 = 32

Print #NumFichero, "Hora,Minuto,Humedad,Intensidad\_Luminosa,Temp\_Ambiente,"

Do

    If i = 32 Then

        i = 0

        J = J + 1

    Archive = tporal(J)

    con1 = 32

    End If

        con2 = con2 + 1

    var1 = Left(Archive, 1)

    Archive = Right(Archive, con1)

    con1 = con1 - 1

    var1 = Asc(var1)

    Select Case con2

    Case 1

        Hora = var1

    Case 2

        Minuto = var1

```
Case 3
  Humedad = var1
Case 4
  Intensidad = var1
Case 5
  Temperatura = var1
  con2 = 0
  Print #NumFichero, Hora; ", "; Minuto; ", "; Humedad; ", "; Intensidad; ", ";
Temperatura; ", "

End Select
  i = i + 1

  If InStr(1, Archive, "yyyy") Then 'tercer If
    MsgBox "Los datos fueron almacenados"
    J = J + 1
    Archive = tporal(J)
    Close NumFichero
    F_Bajar.Guardar.Enabled = False
  Exit Do
End If 'fin del tercer If

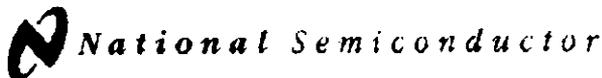
Loop

F_Menu.Enabled = True
F_Bajar.Visible = False
F_Menu.ConfigurarPuerto.Enabled = False
F_Menu.bajarinformacion.Enabled = False

SalirGuardar:
Exit Sub
ManipularErrorGuardar:
'Manipula el error
MsgBox Err.Description
Resume SalirGuardar

End Sub
```





July 1999

LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors

# LM35 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  $\pm 1^\circ\text{C}$  at room temperature and  $\pm 0.5^\circ\text{C}$  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 ( $\pm 10^\circ\text{C}$  with improved accuracy). The LM35 series is available packaged in

hermetic TO-46 transistor packages, while the LM35C, LM35CA, and LM35D are also available in the plastic TO-92 transistor package. The LM35D is also available in an 8-lead surface mount small outline package and a plastic TO-220 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  $\pm 1^\circ\text{C}$  typical
- Low impedance output,  $0.1\ \Omega$  for 1 mA load

## Typical Applications

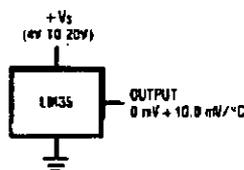
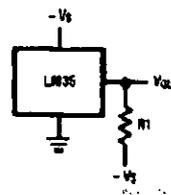


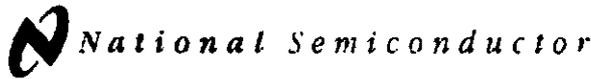
FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor ( $+2^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$ )



Choose  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$  to  $10\text{ k}\Omega$   
 $V_{OUT} = +1000\text{ mV}$  at  $+100^\circ\text{C}$   
 $= +250\text{ mV}$  at  $+25^\circ\text{C}$   
 $= -550\text{ mV}$  at  $-55^\circ\text{C}$

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor

© 1999 National Semiconductor Corporation, National Semiconductor is a registered trademark of National Semiconductor Corporation.



February 2000

LM555 Timer

# LM555 Timer

## General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

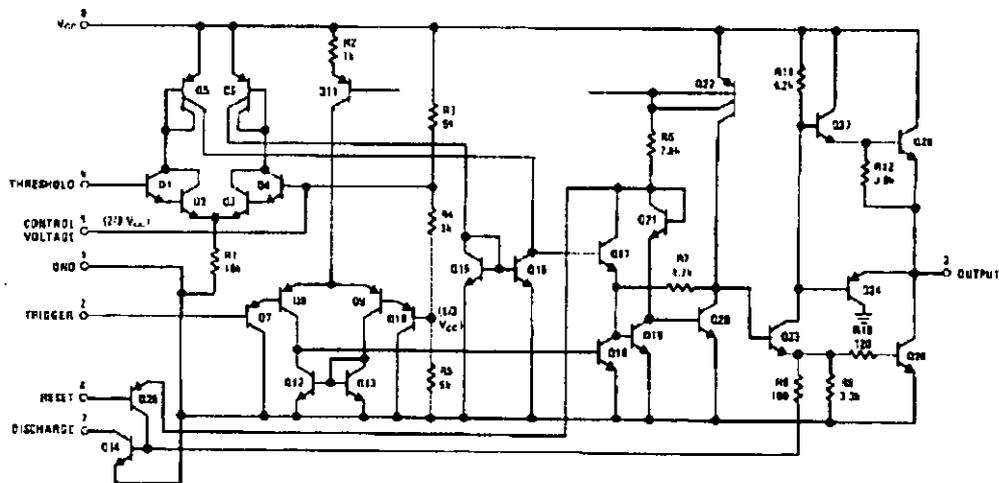
## Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8-pin MSOP package

## Applications

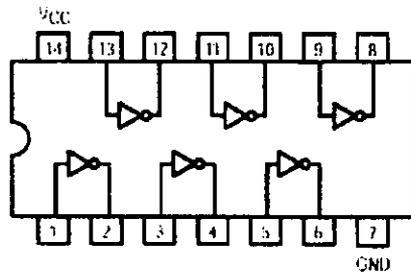
- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

## Schematic Diagram



# SN74LS04

## Hex Inverter



**ON Semiconductor**  
 a division of Intel Corporation  
<http://onsemi.com>

**LOW  
 POWER  
 SCHOTTKY**

### GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5.0	5.25	V
T <sub>A</sub>	Operating Ambient Temperature Range	0	25	70	°C
I <sub>OH</sub>	Output Current - High			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	Output Current - Low			8.0	mA



**PLASTIC  
 DIP SUFFIX  
 CASE 646**



**SOIC  
 D SUFFIX  
 CASE 751A**

### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SN74LS04N	14 Pin DIP	2000 Units/Box
SN74LS04D	14 Pin	2500 Tape & Reel

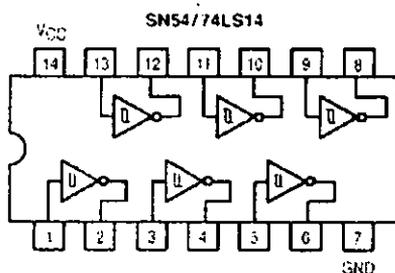
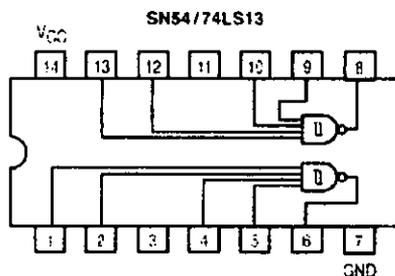


## SCHMITT TRIGGERS DUAL GATE/HEX INVERTER

The SN54LS/74LS13 and SN54LS/74LS14 contain logic gates/inverters which accept standard TTL input signals and provide standard TTL output levels. They are capable of transforming slowly changing input signals into sharply defined, jitter-free output signals. Additionally, they have greater noise margin than conventional inverters.

Each circuit contains a Schmitt trigger followed by a Darlington level shifter and a phase splitter driving a TTL totem pole output. The Schmitt trigger uses positive feedback to effectively speed-up slow input transitions, and provide different input threshold voltages for positive and negative-going transitions. This hysteresis between the positive-going and negative-going input thresholds (typically 800 mV) is determined internally by resistor ratios and is essentially insensitive to temperature and supply voltage variations.

### LOGIC AND CONNECTION DIAGRAMS



SN54/74LS13  
SN54/74LS14

SCHMITT TRIGGERS  
DUAL GATE/HEX INVERTER  
LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 632-08



N SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 646-06



D SUFFIX  
SOIC  
CASE 751A-02

### ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic  
SN74LSXXN Plastic  
SN74LSXXD SOIC

### GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	54	4.5	5.0	5.5	V
		74	4.75	5.0	5.25	
T <sub>A</sub>	Operating Ambient Temperature Range	54	-55	25	125	°C
		74	0	25	70	
I <sub>O(H)</sub>	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I <sub>O(L)</sub>	Output Current — Low	54			4.0	mA
		74			8.0	

FAST AND LS TTL DATA

5-1

# SN74LS373 SN74LS374

## Octal Transparent Latch with 3-State Outputs; Octal D-Type Flip-Flop with 3-State Output

The SN74LS373 consists of eight latches with 3-state outputs for bus organized system applications. The flip-flops appear transparent to the data (data changes asynchronously) when Latch Enable (LE) is HIGH. When LE is LOW, the data that meets the setup times is latched. Data appears on the bus when the Output Enable ( $\overline{OE}$ ) is LOW. When  $\overline{OE}$  is HIGH the bus output is in the high impedance state.

The SN74LS374 is a high-speed, low-power Octal D-type Flip-Flop featuring separate D-type inputs for each flip-flop and 3-state outputs for bus oriented applications. A buffered Clock (CP) and Output Enable ( $\overline{OE}$ ) is common to all flip-flops. The SN74LS374 is manufactured using advanced Low Power Schottky technology and is compatible with all ON Semiconductor TTL families.

- Eight Latches in a Single Package
- 3-State Outputs for Bus Interfacing
- Hysteresis on Latch Enable
- Edge Triggered D Type Inputs
- Buffered Positive Edge Triggered Clock
- Hysteresis on Clock Input to Improve Noise Margin
- Input Clamp Diodes Limit High Speed Termination Effects

### GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.75	5.0	5.25	V
$T_A$	Operating Ambient Temperature Range	0	25	70	°C
$I_{OH}$	Output Current - High			-2.6	mA
$I_{OL}$	Output Current - Low			24	mA

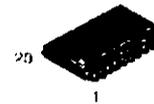


**ON Semiconductor**  
formerly a Division of Motorola  
<http://onsemi.com>

**LOW  
POWER  
SCHOTTKY**



PLASTIC  
N SUFFIX  
CASE 738



SOIC  
DW SUFFIX  
CASE 751D

### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SN74LS373N	16 Pin DIP	1440 Units/Box
SN74LS373DW	16 Pin	2500/Tape & Reel
SN74LS374N	16 Pin DIP	1440 Units/Box
SN74LS374DW	16 Pin	2500/Tape & Reel



# CAT28F010

1 Megabit CMOS Flash Memory

**Licensed Intel  
second source**

## FEATURES

- Fast Read Access Time: 70/90/120 ns
- Low Power CMOS Dissipation:
  - Active: 30 mA max (CMOS/TTL levels)
  - Standby: 1 mA max (TTL levels)
  - Standby: 100 µA max (CMOS levels)
- High Speed Programming:
  - 10 µs per byte
  - 2 Sec Typ Chip Program
- 0.5 Seconds Typical Chip-Erase
- 12.0V ± 5% Programming and Erase Voltage
- Stop Timer for Program/Erase
- Commercial, Industrial and Automotive Temperature Ranges
- On-Chip Address and Data Latches
- JEDEC Standard Pinouts:
  - 32-pin DIP
  - 32-pin PLCC
  - 32-pin TSOP (8 x 20)
- 100,000 Program/Erase Cycles
- 10 Year Data Retention
- Electronic Signature

## DESCRIPTION

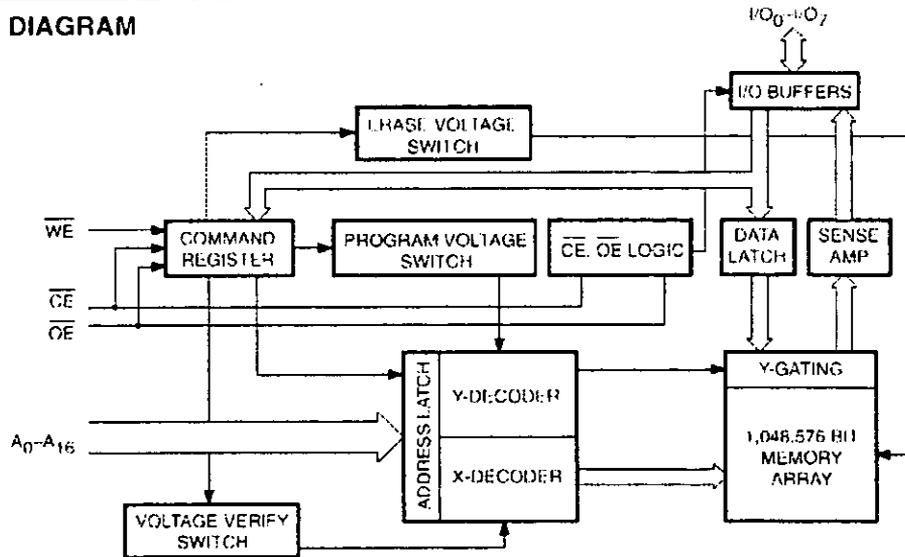
The CAT28F010 is a high speed 128K x 8-bit electrically erasable and reprogrammable Flash memory ideally suited for applications requiring in-system or after-sale code updates. Electrical erasure of the full memory contents is achieved typically within 0.5 second.

It is pin and Read timing compatible with standard EPROM and E<sup>2</sup>PROM devices. Programming and Erase are performed through an operation and verify algorithm. The instructions are input via the I/O bus.

using a two write cycle scheme. Address and Data are latched to free the I/O bus and address bus during the write operation.

The CAT28F010 is manufactured using Catalyst's advanced CMOS floating gate technology. It is designed to endure 100,000 program/erase cycles and has a data retention of 10 years. The device is available in JEDEC approved 32-pin plastic DIP, 32-pin PLCC or 32-pin TSOP packages.

## BLOCK DIAGRAM



©1995 Catalyst Semiconductor  
Catalyst is a registered trademark of Catalyst Semiconductor

**10A, 400V, 0.550 Ohm, N-Channel Power MOSFET**

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. They can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17424.

**Ordering Information**

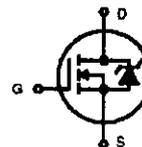
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF740	TO-220AB	IRF740

NOTE: When ordering, include the entire part number.

**Features**

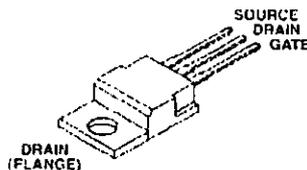
- 10A, 400V
- $r_{DS(ON)} = 0.550\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

**Symbol**



**Packaging**

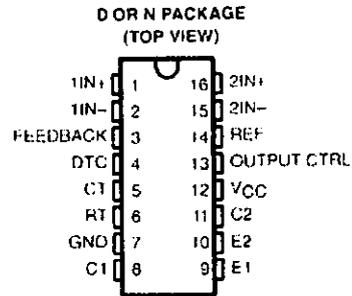
JEDEC TO-220AB  
TOP VIEW



**TL594**  
**PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS**

SLV5052C APRIL 1988 REVISED JULY 1999

- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply Trimmed to 1%
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization
- Undervoltage Lockout for Low  $V_{CC}$  Conditions



**description**

The TL594 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, these devices offer the systems engineer the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL594 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V regulator with a precision of 1%, an undervoltage lockout control circuit, and output control circuitry.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from  $-0.3\text{ V}$  to  $V_{CC} - 2\text{ V}$ . The DTC comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can be used to drive the common circuitry in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. Each device provides for push-pull or single-ended output operation, with selection by means of the output-control function. The architecture of these devices prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation. The undervoltage lockout control circuit locks the outputs off until the internal circuitry is operational.

The TL594C is characterized for operation from  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ . The TL594I is characterized for operation from  $-40^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$ .

**FUNCTION TABLE**

INPUT	OUTPUT FUNCTION
OUTPUT CTRL	
$V_i = -0$	Single-ended or parallel output
$V_i = V_{ref}$	Normal push-pull operation

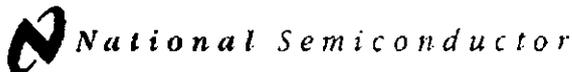


Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

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

**TEXAS  
INSTRUMENTS**  
FORT OFFICE BOX 55303 • DALLAS, TEXAS 75205

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated



January 2000

## LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

### General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15V$  power supplies.

The LM358 is also available in a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology.

### Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

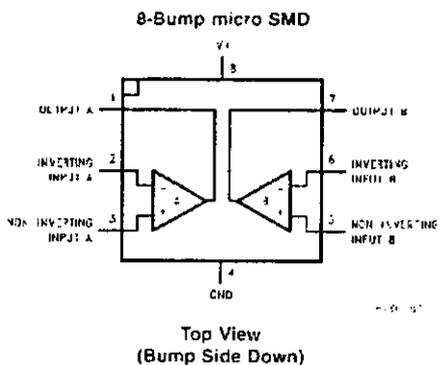
### Advantages

- Two internally compensated op amps
- Eliminates need for dual supplies
- Allows direct sensing near GND and  $V_{ILIM}$  also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual op amp

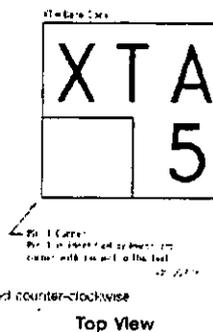
### Features

- Available in 8-Bump micro SMD chip sized package. (See AN-1112)
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range
  - Single supply: 3V to 32V
  - or dual supplies:  $\pm 1.5V$  to  $\pm 16V$
- Very low supply current drain (500  $\mu A$ ) essentially independent of supply voltage
- Low input offset voltage: 2 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing: 0V to  $V_{CC} - 1.5V$

### Connection Diagrams



### micro SMD Marking Orientation



LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers



# PIC16C7X

## 8-Bit CMOS Microcontrollers with A/D Converter

**Devices included in this data sheet:**

- PIC16C72
- PIC16C73
- PIC16C73A
- PIC16C74
- PIC16C74A
- PIC16C76
- PIC16C77

**PIC16C7X Microcontroller Core Features:**

- High-performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input  
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of Program Memory, up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
- Interrupt capability
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect, and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Programmable code-protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low-power, high-speed CMOS EPROM technology
- Fully static design

- Wide operating voltage range. 2.5V to 6.0V
- High Sink/Source Current 25/25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature ranges
- Low-power consumption:
  - < 2 mA @ 5V, 4 MHz
  - 15 µA typical @ 3V, 32 kHz
  - < 1 µA typical standby current

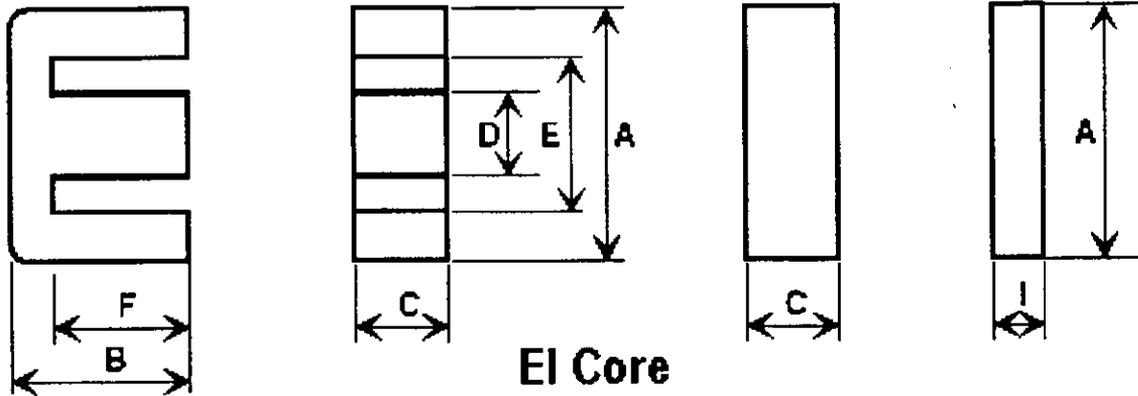
**PIC16C7X Peripheral Features:**

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler, can be incremented during sleep via external crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Capture, Compare PWM module(s)
- Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns. Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns. PWM max. resolution is 10-bit
- 8-bit multichannel analog-to-digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ and I<sup>2</sup>C™
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART/SCI)
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with external RD, WR and CS controls
- Brown-out detection circuitry for Brown-out Reset (BOR)

PIC16C7X Features	72	73	73A	74	74A	76	77
Program Memory (EPROM) x 14	2K	4K	4K	4K	4K	8K	8K
Data Memory (Bytes) x 8	128	192	192	192	192	368	368
I/O Pins	22	22	22	33	33	22	33
Parallel Slave Port	—	—	—	Yes	Yes	—	Yes
Capture/Compare/PWM Modules	1	2	2	2	2	2	2
Timer Modules	3	3	3	3	3	3	3
A/D Channels	5	5	5	8	8	5	8
Serial Communication	SPI/I <sup>2</sup> C	SPI/I <sup>2</sup> C, USART					
In-Circuit Serial Programming	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
Brown-out Reset	Yes	—	Yes	—	Yes	Yes	Yes
Interrupt Sources	8	11	11	12	12	11	12



Kawatetsu EI CORES



EI Core

Core	Dimensions [mm]								Core Parameters		
	A	B ± I	B	C	D	E <sub>min</sub>	F	I	Bobbin	CI	Lc
EI-33	33.0 ± 0.5	28.3 ± 0.6	23.3 ± 0.3	12.7 ± 0.3	9.7 ± 0.3	23.1	19.1 ± 0.3	5.0 ± 0.3	YES	0.559	66.7

EI33 (MB3) AL-value vs. NI

