

5
2ej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Facultad de Estudios Superiores
CUAUTITLAN

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CALIBRADOR DE CONTROLADORES USANDO UN MICROCONTROLADOR

T E S I S
Que para obtener el titulo de
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

p r e s e n t a

JOSE LUIS **L** BALTAZAR VARGAS



Asesor: ING. JORGE BUENDIA GOMEZ

27825

Cuautitlán Izcalli, Edo. de Méx. 1999

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



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.



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
UNIDAD DE ADMINISTRACIÓN ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXÁMENES PROFESIONALES



ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JUAN ANTONIO MONTARAZ CRESPO
DIRECTOR DE LA FES-CAUTITLÁN
P R E S E N T E.

ATN.: Q. M. DEL CARMEN GARCIA MIJARES
JEFE DEL DEPARTAMENTO.

Con base al artículo 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a Usted que revisamos el TRABAJO de Tesis con el nombre de:

"Diseño y Construcción de un Calibrador de Controladores usando un Microcontrolador".

que presenta el pasante: BALTAZAR VARGAS JOSE LUIS
con número de cuenta : 9004755-4 para obtener el Título de :

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

Considerando que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para ser discutida en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E.

"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"

Cuautilán Izc., México, a 3 de Marzo de 1999

Presidente ING. ANTONIO HERRERA MEJIA

Vocal ING. BLANCA GISELA D LA PEÑA VALENCIA

Secretario ING. JORGE BUENDIA GOMEZ

1er. Sup. ING. MARGARITA LOPEZ LOPEZ

2do. Sup. ING. JOSE UBALDO RAMIREZ URIZAR

[Firma] 9/03/99
[Firma] Blanca 070499
[Firma] 17/03/99
[Firma] 10/03/99
[Firma] 17/03/99

*A la memoria de mi primo **David Segovia Baltazar** por haber sido el primero entre nosotros en concluir una carrera profesional, mostrando con ello que con un poco de esfuerzo y sacrificio, podemos llegar a alcanzar tanto como nos propongamos.*

Donde quiera que él se encuentre, le dedico este trabajo, que es el resultado de una lucha constante por tratar de ser mejor cada día y por dar un paso mas en la consecución de uno de mis más grande deseos, como es el ver una familia llena de profesionistas.

*A mis padres **Guadalupe** y **José Luis** por darme la vida y mostrarme el camino adecuado de ésta, por enseñarme a ser humilde, gracias a lo cuál aprendí a observar los verdaderos valores del ser humano como son los del alma y la moral y por formar esta gran familia que siempre me ha apoyado para alcanzar mis objetivos.*

*A mis hermanas **Lupe**, **Vicky** y **Luisa** por su apoyo y compañía durante toda mi vida. Especialmente agradezco a **Lupe** su ayuda económica durante toda mi etapa de estudiante.*

*A mis hermanos **Paco** y **Miguel** y a mis sobrinos, **Juan**, **Oscar**, **Ana**, **Reyna** y **Javier** por darme la motivación para seguir adelante, tratando de ser un buen ejemplo para ellos y por despertar en mi a cada día el espíritu infantil que llevo dentro y que no deseo perder. Sigán adelante.*

*A mis tíos **Ramiro** y **Margarita** así como **David** y **María** por la confianza y amistad que me han brindado.*

Al Instituto Mexicano del Petróleo por brindarme todas las facilidades en la elaboración de este trabajo.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por darme la oportunidad de tener una profesión.

Al ingeniero Rafael Nicolás Carmona por su apoyo técnico y por facilitarme los elementos necesarios para la elaboración de esta tesis, además de su amistad.

Al ingeniero Guillermo González Fernández por su apoyo desinteresado en todo momento para la elaboración de este trabajo.

Al ingeniero Jorge Buendía Gómez por su apoyo y asesoría incondicional y por ser uno de los pilares en mi formación profesional.

A todos mis profesores y compañeros de cada una de las escuelas por las que curse por formar de alguna manera parte de mi vida.

Indice

1. Definición de la arquitectura del calibrador.	6
1.1 Descripción del calibrador de controladores.	6
1.1.1 Microcontrolador.	8
1.1.2 Generación de milivoltaje.	8
1.1.3 Lectura de milivoltaje.	10
1.1.4 Generación de miliamperes.	11
1.1.5 Lectura de miliamperes.	11
1.1.6 Generación de 0 a 5 volts.	12
1.1.7 Teclado.	12
1.1.8 Display.	12
1.2 Descripción de los dispositivos utilizados.	12
1.2.1 Convertidores analógico-digital y digital-analógico.	13
1.2.1.1 Convertidor digital-analógico (DAC).	14
1.2.1.1.a DAC con resistencias ponderadas.	15
1.2.1.1.b DAC con resistencias R-2R.	17
1.2.1.2 Convertidor analógico-digital.	20
1.2.1.2.a Convertidor A/D de rampa digital o de escalera.	23
1.2.1.2.b Convertidor A/D de rampa analógica.	24
1.2.1.2.c Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas.	25
1.2.1.2.d Convertidor de tipo flash.	27
1.2.2 Convertidor de corriente a voltaje.	28
1.2.3 Convertidor de voltaje a corriente.	29
1.2.3.1 Convertidor de voltaje a corriente con carga flotante.	29
1.2.3.2 Convertidor de voltaje a corriente con carga conectada a tierra.	30
1.2.4 Circuitos Latch.	32
1.2.5 Circuitos de referencia.	33
1.2.6 El switch analógico.	34
1.2.7 Memoria.	35
1.2.8 El teclado matricial.	37
1.2.9 El display de cristal líquido.	39

2.	Dispositivos utilizados.	41
2.1	Tecnología de circuitos integrados.	41
2.1.1	Parámetros de las familias lógicas.	42
2.1.1.1	Características de entrada y salida.	42
2.1.1.2	Función de transferencia.	43
2.1.1.3	Ruido.	43
2.1.1.4	Consumo de potencia	45
2.1.1.5	Retardos de propagación.	45
2.1.1.6	Producto velocidad-potencia.	45
2.1.1.7	Factor de carga.	46
2.1.1.8	Transitorios de corriente.	46
2.2	Dispositivos que conforman al calibrador.	47
2.2.1	DAC1222	47
2.2.1.1	Características.	48
2.2.1.2	Funcionamiento.	48
2.2.1.3	Razones de uso.	48
2.2.2	ADS7813	48
2.2.2.1	Características.	49
2.2.2.2	Funcionamiento.	49
2.2.2.3	Razones de uso.	50
2.2.3	74HC373	50
2.2.3.1	Funcionamiento.	50
2.2.3.2	Razones de uso.	51
2.2.4	MM74C923	51
2.2.4.1	Funcionamiento.	51
2.2.4.2	Razones de uso.	53
2.2.5	LM385-1.2	53
2.2.5.1	Características.	53
2.2.5.2	Funcionamiento.	54
2.2.5.3	Razones de uso.	54
2.2.6	LM336-5.0	54
2.2.6.1	Características.	54
2.2.6.2	Funcionamiento.	54
2.2.6.3	Razones de uso.	54
2.2.7	LM725	55
2.2.7.1	Características.	55
2.2.7.2	Razones de uso.	55
2.2.8	LM10	55
2.2.8.1	Características.	56

2.2.8.2 Funcionamiento.	56
2.2.9 C.I. 24LC65	56
2.2.9.1 Características.	56
2.2.9.2 Funcionamiento.	57
2.2.9.3 Razones de uso.	59
2.2.10 AND491 Display Alfanumérico.	60
2.2.10.1 Razones de uso.	60
2.2.10.2 Funcionamiento.	60
2.2.11 TSC7660	65
2.2.11.1 Características.	65
2.2.11.2 Funcionamiento.	65
2.2.11.3 Razones de uso.	66
2.2.12 LM7805	66
2.2.12.1 Razones de uso.	66
2.2.13 CD4016	
3. Arquitectura del microcontrolador PIC16C74A	67
3.1 Características generales.	67
3.2 Arquitectura Harvard.	68
3.3 Arquitectura RISC.	69
3.3.1 Conjunto de instrucciones.	69
3.3.2 Segmentación.	69
3.3.3 Principales componentes de la arquitectura RISC.	70
3.3.3.1 ALU y registro W del PIC16C74.	70
3.3.3.2 Conjunto de registros del PIC16C74.	71
3.3.3.3 El contador de programa (PC) del PIC16C74.	72
3.4 Memoria.	72
3.4.1 Organización de la memoria de datos.	72
3.4.1.1 Registros de propósito general.	73
3.4.1.2 Registros de funciones especiales.	73
3.4.1.2.a Registro STATUS.	75
3.4.1.2.b Registro OPTION.	76
3.4.1.2.c Registro INTCON.	77
3.4.1.2.d Registro PIE1.	78
3.4.1.2.e Registro PIR1.	79
3.4.1.2.f Registro PIE2.	80

3.4.1.2.g Registro PIR2.	80
3.4.1.2.h Registro PCON.	80
3.4.1.2.i Registro PCL y PCLATH.	81
3.5 Stack.	81
3.6 Periféricos.	82
3.6.1 Puertos de Entrada/Salida.	82
3.6.1.1 Puerto A y registro TRISA.	82
3.6.1.2 Puerto B y registro TRISB.	83
3.6.1.3 Puerto C y registro TRISC.	83
3.6.1.4 Puerto D y registro TRISD.	83
3.6.1.5 Puerto E y registro TRISE.	83
3.6.2 Temporizadores.	84
3.6.2.1 Temporizador0 (Timer0).	84
3.6.2.2 Temporizador1 (Timer1).	85
3.6.2.3 Temporizador2 (Timer2).	85
3.6.3 Modulo de captura/comparación/pwm CCP1.	86
3.6.3.1 Modo de captura.	86
3.6.3.2 Modo de comparación.	87
3.6.3.3 Modo PWM.	87
3.6.4 Puerto Serial Síncrono.	88
3.6.4.1 Modo SPI (interfaz serial de periféricos).	88
3.6.4.2 Modo I ² C (Interfaz Inter-Circuitos).	88
3.7 Interfaz de comunicación de comunicación serial (SCI).	91
3.7.1 Modo SCI asíncrono.	91
3.7.2 Modo SCI síncrono-amo.	92
3.7.3 Modo SCI síncrono-esclavo.	92
3.8 Convertidor Analógico/Digital.	92
3.9 Características especiales del CPU.	94
3.9.1 Tipos de oscilador.	95
3.9.2 Reset.	96
3.9.3 Interrupciones.	96
3.9.4 Modo de reposo (SLEEP).	98
3.9.5 Protección de código.	98
3.10 Instrucciones de programación.	99
3.10.1 Operaciones orientadas a Bytes.	100

3.10.2 Operaciones orientadas a bits.	100
3.10.3 Operaciones de literal y control.	101
4. Circuitería del calibrador.	67
4.1 Lectura de datos.	103
4.2 Circuito de generación de milivolts.	106
4.3 Lectura de millivoltaje.	112
4.4 Despliegue de datos.	114
4.5 Lectura de miliamperes.	117
4.6 Generación de 0-5 V.	118
4.7 Generación de miliamperes.	120
4.8 Circuito de alimentación.	122
4.9 Circuito total del calibrador de controladores.	123
4.10 Funcionamiento del calibrador de controladores.	125
5. Programa de control del PIC16C74	127
5.1 El compilador PICC.	127
5.1.1 Comentarios.	127
5.1.2 Directivas.	128
5.1.3 Funciones.	131
5.2 Programa de control.	139
Conclusiones	166
Apéndice A	
Apéndice B	
Bibliografía	

Introducción

Un sistema de control es aquel que tiene como función mantener un proceso dentro de las condiciones deseadas y está formado básicamente por cuatro componentes: el proceso, transmisor, controlador y el elemento final de control.

1. El proceso son las funciones colectivas desarrolladas en y por el equipo en el cuál va a ser controlada la variable.

Dentro de la sección de proceso existen variables como son flujo, temperatura y presión entre otras que deben ser **variables controladas**.

2. En la sección de transmisor existe un elemento que es el primero dentro del sistema de medición en utilizar o transformar energía del medio controlado para producir un efecto de respuesta a un cambio de valor en la variable controlada. Este efecto puede ser un cambio de presión, fuerza, posición potencial eléctrico o resistencia. A este elemento se le da el nombre de **elemento primario**.

Otro elemento importante es la **variable medida** misma que es una cuantificación de la variable de proceso.

El **transmisor** es un dispositivo para enviar la señal desde el elemento primario de medición a otro punto.

3. El controlador es un dispositivo que produce una señal de control en respuesta de una señal de error de entrada.

4. El elemento de control final es un dispositivo que puede ser manipulado por la señal de salida del controlador para regular el proceso.

La temperatura y la presión son dos variables controladas de gran importancia.

Se puede definir a la temperatura como el grado relativo de calor o frío en que se encuentra un cuerpo de acuerdo a su capacidad para transferir calor hacia los alrededores, esta depende de la cantidad total de energía en forma de calor que un cuerpo posee, así como de su masa y su calor específico.

Existe una gran cantidad de industrias en las que la medición y el control de la temperatura tiene una gran importancia, esto se debe básicamente a que la velocidad de las reacciones químicas (especialmente en las orgánicas) aumenta con la temperatura,

teniendo un incremento en 2 o 3 por cada 10 grados centígrados en la mayoría de los casos. Es debido a esto que el control de la temperatura es de vital importancia pues el hecho de que se llegue a caer dentro de un rango no permitido puede provocar que el producto final de un proceso no cumpla con las características deseadas a peor aún provocar un accidente de graves consecuencias.

De manera general las escalas de temperatura están basadas en la selección de puntos fijos y una división de los intervalos de temperatura entre estos en un número conveniente de grados. Los puntos fijos de mayor importancia que se toman son los que corresponde a las temperaturas de ebullición y de congelación de sustancias puras a ciertas presiones específicas.

Las diferentes escalas de temperatura que existen son la Fahrenheit, la Celsius (centígrada), la Kelvin la Rankine y la Réaumur.

Se puede medir la temperatura utilizando una magnitud física que varíe con ella y que proporcione un solo valor de la misma para cada uno de sus propios valores. Una de estas magnitudes utilizadas es la diferencia de potencial de contacto de dos metales y para esto se utiliza el **termopar**.

En este caso la diferencia de potencial es la **variable medida** y el **elemento primario** es el termopar dentro del sistema de control.

El **termopar** es un instrumento que ayuda a medir la temperatura basándose en el efecto de la circulación de una corriente en un circuito formado por dos metales diferentes cuyas uniones (unión de medida o caliente y unión de referencia o fría) se mantienen a distinta temperatura. Se desarrolla una pequeña tensión casi continua proporcional a la temperatura de la unión de medida, siempre que haya una diferencia de temperaturas con la unión de referencia. Los valores de esta f.e.m.¹ están tabulados en tablas de conversión con la unión de referencia a cero grados centígrados.

La selección de los alambres para termopares se hace de forma que tengan una resistencia adecuada a la corrosión, a la oxidación, a la reducción y a la cristalización, que desarrollen una f.e.m. relativamente alta, que sean estables, de bajo costo y baja resistencia eléctrica y que la relación entre la temperatura y la f.e.m. sea tal que el aumento de esta sea (aproximadamente) paralelo al aumento de la temperatura.

¹ Fuerza Electromotriz

Los diferentes tipos de termopares que existen son el tipo E, tipo T, tipo J, tipo K, tipo R y tipo S.

Se puede definir a la presión como la acción de una fuerza en contra de otra fuerza o como la acción de una fuerza que actúe contra cierta superficie dentro de un recipiente cerrado. Por lo general se mide en términos de la fuerza por unidad área.

En conjunto con la temperatura, las mediciones de presión se utilizan bastante en las industrias de proceso o de manufactura entre otras. Una de las razones que constituyen el motivo para la medición y el control automático de la presión es la de mantener seguras las condiciones de operación de un proceso. Lo anterior es debido a que cualquier recipiente o tubería posee cierta presión máxima de seguridad, variando esto de acuerdo con el material y la construcción. Las presiones excesivas no solo pueden provocar la destrucción de equipo valioso, sino que también, puede colocar al personal y al equipo cercano en situaciones peligrosas particularmente cuando están implicados fluidos inflamables o corrosivos.

Dentro del sistema de control en este caso la **variable medida** es una corriente eléctrica generada por un transductor² que actúa como el **elemento primario** de la transmisión.

La **calibración** es la comprobación de la exactitud de la indicación o salida de un instrumento en comparación con un estándar conocido. Las características de cualquier instrumento se modifican gradualmente con el tiempo y por ello es esencial una calibración periódica. El propósito de la calibración es asegurar que un instrumento esté funcionando dentro de su exactitud especificada, ya sea que se use para medir o generar señales de prueba. El valor que indica el instrumento se compara con un valor estándar conocido y si es necesario se hacen ajustes a los circuitos internos del instrumento para lograr el mejor funcionamiento.

La **calibración** en los sistemas de control es esencial pues el mal estado de los dispositivos que lo conforman puede provocar que el control no sea adecuado.

² Dispositivo que convierte una variable física en una señal eléctrica.

En los siguientes capítulos de este trabajo se presenta del desarrollo del diseño y construcción de un dispositivo que es capaz de manejar las **variables de mediada** como son tensión (mV) y corriente (mA) y que servirá para realizar la calibración de sistemas de control en donde estas sean utilizadas.

Objetivo

Desarrollar un dispositivo que tenga utilidad en la industria petrolera dentro del área de mantenimiento a equipos de control.

Llevar a cabo el diseño de un equipo capaz de simular variables físicas como temperatura y presión generando para ello señales eléctricas de voltaje y corriente respectivamente, así como de leer e interpretar el mismo tipo de señales cuando estas provienen de un medio externo. El diseño debe tener como base el uso del microcontrolador PIC16C74.

Justificación

Contar con un dispositivo que ayude en la calibración de los sistemas de control de la industria petrolera es de gran utilidad.

Actualmente se pueden encontrar en el mercado dispositivos destinados para estos fines, sin embargo, su costo es excesivo. Dentro del Instituto Mexicano del Petróleo (IMP) se ha contado con instrumentos para dar mantenimiento a los equipos de control de PEMEX, en un principio eran dispositivos analógicos y posteriormente digitales. Hoy en día estos ya no funcionan y solo el fabricante puede darles mantenimiento pues además de no proporcionar información técnica sobre su arquitectura, la nomenclatura de los circuitos integrados que lo conforman fue borrada por ellos mismos.

Debido a esto se tomó la decisión de desarrollar un dispositivo que cumpliera con las características requeridas para la calibración de los sistemas de control, pues esto es

En los siguientes capítulos de este trabajo se presenta del desarrollo del diseño y construcción de un dispositivo que es capaz de manejar las **variables de mediada** como son tensión (mV) y corriente (mA) y que servirá para realizar la calibración de sistemas de control en donde estas sean utilizadas.

Objetivo

Desarrollar un dispositivo que tenga utilidad en la industria petrolera dentro del área de mantenimiento a equipos de control.

Llevar a cabo el diseño de un equipo capaz de simular variables físicas como temperatura y presión generando para ello señales eléctricas de voltaje y corriente respectivamente, así como de leer e interpretar el mismo tipo de señales cuando estas provienen de un medio externo. El diseño debe tener como base el uso del microcontrolador PIC16C74.

Justificación

Contar con un dispositivo que ayude en la calibración de los sistemas de control de la industria petrolera es de gran utilidad.

Actualmente se pueden encontrar en el mercado dispositivos destinados para estos fines, sin embargo, su costo es excesivo. Dentro del Instituto Mexicano del Petróleo (IMP) se ha contado con instrumentos para dar mantenimiento a los equipos de control de PEMEX, en un principio eran dispositivos analógicos y posteriormente digitales. Hoy en día estos ya no funcionan y solo el fabricante puede darles mantenimiento pues además de no proporcionar información técnica sobre su arquitectura, la nomenclatura de los circuitos integrados que lo conforman fue borrada por ellos mismos.

Debido a esto se tomó la decisión de desarrollar un dispositivo que cumpliera con las características requeridas para la calibración de los sistemas de control, pues esto es

posible de lograr con el equipo y la tecnología con que cuenta el Instituto. Teniendo esto como beneficio el hecho de poder construir el número de equipos que se requieran a un bajo costo así como el hecho de poder darles mantenimiento preventivo y correctivo.

Para tener una idea más clara de la aplicación del dispositivo que se desarrollará y al cuál llamaremos **calibrador de controladores**, imaginemos un sistema integrado por un enorme tanque que contiene un determinado combustible, un cuarto de control a una distancia no muy cercana y una línea de transmisión. Dentro del cuarto de control se puede estar observando la temperatura y presión del contenido del tanque. Para asegurar un buen funcionamiento del sistema de monitoreo se deben hacer chequeos en él, para ello se sustituye la conexión con el tanque por una conexión con el **calibrador de controladores**, con la ayuda de este se simula un cierta temperatura o presión y el sistema debe estar monitoreando efectivamente el valor de la señal que se ha simulado, si no es así se hacen los ajustes necesarios.

Continuando con el ejemplo del sistema, supongamos que se presenta una falla tal que en el cuarto de control no se reciben las señales provenientes del tanque. Después de haber comprobado que la falla no es en el sistema de monitoreo a través de la simulación de las señales, se procede a conectar la salida del tanque con el calibrador y este debe ser capaz de recibir las señales eléctricas provenientes de los transductores de temperatura y presión e interpretarlas como tales. Si no hay una falla aquí se realiza el mismo procedimiento en diferentes puntos de la línea de transmisión hasta encontrar en que punto de esta se encuentra la falla.

Existen además otras aplicaciones del calibrador dentro del área de mantenimiento, sin embargo la descrita en el ejemplo anterior es la más ilustrativa por lo cuál no se mencionarán las demás pues la idea esencial en todas es la calibración mediante la generación y lectura de señales eléctricas por medio del calibrador.

Capítulo 1

1. Definición de la arquitectura del calibrador.

La base que se tienen para realizar el diseño del equipo que se conocerá de aquí en adelante como calibrador de controladores es utilizar un microcontrolador PIC16C74, esto aunado a que el dispositivo debe ser portátil y por consiguiente alimentado con baterías y del menor tamaño posible permitirá establecer la arquitectura del equipo mediante la conjunción de los dispositivos electrónicos necesarios para el cumplimiento de cada una de las funciones que se requieren.

Este capítulo inicia con la descripción de cada una de las funciones que el calibrador realizará y de las características físicas que este debe tener.

Posteriormente se definen los dispositivos electrónicos utilizados en el cumplimiento de cada una de las funciones y después se presenta una descripción general del funcionamiento de cada uno de ellos.

1.1 Descripción del calibrador de controladores.

El calibrador de controladores es un dispositivo que simula variables físicas como son temperatura y presión, generando para esto señales eléctricas de milivoltaje y miliamperes iguales a las que generan los transductores de dichas variables. De igual forma lee señales de milivoltaje. También tiene la opción de generar una señal de 0 a 5 volts de corriente directa.

Capítulo I. Definición de la Arquitectura del Calibrador

Cuenta con un display para poder visualizar el valor de la señal que se está generando y para leer el valor correspondiente a la señal que está recibiendo.

También tiene un teclado por medio del cuál se puede ingresar el valor de las señales que se desean simular y para seleccionar el tipo de señal (milivoltaje o miliamperes) con la que se trabajará, así como el modo de simulación o modo de lectura.

Son usadas dos terminales de salida y dos terminales de entrada para milivolts y para miliamperes así como una salida para el rango de 0 a 5 volts.

En la figura 1.1 se muestra un diagrama en forma de bloques donde se representan las etapas necesarias, así como las terminales de entrada y salida.

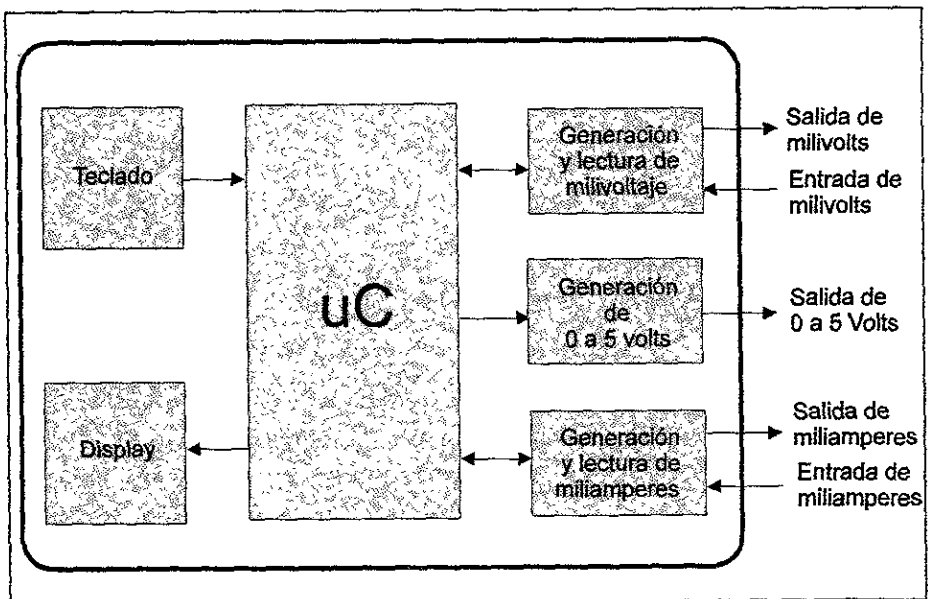


Figura 1.1 Diagrama de bloques del calibrador.

1.1.1 Microcontrolador

Como se sabe un microcontrolador es un dispositivo que esta formado por procesador, memoria y puertos de entrada/salida, contando además con diversas características que reducen la necesidad de utilizar dispositivos externos. Debido a esto resulta mucho más eficaz hacer uso de un microcontrolador para el diseño del **calibrador** que usar una gran cantidad de dispositivos de mediana escala de integración como son contadores, multiplexores, registros de corrimiento, unidades aritmético-lógicas, decodificadores, etc.

La función del microcontrolador en el **calibrador** es la de recibir y procesar el dato que el usuario indique por medio del teclado para hacer un desplegado en el display y enviar al mismo tiempo un dato a través de un puerto para la generación de una señal. De igual forma recibe una palabra digital equivalente a una señal analógica proveniente del medio externo, la procesa y hace el desplegado correspondiente en el display.

1.1.2 Generación de milivoltaje.

El rango de milivoltaje que el **calibrador** debe generar es el correspondiente al que entrega el termopar tipo J para un rango de temperatura de -210 a 760 grados centígrados y va desde -8.09 milivolts a $+42.92$ milivolts, con pasos de hasta 0.01 milivolts por grado centígrado. Una manera conveniente de generar estos niveles de voltaje es a través de un puerto paralelo del microcontrolador utilizando también un convertidor digital-analógico. Con uno de 12 bits de resolución se puede tener 4096 niveles de voltaje (2 elevado a la 12), y con un voltaje de referencia de 40.96 milivolts se conseguirá que el convertidor genere 0.01 milivolt por bit. Un amplificador operacional a la salida del convertidor realizará la conversión de corriente a voltaje y sumará en el momento que se requiera un nivel de referencia para duplicar el rango de voltaje (nivel de referencia ± 40.96) y poder abarcar el máximo valor requerido que como ya se mencionó es de 42.92 milivolts.

Capítulo 1. Definición de la Arquitectura del Calibrador

Cuando la temperatura que se simula es positiva, se aplica un voltaje de referencia positivo al DAC y si es negativa entonces el voltaje de referencia aplicado será negativo.

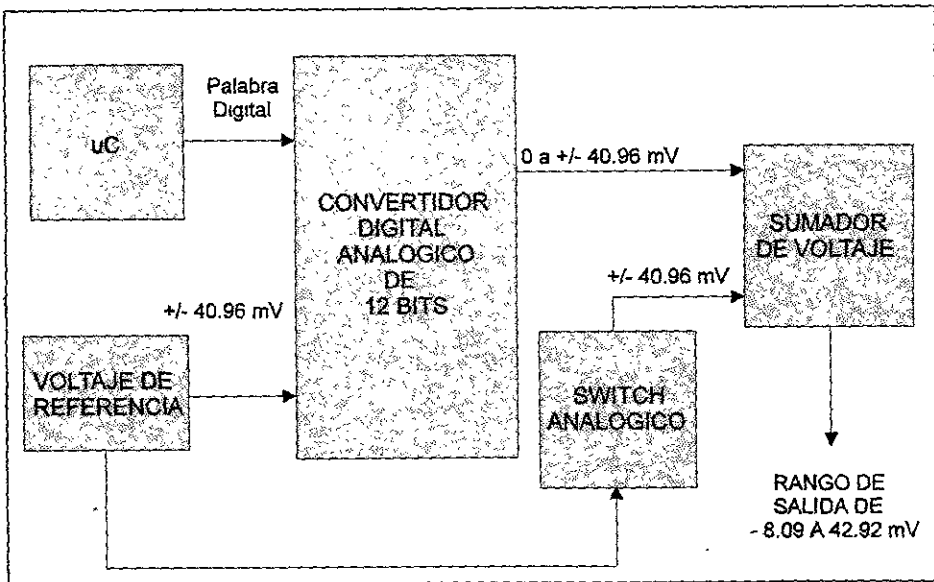


Figura 1.2 Diagrama de bloques del circuito de generación de milivoltaje.

Debido a que se requerirán varios pines³ del microcontrolador para distintos propósitos que se irán explicando, no es conveniente utilizar 12 pines de éste para enviar el dato digital de 12 bits hacia el convertidor, resulta más práctico enviar el dato dividido en dos partes LByte (byte menos significativo) y HByte (byte más significativo), utilizando para ello dos circuitos latch⁴ de 8 bits (ver figura 1.3). De este modo el número de pines utilizados se reduce a 9, 8 para enviar el dato y 1 para el control de cada uno de los latches.

³ Terminales físicas de conexión en un circuito integrado

⁴ Dispositivo de retención de datos.

Puesto que se debe de cargar una tabla completa con los valores binarios que corresponden a cada grado centigrado, la memoria del microcontrolador resulta insuficiente y por esta razón se recurrirá al uso de memoria externa para cargar todos estos datos.

Es necesario hacer optimo el uso del microcontrolador tratando de que los pines de este sean suficientes, y por ello se utilizará una memoria con bus serial.

1.1.3 Lectura de milivoltaje.

Los niveles de milivoltaje que el calibrador debe de leer son del mismo rango de los que genera, (-8.09 a +42.92 milivots) por lo que se utilizará para ello un convertidor analógico digital de 16 bits para abarcar este rango, pues así se tendrán 65536 pasos (2 elevado a la 16) de voltaje.

Con la finalidad de reservar los puertos paralelos del microcontrolador para el display y el teclado, es conveniente que el convertidor analógico digital sea del tipo serial y hacer uso de solo tres pines para la conexión entre convertidor y microcontrolador (los pines son para señal de reloj, dato e inicio de conversión). En la figura 1.3 se muestra en forma de bloques la conexión del microcontrolador con los dispositivos necesarios para la generación y lectura de milivoltaje.

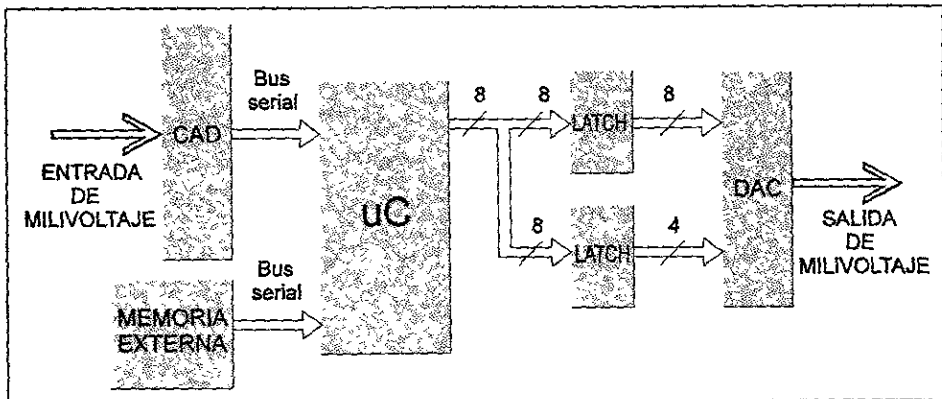


Figura 1.3 Diagrama de bloques para la generación y lectura de milivoltaje.

1.1.4 Generación de miliamperes.

El método para la generación de miliamperes es similar al de generación de milivolts con la diferencia de que el voltaje de referencia que se conecta al DAC⁵ es de 5 volts y la salida de voltaje es convertida a corriente por medio de un circuito destinado para este fin.

1.1.5 Lectura de miliamperes.

La señal de corriente proveniente de un medio externo es convertida a voltaje en un circuito que realiza dicha operación (convertidor de corriente a voltaje) y es recibida por el convertidor analógico digital del microcontrolador. El resultado de la conversión es procesado para desplegar en el display el valor equivalente de la señal analógica de entrada.

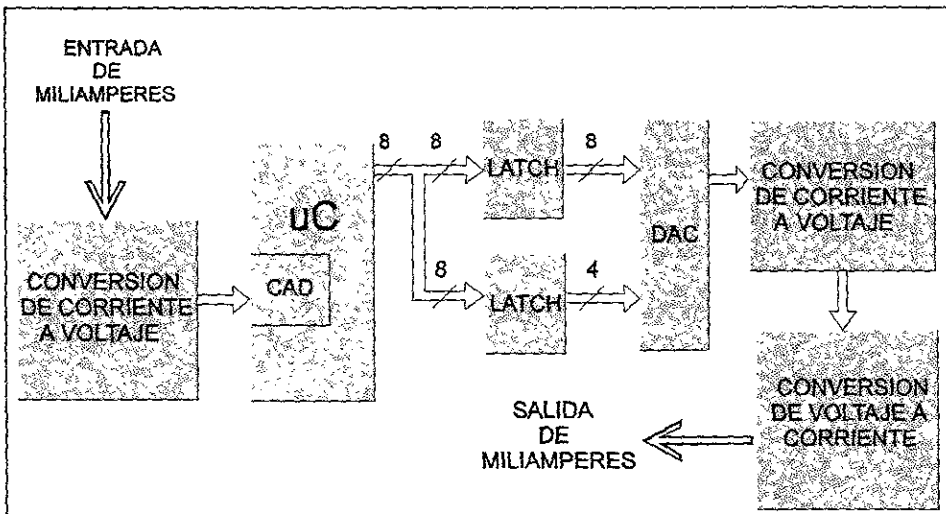


Figura 1.4 Diagrama de bloques del circuito de generación y lectura de miliamperes.

⁵ Convertidor Digital Analógico

1.1.6 Generación de 0 a 5 volts.

Para realizar esta función se utilizan los mismos dispositivos y técnicas de la generación de miliamperes pero la salida es tomada antes de la etapa de conversión de voltaje a corriente. La obtención de los rangos deseados depende del procesamiento que el microcontrolador realiza con el dato insertado a través del teclado por el usuario.

1.1.7 Teclado.

El uso del teclado en el calibrador es indispensable para seleccionar el modo de operación (generación o lectura), el tipo de señal (milivolts o miliamperes), así como para ingresar el valor de la señal que se generará. Se usará un teclado de tipo matricial de 20 teclas.

1.1.8 Display

El display es utilizado para visualizar el valor de la temperatura (milivoltaje) o la presión (miliamperes) que se está simulando o leyendo, además de algunos mensajes como son el modo de operación en que se encuentra trabajando el calibrador (simulación o lectura), tipo de señal con la que se está trabajando (temperatura o presión). Para esto se usará un display de cristal líquido, de tipo alfanumérico con dos líneas de 16 caracteres cada una.

1.2 Descripción de los dispositivos utilizados.

Ahora se describirán las características de cada uno de los dispositivos que conforman la arquitectura del calibrador así como los diferentes tipos que existen de cada

uno de ellos para mas adelante poder definir cuales son los más convenientes de utilizar de acuerdo a los requerimientos del diseño.

1.2.1 Convertidores analógico-digital y digital-analógico.

Una señal digital es aquella que solo puede tomar dos valores discretos de voltaje que se especifican por una de dos posibilidades 0 o 1 (bajo o alto). En la práctica, una cantidad digital, como un voltaje, toma un valor que puede ser cualquiera dentro de ciertos rangos especificados; los valores que están dentro de un mismo rango se definen de modo que representen el mismo valor digital. Por ejemplo para la lógica TTL⁶ cualquier voltaje dentro del rango desde 0 hasta 0.8 volts representa el valor digital 0, y a cualquiera que se encuentre desde 2 hasta 5 volts se le asigna el valor digital 1. Los valores exactos de los voltajes no son significativos, ya que los circuitos digitales responden de la misma manera para todos los voltajes que se encuentran dentro de un rango dado.

Una señal analógica es aquella que puede tomar cualquier valor sobre un rango continuo de valores y en este caso su valor exacto si es significativo ya que cada posible valor tiene un significado distinto.

Los sistemas digitales llevan a cabo todas sus operaciones mediante el uso de circuitería y operaciones digitales por lo que cualquier información que tenga que introducirse en un sistema de este tipo, primero debe ponerse en forma digital. De manera similar, las salidas de estos sistemas siempre son digitales.

Muchas variables físicas como la temperatura y la presión son de naturaleza analógica por lo que cuando se desea procesar este tipo de señales con un sistema digital como una computadora o un microcontrolador se necesita adaptarlas hacia uno y otro modo (digital y analógico) utilizando convertidores destinados a este propósito.

⁶Lógica de Transistor Taransistor

1.2.1.1 El convertidor digital analógico (DAC).

Los convertidores digital/analógicos convierten una información digital presente a su entrada, en una variable analógica que puede ser una tensión o una corriente.

El valor de la salida (tensión o corriente), es función del número binario aplicado a su entrada: $Y=F(\text{entrada})$. Si esta función es una relación de proporcionalidad el convertidor es lineal.

Hay muchos tipos de códigos utilizados como información digital aplicada a la entrada del DAC, pero el más popular es el binario natural, en el que el código representa simplemente un número en el sistema de numeración binaria.

Los convertidores D/A se pueden clasificar, según la forma en que se aplica la información digital a la entrada en dos tipos:

1. *DAC serie*. Son aquellos en los que la combinación a convertir se aplica a través de una única terminal en donde aparecen en secuencia los diferentes bits que la constituyen.

La razón de que la mayoría de los procesadores digitales proporcionan a su salida un cierto número de bits en paralelo, ha hecho que los convertidores serie no sean muy utilizados.

2 *DAC paralelo*. Son aquellos en los que la combinación binaria a convertir se aplica en paralelo a su entrada.

Un DAC consta de dos partes funcionales que son:

Una red de resistencias y un amplificador operacional.

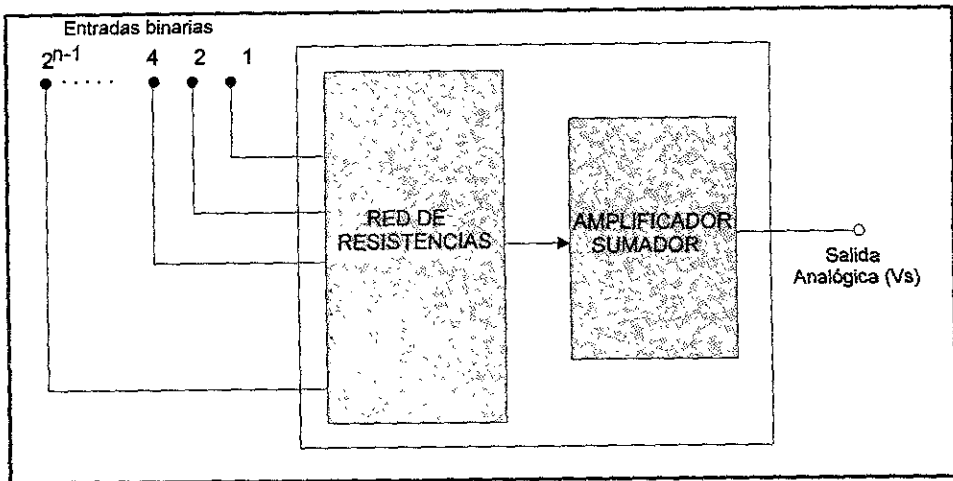


Figura 1.5 Partes fundamentales del convertidor digital analógico.

Los métodos que se utilizan para realizar la conversión digital analógica son el de resistencias ponderadas y el de resistencias R-2R.

1.2.1.1.a DAC con resistencias ponderadas.

El convertidor consta de una red de resistores⁷ cuyos valores deben de ser proporcionales siguiendo potencias de 2, un conjunto de interruptores para seleccionar los bits que determinarán el valor de la señal de salida y un amplificador operacional para proporcionar a la salida el voltaje deseado.

⁷ Dispositivos que oponen cierta resistencia al paso de la corriente eléctrica.

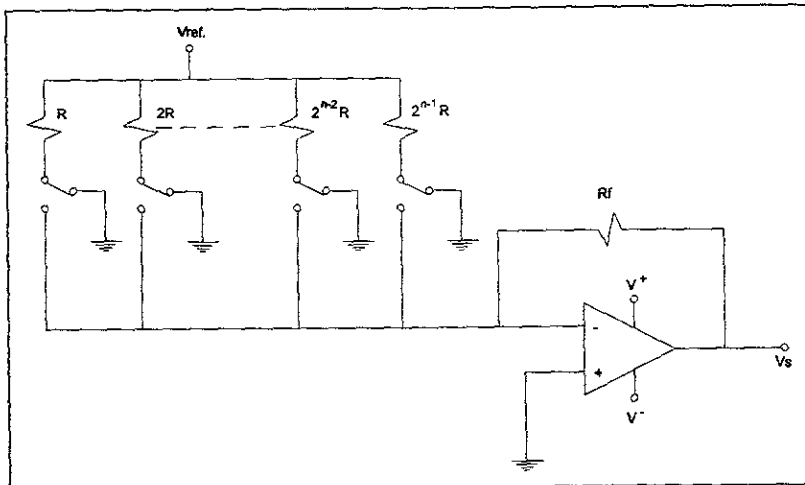


Figura 1.6. DAC con resistencias ponderadas.

En este tipo de convertidor cada una de las entradas tiene un peso determinado de $1/2^m$ donde m va desde 0 hasta $n-1$ (n es el número de bits del convertidor) para las entrada 1, 2, 3, ..., n respectivamente. Esto se debe al valor de las resistencias de entrada.

El amplificador operacional sirve como sumador produciendo la suma de los factores de ponderación de los voltajes de entrada. El amplificador sumador multiplica cada voltaje de entrada por la proporción del resistor de retroalimentación R_f . Por lo tanto la salida del amplificador se puede expresar de la siguiente manera.

$$V_s = - \frac{V_{ref} R_f}{R} + \frac{V_{ref} R_f}{2R} + \dots + \frac{V_{ref} R_f}{2^{n-2} R} + \frac{V_{ref} R_f}{2^{n-1} R}$$

$$6$$

$$V_s = - \frac{R_f}{R} V_{ref} \left(1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{2^{n-2}} + \frac{1}{2^{n-1}} \right)$$

A pesar de la simplicidad que este circuito presenta, existe un gran inconveniente en él y es que la gama amplia de resistores requeridos es muy difícil de aplicar de una manera eficiente, pues sus valores tienen que ser precisos.

1.2.1.1.b DAC con resistencias R-2R.

Esta configuración de convertidor utiliza únicamente dos valores normalizados de resistencias en escalera conocida como red "R - 2R", lo que constituye su mayor ventaja debido a su fácil desarrollo. En la figura 1.7 se presenta el principio de funcionamiento de esta red.

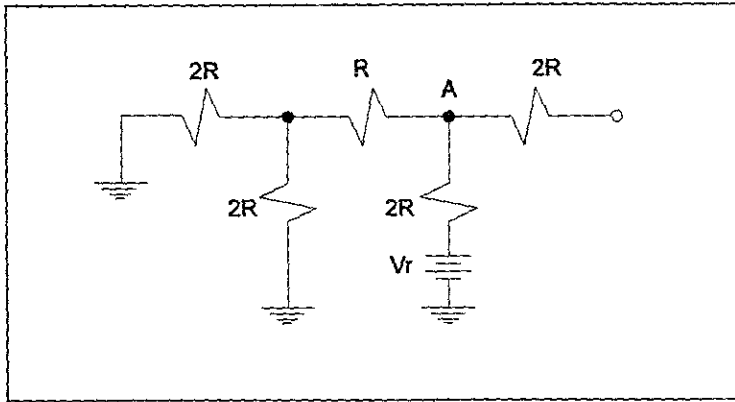


Figura 1.7 Red resistiva R-2R

Los dos resistores de valor $2R$ de la izquierda tienen una resistencia equivalente de valor igual a R . Esta resistencia equivalente se encuentra en serie con otro resistor de valor R , por lo que el circuito se convierte en dos resistores de valor $2R$ conectados en paralelo. De este modo cualquier corriente que entre por el nodo A se dividirá en dos valores iguales. Como las dos resistencias son iguales se pueden reemplazar por una sola de valor R . La figura 1.8 muestra el circuito de un DAC que hace uso del principio anterior.

La fuente de referencia (V_{ref}) observa una resistencia de valor R (equivalente a toda la red R - $2R$) conectada a tierra, por consiguiente:

$$i_{in} = V_{ref} / R.$$

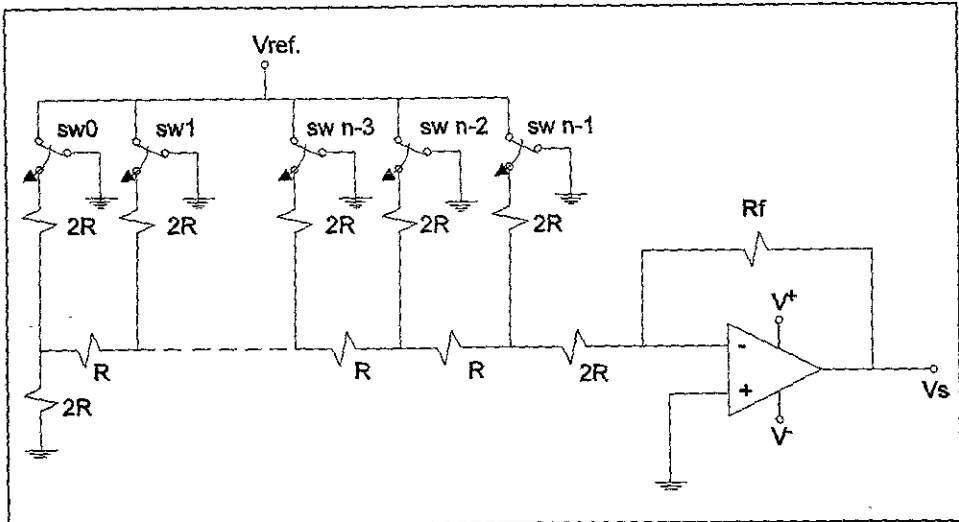


Figura 1.8 DAC con red de resistencias R - $2R$.

Esta corriente i_{in} se divide en dos partes iguales: una que circula por la primera resistencia de valor $2R$ y otra que se dirige hacia el interior de la red. En el siguiente nodo de la red sucede lo mismo. Como resultado, por las resistencias de valor $2R$ circulan corrientes de valores iguales a $(1/2) i_{in}$, $(1/4) i_{in}$, $(1/8) i_{in}$, $(1/16) i_{in}$, etc.

Cada uno de los interruptores conectados a la entrada de la red $2R$ - R simula un bit de las entradas digitales al convertidor. Cuando el bit es "0", el interruptor correspondiente lleva la corriente que circula por la resistencia $2R$ a tierra. Cuando el bit vale "1", la enruta a la entrada de suma del amplificador.

Para un convertidor de este tipo (DAC R - $2R$) de 4 bits, la corriente que entra al punto de suma del amplificador operacional, I puede evaluarse analíticamente mediante la siguiente expresión:

$$I = i_{in} (1/2 B_3 + 1/4 B_2 + 1/8 B_1 + 1/16 B_0)$$

Capítulo I. Definición de la Arquitectura del Calibrador

donde B3, B2, B1 y B0 representan los valores binarios (0 y 1) de la señal digital de entrada.

La corriente que resulta, para cada palabra binaria, se multiplica por la resistencia de realimentación R_f y se obtiene el voltaje de salida del convertidor.

En los párrafos anteriores se ha presentado el principio de funcionamiento del DAC pues resulta importante conocerlo, sin embargo hoy en día existe una amplia variedad de ellos ya encapsulados por lo que también es de gran importancia familiarizarse con las especificaciones más importantes de los fabricantes con la finalidad de evaluar un DAC para determinada aplicación. A continuación se presentan algunas de estas especificaciones.

Resolución. La resolución de un convertidor D/A se define como la menor variación que puede ocurrir en la salida analógica como resultado de un cambio en la entrada digital. También se conoce como tamaño de paso ya que es la cantidad que varía cuando el código de entrada cambia de un paso al siguiente

Resulta también útil expresarla como un porcentaje de la salida a escala completa para lo cuál se usa la siguiente relación.

$$\text{resolución porcentual} = \frac{\text{tamaño de paso}}{\text{escala completa}}$$

Esta resolución porcentual depende únicamente del número de bits por lo que los fabricantes especifican una resolución de un DAC como el número de bits.

Precisión. Para especificar este parámetro los fabricantes del DAC tienen varias formas pero las dos más comunes son el error de escala completa y el error de linealidad que normalmente se expresa como un porcentaje de la salida a escala completa del convertidor (% F.S).

El error a escala completa es la máxima desviación de salida del DAC de su valor estimado (ideal), expresado como un porcentaje a escala completa.

El error de linealidad es la desviación máxima en el tamaño de paso del tamaño de paso ideal.

Tiempo de establecimiento. Es una forma de especificar la velocidad de un DAC ya que es el tiempo requerido para que la salida del DAC cambie desde 0 hasta su valor a escala completa cuando todos los bits de la entrada binaria cambian de 0 a 1. En la práctica, el tiempo de establecimiento se mide como el tiempo necesario para que la salida del DAC se estabilice dentro de $\pm 1/2$ el tamaño del paso (resolución) de su valor final.

Voltaje offset. Idealmente la salida de un DAC tiene que ser cero cuando todas sus entradas están en cero, sin embargo en la práctica en esta situación existe un voltaje muy pequeño en la salida que genera un error de offset .

Monotonicidad. Se dice que un DAC es monótonico si su salida aumenta a medida que la entrada binaria se incrementa de un valor a otro.

1.2.1.2 El convertidor analógico digital.

Un convertidor analógico-digital es un dispositivo cuya misión es la de transformar una tensión de entrada variable, de forma continua en el tiempo, en una palabra digital de n bits.

Básicamente para realizar la conversión de una señal analógica a una señal digital se requiere de los siguientes procesos:

Muestreo (sample), retención (hold), cuantización y codificación.

El muestreo - retención (S / H) se realizan en un circuito destinado para estos fines y la cuantificación codificación se realiza simultáneamente en el convertidor A/D.

El proceso de muestreo consiste en tomar muestras de una señal analógica en determinados tiempos "t", por lo que en su forma mas simple un circuito de muestro puede ser un interruptor normalmente abierto que se cierre en los instantes definidos por "t" para tomar las muestras de la señal.

$$t = kT$$

donde $k = 0, 1, 2, 3 \dots$ y T es una constante de tiempo definida en segundos.

El proceso de retención consiste en retener por un momento (hasta que se toma la siguiente muestra) el valor de las muestras tomadas durante el proceso de muestreo.

El circuito de muestreo y retención (S/H) mas simple se presenta en la figura 1.9.

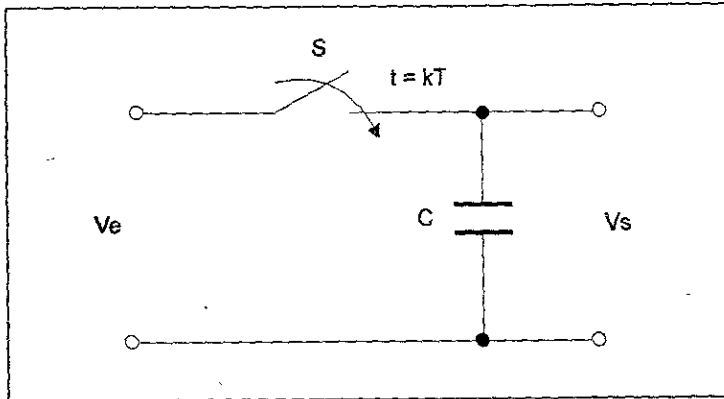


Figura 1.9 Circuito de muestreo y retención.

Durante el tiempo de muestreo se cierra el interruptor S y el capacitor C se carga con el valor de la señal de entrada. En el tiempo de retención el interruptor se abre y el capacitor retiene el valor que la señal tenía instantes antes de que el interruptor se abriera.

El proceso de cuantización y codificación consiste en dividir el rango total de la señal de entrada en una cantidad finita de intervalos y asignar a cada uno de ellos un código binario.

El rango de cuantización está definido como:

$$q = F.S / 2^n$$

donde n es el número de bits del código binario y $F.S$ es la escala completa de la señal.

La forma más usual de realizar la conversión de un voltaje analógico a un valor digital es haciendo una conversión del voltaje analógico en voltajes de dc a través del circuito de muestreo retención, posteriormente se compara ese voltaje de dc⁸ con un voltaje de referencia al mismo tiempo que se inicia un conteo digital en un contador binario con un generador de reloj⁹. Paso a paso se va incrementando el voltaje de referencia y sincronamente se realiza un paso de conteo digital cada vez que esto ocurre.

⁸ Corriente directa.

⁹ Señal de temporización de un proceso.

En el momento en que el voltaje de referencia iguala el voltaje de entrada desconocido se detiene el generador de reloj y el contador binario proporciona el valor digital deseado.

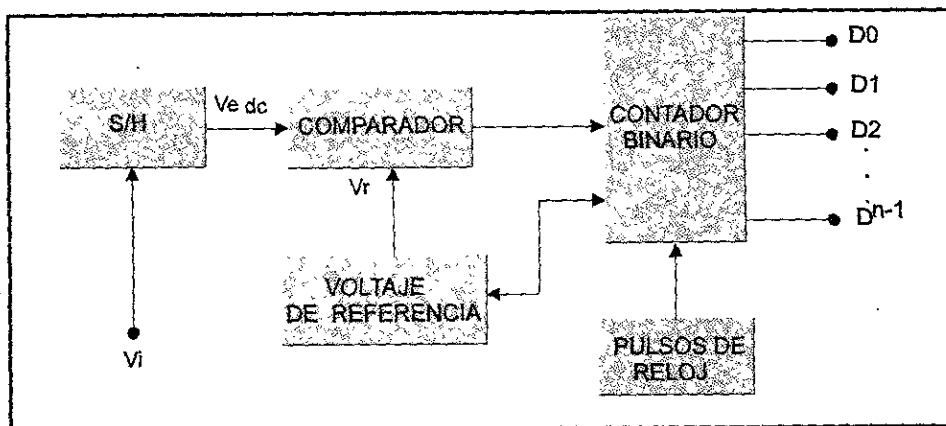


Figura 1. 10. Diagrama de bloques del convertidor analógico/digital.

Existen dos tipos de convertidores que están basados en el principio de funcionamiento acabado de explicar y son:

El convertidor A/D de rampa digital o de escalera.

El convertidor A/D de rampa analógica.

Además existen otros dos tipos que no utilizan la misma técnica y son:

El convertidor A/D de aproximaciones sucesivas.

El convertidos A/D tipo FLASH.

1.2.1.2.a Convertidor A/D de rampa digital o de escalera.

Este convertidor esta formado por un contador binario, un convertidor digital analógico, un comparador, un circuito generador de señal de reloj, una compuerta AND y el circuito de muestreo y retención.

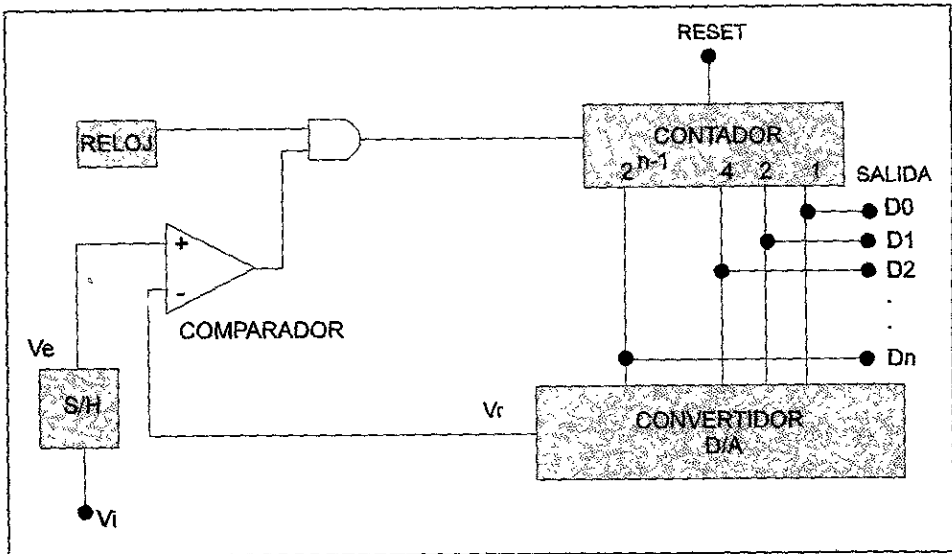


Figura 1.11 Diagrama de bloques del convertidor A/D de rampa digital de 4 bits.

El contador inicia desde cero y al principio la salida V_r del DAC es también cero. En ese momento V_e es mayor que V_r y por ello la salida del comparador es 1, habilitando a la compuerta AND para que deje pasar los pulsos de reloj y el contador siga incrementando. El voltaje V_r aumenta en un paso por cada nivel del conteo hasta que iguala al voltaje V_e , pues la salida del comparador será cero y esto deshabilita a la compuerta AND deteniéndose así el conteo ya que los pulsos de reloj ya no llegan al contador. Por lo tanto la salida que el contador presente en ese momento será la salida digital equivalente a la entrada analógica.

Este convertidor es de los más utilizados pues no presenta problemas de sincronización, sin embargo no es el mejor pues su tiempo de respuesta es variable y dependiente del valor de entrada.

1.2.1.2.b Convertidor A/D de rampa analógica.

Este convertidor consta de los mismos elementos que el convertidor de rampa digital excepto que este tiene un generador de diente de sierra en lugar de un convertidor digital-analógico.

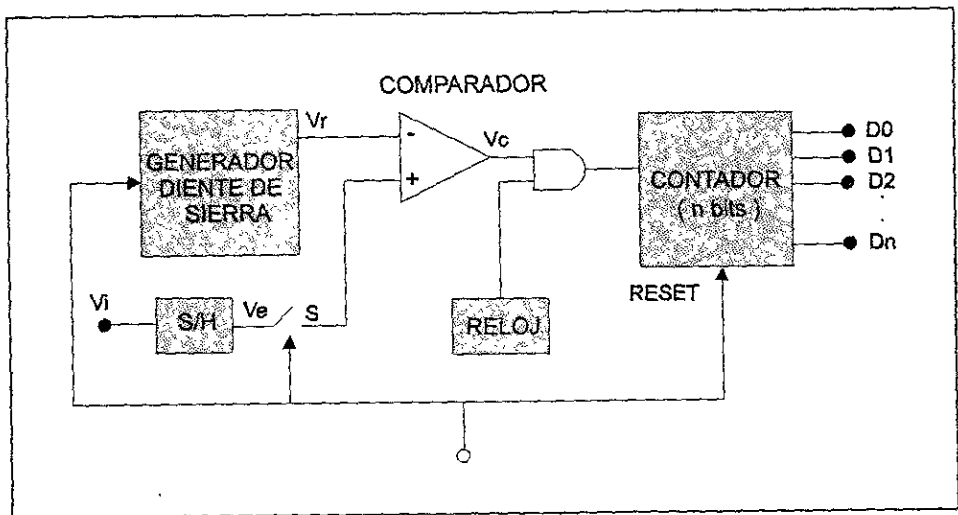


Figura 1.12 Diagrama de bloques de un convertidor A/D de rampa analógica.

En este convertidor se debe aplicar el voltaje V_e al comparador, el reset al contador y generar V_r (rampa analógica) simultáneamente.

Mientras el voltaje de rampa permanezca menor que V_e los pulsos de reloj que deja pasar la compuerta AND incrementarán al contador. Cuando el voltaje de rampa iguala o excede ligeramente al voltaje de entrada V_e , la salida del comparador será igual a cero y esto inhabilitará a la compuerta AND deteniéndose de esta manera el conteo.

La desventaja de este convertidor es que se necesita tener una sincronización entre la frecuencia de reloj y la pendiente de la rampa, pues se debe esperar a que el generador diente de sierra termine su ciclo para iniciar un nuevo conteo, lo cual provoca que el circuito sea lento.

1.2.1.2.c Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas.

La técnica de aproximaciones sucesivas es muy popular porque puede combinar resoluciones útiles hasta 12 bits y más allá, con un tiempo bastante breve de conversión. Otra ventaja adicional es que el tiempo de conversión es fijo e independiente de la magnitud de entrada, permitiendo una interfaz eficiente con los microprocesadores. Sus inconvenientes principales son que están propensos a los cambios de entrada durante la conversión y el costo más alto por bit.

Un convertidor de aproximaciones sucesivas consiste en un DAC, un comparador de voltajes o corrientes, un reloj y circuitos de control y memoria.

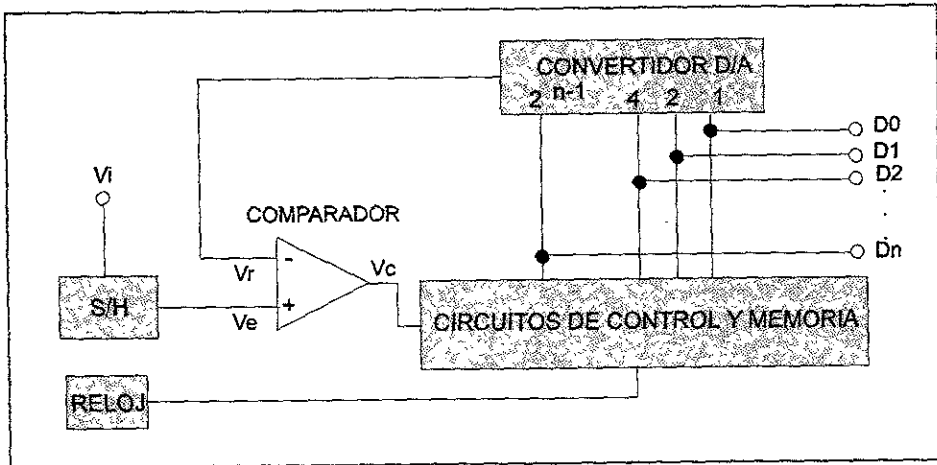


Figura 1.13 Diagrama de bloques del convertidor A/D de 4 bits de aproximaciones sucesivas.

Esta técnica de conversión se basa en tratar cada pulso por separado. Cuando se inicia la conversión todos los circuitos de la memoria y control son puestos a 0, excepto la salida D_n que es puesta a 1. Suponiendo que el convertidor es de cuatro bits con el

Capítulo I. Definición de la Arquitectura del Calibrador

primer pulso de reloj la entrada del DAC es 1000. La razón por la que se toma este valor es debido a que 8 es la mitad de 16 que es el valor de la escala total del convertidor. Si V_e es mayor o igual que V_r la terminal D_n sigue siendo 1 o de lo contrario cambia a 0. Dichos estados son provocados por la salida V_c del comparador. En el segundo pulso se transfiere un 1 a la terminal D_{n-1} permaneciendo en 0 las demás salidas menos significativas ($D_{n-2}, D_{n-3}, \dots, D_0$) y el proceso de comparación se repite manteniéndose en 1 o regresando a 0 la terminal D_{n-1} según el resultado de la comparación. Las comparaciones se siguen realizando de la misma manera hasta que la salida del bit menos significativo sea puesta a 1 por el circuito de control y memoria.*

Para una mejor comprensión de este método se presentan a continuación dos ejemplos considerando que el convertidor es de 4 bits y que el voltaje de conversión se encuentra entre 0 y 16 volts.

Sea $V_e = 15V$.

COMPARACION	RESPUESTA	BINARIO	COMENTARIOS
$V_e > 8V$	SI	1000	8 porque es la mitad de 0 y 16.
$V_e > 12$	SI	1100	12 porque es la mitad de 8 y 16.
$V_e > 14$	SI	1110	14 porque es la mitad de 12 y 16.
$V_e > 15$	SI	1111	15 porque es la mitad de 14 y 16.

Tabla 1.1

Sea $V_e = 10V$.

COMPARACION	RESPUESTAA	BINARIO	COMENTARIOS
$V_e > 8V$	SI	1000	8 porque es la mitad de 0 y 16.
$V_e > 12$	NO	1100	12 porque es la mitad de 8 y 16.
$V_e > 10$	SI	1010	10 porque es la mitad de 8 y 12.
$V_e > 11$	NO	1011	11 porque es la mitad de 10 y 11.

Tabla 1.2

Este tipo de convertidor presenta mayores ventajas que los expuestos anteriormente ya que el tiempo de conversión es constante y solo depende de los tiempos de respuesta de los circuitos, no requiere de contadores y el número de comparaciones es igual al número de bits.

* Ing. Antonio Herrera Mejía. Apuntes de apoyo para la materia de Electrónica analógica.

1.2.1.1.d Convertidor de tipo FLASH.

Este tipo de convertidores están formados por comparadores de voltaje, una fuente de referencia, resistencias divisoras de voltaje y un decodificador de salida prioritaria.

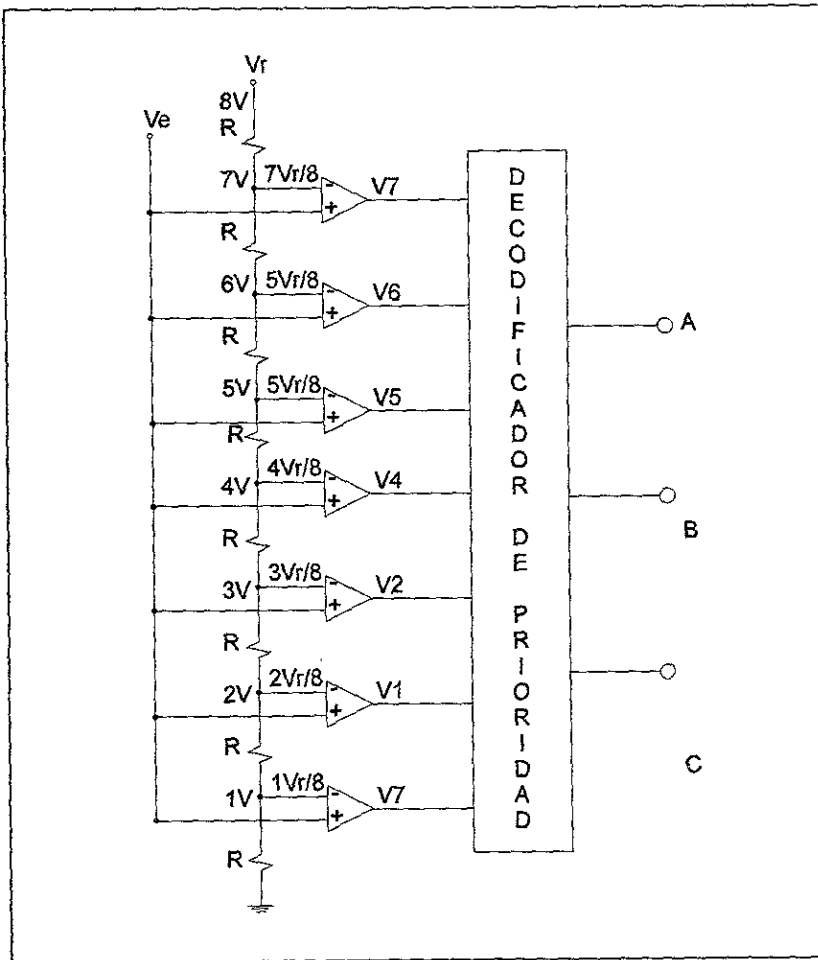


Figura 1.14 Diagrama de bloques del convertidor A/D tipo Flash de 4 bits.

El número de comparadores requeridos es de 2^n (n = número de bits) por lo que este circuito resulta complejo para una resolución de más de 4 bits.*

Si se aplica a una de las entradas de los comparadores la tensión que se desea convertir, mientras la otra entrada está conectada a una tensión fija de referencia, la tensión de salida V_s presentará solo dos estados definidos: "0" ó "1", en función de que la tensión de entrada esté por encima o por debajo de la tensión de referencia. La salida de los comparadores entra a un codificador que entrega el número binario correspondiente. El decodificador responde o da prioridad a los 1's de las entradas más altas sin importar los 1 ó 0 de las entradas menores.

Existe una relación entre el número de bits que posee el convertidor y el valor más pequeño que se puede discriminar de la tensión de entrada. Si, por ejemplo, se desea codificar una tensión variable de 0 a 8 V, con una precisión de 1V, sería necesario utilizar 7 comparadores, cada uno de los cuales tendrá, como tensión de referencia, un valor que diferirá con el anterior 1V. Como se puede ver, la obtención de un convertidor de gran precisión requiere un número elevado de comparadores, por lo que su costo también se eleva, sin embargo este convertidor tiene la ventaja de ser el más rápido de todos.

1.2.2 Convertidor de corriente a voltaje.

Este circuito proporciona un voltaje a la salida que es directamente proporcional a la corriente de entrada. Es conocido también como amplificador de transresistencia.

El amplificador con realimentación negativa de voltaje presenta una resistencia de entrada cero, resistencia de salida cero y proporciona una razón fija y estable entre la corriente de entrada (I_e) y el voltaje de salida (V_s), por lo que puede ser considerado como un convertidor de corriente a voltaje.

* Ing. Antonio Herrera Mejía Apuntes de apoyo para la materia de Electrónica Analógica

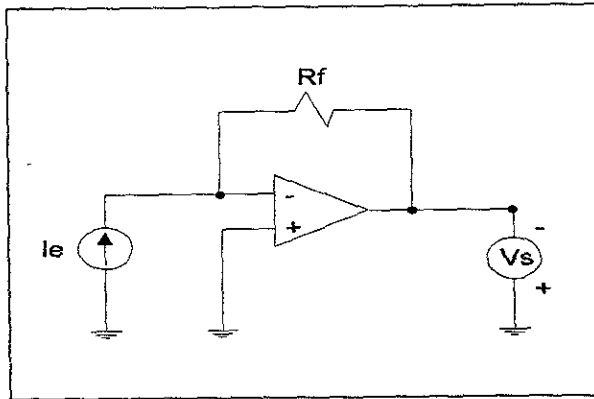


Figura 1.15 Circuito convertidor de corriente a voltaje.

Del circuito anterior:

$$V_s = -R_f I_e$$

1.2.3 Convertidor de voltaje a corriente.

El objetivo de este circuito es suministrar una corriente proporcional al voltaje de entrada a una carga. A este tipo de circuitos se les conoce también como amplificadores de transconductancia. Las características que este tipo de circuito presenta son una resistencia de entrada infinita y una resistencia de salida infinita.

Se pueden clasificar en dos tipos de acuerdo a la manera en que la carga sea conectada a estos. Carga flotante o carga conectada a tierra.

1.2.3.1 Convertidor de voltaje a corriente con carga flotante.

Este tipo de circuitos son utilizados cuando la carga no debe conectarse a tierra y se logra conectando dicha carga en la retroalimentación.

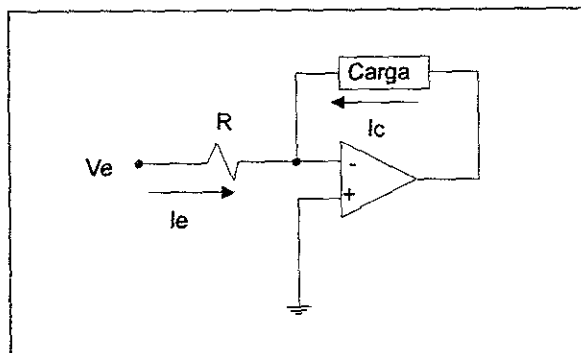


Figura 1.16 Circuito convertidor de voltaje a corriente con carga flotante.

De la entrada del circuito se observa que:

$$V_e = R I_e$$

De lo cuál se obtiene $I_e = V_e / R$

Considerando que la resistencia de entrada es infinita, entonces no existe flujo de corriente entre las terminales de entrada y por lo tanto:

$$I_e = - I_c$$

Por lo tanto la corriente que circula por la carga es:

$$I_c = - V_e / R$$

1.2.3.2 Convertidor de voltaje a corriente con carga conectada a tierra.

El circuito convertidor con carga conectada a tierra es el siguiente.

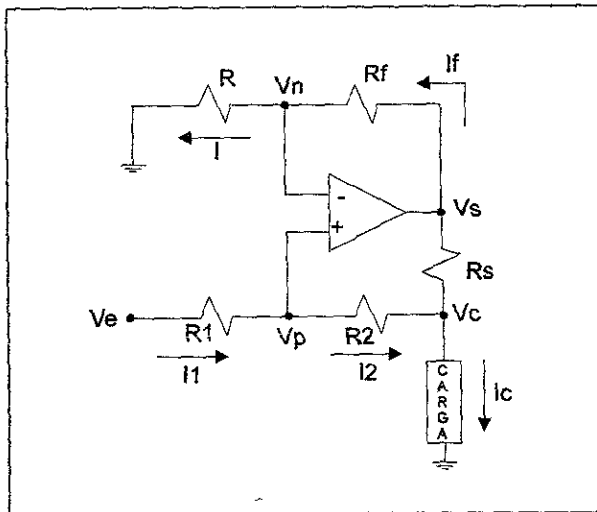


Figura 1.17 Circuito convertidor de voltaje a corriente con carga conectada a tierra

Se produce un voltaje en la entrada inversora a través de R y Rf. De igual forma se produce un voltaje de referencia en la malla de realimentación a través de R1 y R2. Es precisamente con estos dos voltajes de referencia con los que se controla la corriente de carga.

Para hacer el análisis del circuito llamaremos malla inversora y malla no inversora a aquellas que se encuentran conectadas a la entrada inversora y a la entrada no inversora respectivamente.

De la malla no inversora se obtiene la ecuación 1

$$V_e = (R_1 + R_2) I_1 + V_c \text{-----} (1)$$

De la malla inversora se obtiene la ecuación 2

$$V_s = (R_f + R) I \text{-----} (2)$$

De ambas mallas se obtiene la ecuación 3

$$V_e = R_1 I_1 + R I \text{-----} (3)$$

Se despeja I_1 e I de las ecuaciones 1 y 2 respectivamente para sustituirlas en la ecuación 3.

$$V_e = (V_e - V_c) * R_1 / (R_1 + R_2) + V_s * R / (R + R_f)$$

$$\text{Si } R = R_1 \text{ y } R_f = R_2$$

$$V_e = (V_e - V_c + V_s) * R / R + R_f$$

Se despeja al voltaje de salida y se obtiene la ecuación 4.

$$V_s = V_e * R_f / R + V_c \text{-----(4)}$$

Una ecuación más es obtenida de la malla de salida.

$$V_s = R_s I_s + V_c \text{-----(5)}$$

Se igualan las ecuaciones 4 y 5

$$V_c R_f / R = R_s I_s$$

Y como I_s es igual a I_c la corriente que circula por la carga es:

$$I_c = R_f / R_r * V_e / R_s$$

1.2.4 Circuitos Latch.

Los circuitos latch (candado) retienen un dato por un determinado tiempo para que pueda ser utilizado cuando sea requerido.

Estos circuitos son habilitados ya sea por un nivel alto (1 lógico) o por un nivel bajo (0 lógico) para mantener a la salida el dato que se encontraba presente en la entrada momentos antes de que se aplicara la señal de habilitación. En este modo el dato será retenido sin importar que el valor a la entrada cambie. Cuando el circuito no es habilitado para retener el valor de la salida, siempre dejará pasar el dato que se encuentre a su entrada.

Están basados en el funcionamiento de los flip-flops¹⁰ tipo D que retienen un dato o simplemente dejan pasar lo que hay a su entrada según el nivel lógico que se encuentre presente en su entrada de control.

1.2.5 Circuitos de referencia.

Un circuito o fuente de referencia es aquel que tiene como objetivo suministrar una tensión continua independientemente de variaciones en la fuente de alimentación o de otros factores como la temperatura. El circuito consiste de solo una resistencia de entrada conectada a la fuente de alimentación y del diodo de referencia mismo. La tensión de salida se toma entonces en las terminales del diodo, intentando minimizar las variaciones de la corriente de carga.

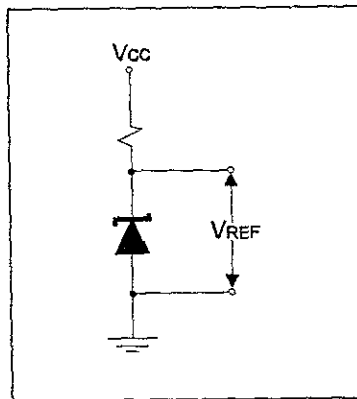


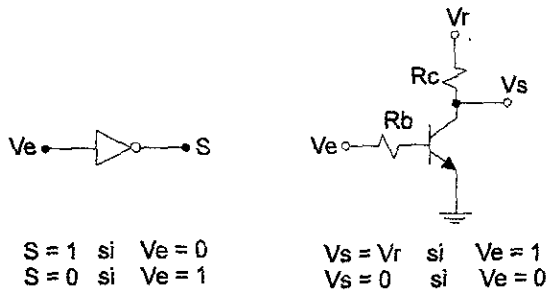
Figura 1.18 Circuito de referencia.

¹⁰ Elementos de memoria

1.2.6 El switch analógico

En su forma más simple el switch analógico está formado por un inversor lógico y un transistor.

Para comprender más fácilmente el funcionamiento del switch se hace el análisis de los dos dispositivos por separado.



Y juntando ambos circuitos se forma el switch analógico.

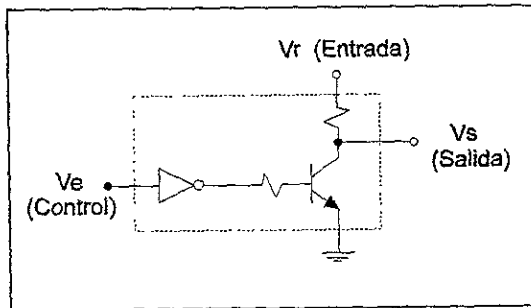


Figura 1.19 Composición básica del switch analógico.

De la figura anterior se puede observar fácilmente lo siguiente:

$$V_s = V_r \text{ si } V_e = 1$$

$$V_s = 0 \quad \text{si} \quad V_e = 0$$

Por lo tanto el V_e actúa como entrada de control dejando o no pasar el voltaje que hay en V_r hacia la salida V_s .

1.2.7 Memoria.

Una memoria es un dispositivo capaz de retener, almacenar y mostrar un dato después de un tiempo determinado de haberlo obtenido.

Se pueden clasificar de acuerdo a diferentes parámetros.

1. De acuerdo al tipo de operación permitida se clasifican en:

Memorias de solo lectura ROM (Read Only Memory).

Memorias de escritura y lectura RWM (Read and Write Memory).

2. Según del modo de acceso.

Memorias de acceso aleatorio RAM (Random Acces Memory).

Memorias de acceso secuencial SAM (Secuencial Acces Memory).

Cabe destacar que dentro de las memorias de tipo ROM existen otras clasificaciones como son las siguientes:

- Programable PROM (progranable read only memory).
- Borrable y programable EPROM (ereased programable read only memory).
- Eléctricamente borrrable y programable EEPROM (electrically ereased programable read only memory).

Aunque no es una forma de clasificar a las memorias se puede hacer una división dentro de ellas según la forma en que se direccionan sus localidades y en que se escribe o se lee hacia ellas.

De acuerdo a esto unas son con bus¹¹ de tipo paralelo es decir sus localidades se direccionan con un bus de 8 o más bits (según el tamaño de la memoria) y el dato que se

¹¹ Líneas por la que se transmite la información.

desea escribir o bien el que es leído se encontrará en otro bus paralelo. Además se cuenta generalmente con una entrada de control que determina que tipo de operación se realizará (lectura o escritura).

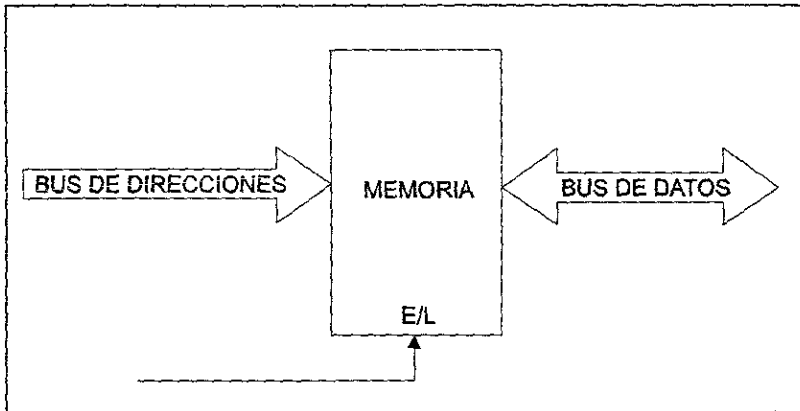


Figura 1.20 Memoria con bus de tipo paralelo.

El otro tipo es el que se puede llamar **memorias con bus serial**. En estas no se cuenta con bus de datos separado de un bus de direcciones. Aquí solo se tiene uno de tipo serial formado por dos o tres líneas por medio de las cuáles se direcciona, y se lee o se escribe desde o hacia la memoria.

Generalmente se debe contar con un dispositivo que controle el bus serial y con un protocolo de comunicación entre la memoria que funcionará como dispositivo esclavo y el que funcionará como amo controlando el bus. Por medio de este protocolo el amo indica a la memoria el tipo de operación que se realizará, envía la dirección deseada, lee o escribe un dato en ella y finalmente indica el final de la operación.

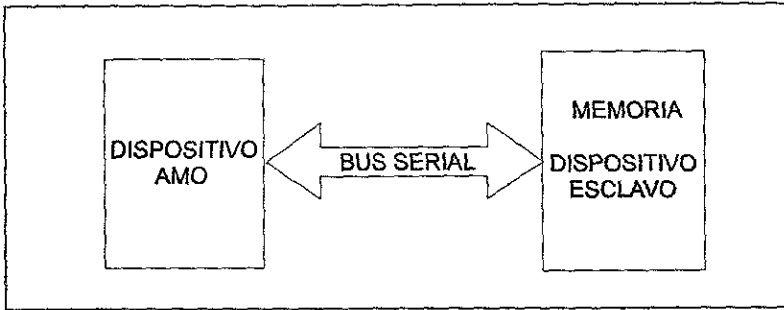


Figura 1.21 Memoria con bus de tipo serial

1.2.8 El teclado matricial .

La estructura de un teclado matricial es muy sencilla, consta de un arreglo de switches normalmente abiertos que se cierran cuando la tecla es presionada y se abre cuando es liberada.

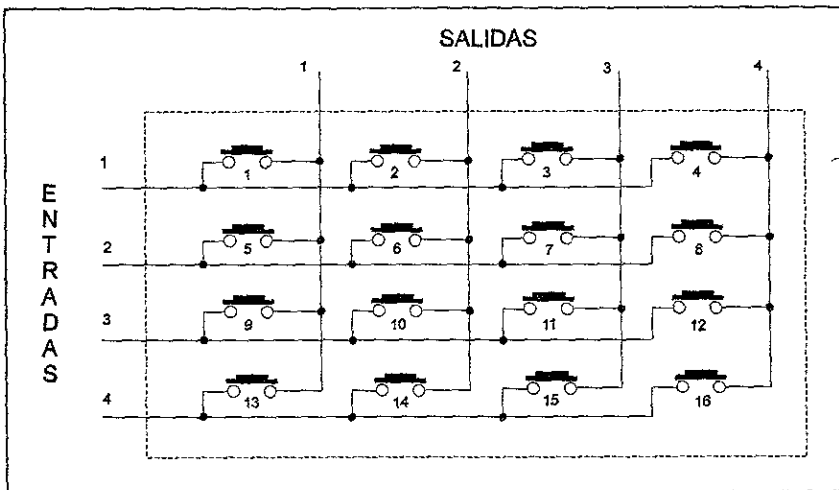


Figura 1.22 Arreglo matricial de un teclado de 4 x 4

Capítulo 1. Definición de la Arquitectura del Calibrador

Se envía secuencialmente un nivel alto a las filas (entradas) comenzando por la número 1 y se revisan las salidas (columnas). Cuando una tecla es presionada se detectará un nivel alto en alguna de las columnas (a este proceso se le llama escaneo). El número de la tecla correspondiente quedará determinado por el número de la columna en la que se haya detectado el nivel alto y por el número de la fila en la que se encontraba el nivel alto.

Por ejemplo se ha enviado un nivel alto en la fila 3 y se detecta un nivel alto en la columna 1, entonces se deduce que la tecla presionada fue la que corresponde al número 9 (figura 1.22).

El proceso de enviar continuamente niveles altos a las entradas y de leer las salidas (escaneo) se puede hacer directamente o mediante el uso de algún dispositivo decodificador destinado para estos fines. Si se opta por esta última opción solo es necesario leer la salida del decodificador quién asigna un valor binario a cada tecla.

ENTRADAS (1234)	SALIDAS (1234)	TECLA
1000	1000	1
1000	0100	2
1000	0010	3
1000	0001	4
0100	1000	5
0100	0100	6
0100	0010	7
0100	0001	8
0010	1000	9
0010	0100	10
0010	0010	11
0010	0001	12
0001	1000	13
0001	0100	14
0001	0010	15
0001	0001	16

Tabla 1.3 Combinación de entradas y salidas para cada tecla presionada.

1.2.9 El display de cristal líquido.

Los visualizadores de cristal líquido son muy utilizados en la actualidad en una gran cantidad de dispositivos que van desde relojes hasta computadoras portátiles debido a que tienen la ventaja de utilizar poco espacio y menor corriente que otros dispositivos destinados para los mismos fines.

Está compuesto por dos placas de vidrio con el material de cristal líquido entre ellas.

Básicamente los LCD¹² trabajan a partir de una señal de corriente alterna de bajo voltaje (comunmente de 3 a 15 V rms) y baja frecuencia (de 25 a 60 Hz). El voltaje de corriente alterna que se necesita para encender un segmento se aplica entre el segmento y el plano posterior que es común a todos los segmentos.

Un segmento LCD se enciende cuando se aplica un voltaje de corriente alterna entre el segmento y el plano posterior y se apaga cuando no hay voltaje entre ellos.

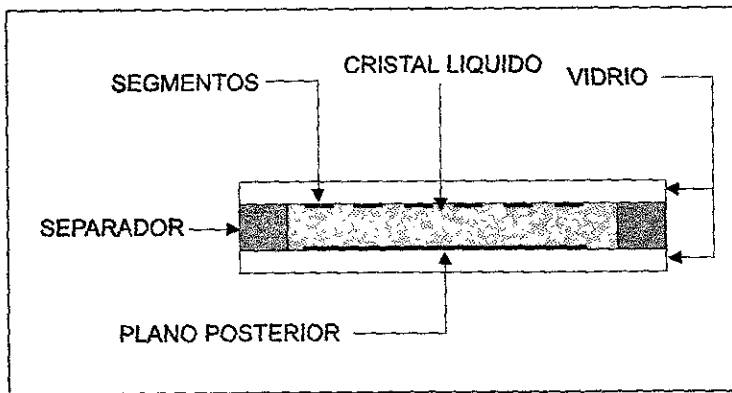


Figura 1.23 Cristal líquido con 7 segmentos.

Según sea la cantidad de segmentos se podrán visualizar números, caracteres o gráficas. En la siguiente figura 1.24 se muestra un arreglo para visualizar solo números (a) y otro para visualizar caracteres y también números (b).

¹² Display de Cristal Líquido.

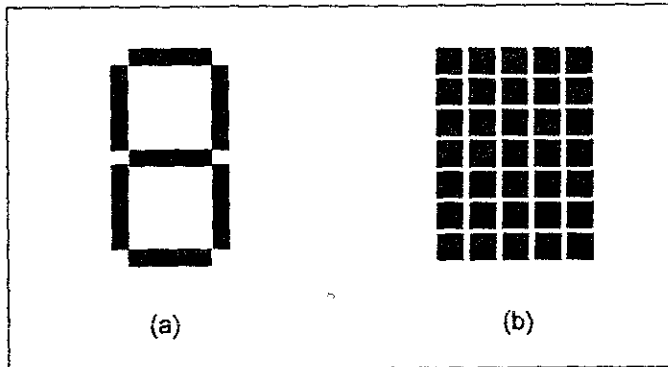


Figura 1.24 Formato de segmentos para visualizar números y caracteres.

De la figura anterior se observa que para poder mostrar caracteres se necesitan muchos más segmentos que para mostrar solo números. Es obvio que también el multiplexado para la excitación de los segmentos se vuelve mucho más complejo, sin embargo existen comercialmente decodificadores que simplifican este trabajo.

Capítulo 2

2 Dispositivos utilizados.

En el capítulo anterior se determinó en forma de bloques la arquitectura del calibrador. Ahora es el momento de definir de manera específica a cada uno de los dispositivos necesarios que cumplan con las funciones de esos bloques.

En el presente capítulo se da una descripción, especificaciones técnicas, funcionamiento básico, así como las principales razones de uso de los circuitos que conforman al calibrador.

En general todos estos circuitos son de tecnología CMOS debido a las ventajas que estos presentan en el bajo consumo de potencia y de inmunidad al ruido, además de la ventaja que tienen al no poseer una salida de tipo totem como es el caso de los TTL con los problemas que esto puede representar y que se describirán en las siguientes secciones.

2.1 Tecnología de circuitos integrados.

Se puede clasificar a los circuitos integrados según el tipo de transistores con los que estén formados. Dichos transistores pueden ser bipolares o MOSFET (transistor de efecto de campo de unión metal-óxido-semiconductor). Una de las tecnologías de circuitos digitales que utiliza transistores de uniones bipolares es la TTL (lógica transistor-transistor). Por otro lado la mayor parte de las tecnologías de circuitos que utilizan transistores MOSFET son de tipo CMOS (MOS complementario) o NMOS (MOS canal-n).

Cualquier compuerta lógica así como funciones lógicas complejas se encuentra comercialmente disponible en estas tecnologías. Sin embargo los circuitos que pertenecen al tipo SSI (pequeña escala de integración) y los MSI (mediana escala de

integración) se encuentran disponibles en TTL y CMOS y los circuitos LSI (gran escala de integración), VLSI(muy grande escala de integración) y ULSI(ultra gran escala de integración) están realizados normalmente con tecnologías CMOS o NMOS pues estas requieren una menor superficie de chip y consumen menos potencia.

2.1.1 Parámetros de las familias Lógicas.

Cuando se realiza un diseño se deben tomar en cuenta una serie de parámetros en las familias lógicas para poder elegir la adecuada.

- Características de entrada y salida.
- Función de transferencia.
- Ruido.
- Consumo(disipación de potencia).
- Características de conmutación.
- Producto consumo x tiempo de propagación.

2.1.1.1 Características de entrada y salida.

VIHmin	Voltaje de entrada de nivel alto: Nivel de voltaje que se requiere para un 1 lógico. Cualquier voltaje debajo de este nivel no es aceptado como ALTO por el circuito lógico.
VILmax.	Voltaje de entrada de nivel bajo: Nivel de voltaje que se necesita para un 0 lógico en una entrada. Cualquier voltaje que esté sobre este nivel no será aceptado como BAJO por el circuito lógico.
VOHmin.	Voltaje de salida de nivel alto: Nivel de voltaje en la salida de un circuito lógico en el estado 1 lógico. Por lo general se especifica el valor mínimo de VOH.
VOLmax.	Voltaje de salida de nivel bajo: Nivel de voltaje en la salida de un circuito lógico en el estado 0 lógico. El valor máximo de VOL se especifica generalmente.
IiH	Corriente de entrada de nivel alto: Corriente que fluye de una entrada cuando se aplica un voltaje de nivel alto específico a dicha entrada.

IIL	Corriente de entrada de nivel bajo: Corriente que fluye en una entrada cuando se aplica un voltaje de nivel bajo específico a dicha entrada.
IOH	Corriente de salida de nivel alto. Corriente que fluye desde una salida en el estado 1 lógico en condiciones de carga específicas.
IOL	Corriente de salida de nivel bajo: Corriente que fluye a partir de una salida en el estado 0 lógico en condiciones de carga específicas.

2.1.1.2 Función de transferencia.

Una vez identificados los parámetros anteriores se debe tener en cuenta que para garantizar un correcto funcionamiento se debe tener la seguridad de que las tensiones de salida sean compatibles con las tensiones de entrada, es decir:

$$VOH_{min} > VIH_{min}$$

$$VOL_{max} < VIL_{max}$$

2.1.1.3 Ruido

Se puede definir al ruido como señales espurias no deseadas que son inducidas como voltajes en los alambres de conexión entre los circuitos por los campos magnéticos y eléctricos aleatorios. Dichas señales pueden provocar que la operación no sea muy confiable puesto que algunas veces ocasionan que el voltaje en la entrada de un circuito lógico caiga por debajo de $VIH_{(min)}$ o exceda $VIL_{(máx)}$.

La capacidad que un circuito tiene para tolerar estas variaciones de voltaje (ruido) en sus entradas se denomina inmunidad al ruido y una medida cuantitativa de esta es el margen de ruido.

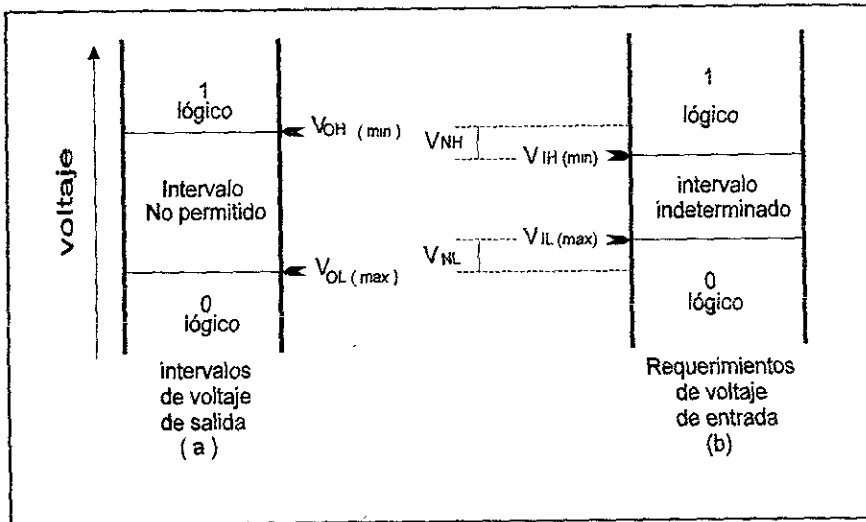


Figura 2.1 Márgenes de ruido DC.

La figura anterior muestra el intervalo de voltajes que puede haber a la salida de un circuito así como los requerimientos de entrada en los circuitos lógicos.

El margen de ruido en estado alto es:

$$V_{NH} = V_{OH}(\text{mín}) - V_{IH}(\text{mín})$$

El margen de ruido en estado bajo es:

$$V_{NL} = V_{IL}(\text{max}) - V_{OL}(\text{max})$$

En general los márgenes de ruido en corriente alterna son mayores que los márgenes de ruido de corriente directa dados por las ecuaciones anteriores.

Un pulso de un μs de ancho es extremadamente largo con relación a la respuesta de un circuito lógico por lo que se puede tratar como una señal de corriente directa. Conforme las anchuras de los pulsos disminuyen al rango de los ns se llega a un límite donde la duración del pulso es demasiado corta para que el circuito responda.

Para que estos pulsos pudieran producir variaciones en la salida de un circuito tendrían que ser considerablemente mayores en amplitud.

2.1.1.4 Consumo de potencia.

La terminal de suministro de potencia para dispositivos TTL se denota como V_{CC} y como V_{DD} para dispositivos MOS. La cantidad de potencia que un circuito necesita para poder funcionar se especifica generalmente en términos de la corriente I_{CC} que este consume de la fuente de alimentación. Esta corriente puede variar con el estado lógico de los circuitos y por lo que se diferencian a estas corrientes como I_{CCH} cuando el estado lógico es alto y I_{CCL} cuando el estado lógico es bajo.

La corriente promedio es:

$$I_{CC(prom)} = (I_{CCH} + I_{CCL}) / 2$$

Y el consumo promedio de potencia es:

$$PD(prom) = I_{CC(prom)} \times V_{CC}$$

2.1.1.5 Retardos de propagación.

El retardo de propagación es el tiempo que le lleva a una señal recorrer un circuito y existen dos tipos:

t_{PLH} : tiempo de retardo al pasar del estado lógico 0 al 1 lógico (de BAJO a ALTO).

t_{PHL} : tiempo de retardo al pasar del estado 1 lógico al 0 lógico (de ALTO a BAJO).

Estos valores de los tiempos de propagación comúnmente son diferentes, varían según las condiciones de carga y se utilizan como una medida de la velocidad relativa de los circuitos.

2.1.1.6 Producto velocidad-potencia

Dos parámetros para caracterizar a las familias lógicas han sido su consumo de potencia y su velocidad. Es precisamente el deseo de mejorar estos dos parámetros la que ha dado origen a la aparición de las diferentes familias lógicas así como de distintas series dentro de estas.

Es por esto que el producto velocidad-potencia es un medio común para medir y comparar el desempeño global de una familia de circuitos integrados. Este se obtiene al multiplicar el retardo de propagación de la compuerta por la potencia que disipa. Es evidente que es deseable tener un producto velocidad potencia bajo a pesar de que es difícil reducir tanto el consumo de potencia como el retardo de propagación al mismo tiempo debido a la naturaleza de los transistores que forman los circuitos de conmutación.

2.1.1.7 Factor de carga.

Se puede definir al factor de carga de salida de un circuito como el número máximo de entradas lógicas estándar que una salida lógica puede manejar confiablemente.

2.1.1.8 Transitorios de corriente

Un factor importante que debe ser tomado en cuenta de los circuitos lógicos TTL son los transitorios de corriente que se generan internamente debido a que tienen una estructura de salida tipo totem. Cuando ocurre un cambio de estado BAJO a ALTO hay un corto periodo de tiempo durante el cuál los dos transistores son conductores y hay un consumo relativamente grande de corriente (30 a 50 mA). El tiempo que ese transitorio dura es de aproximadamente 2 ns y puede ser ampliado por cualquier capacitancia de carga en la salida del circuito, la cual está formada por la capacitancia parásita de las conexiones y de la capacitancia de entrada de cualquier circuito de carga.

El efecto acumulativo de estas espigas en un circuito donde se encuentren muchas salidas TTL que están cambiando de estado produce una espiga de voltaje en la línea V_{CC} común. Dicha espiga de voltaje puede ocasionar un mal funcionamiento en las transiciones de conmutación.

Un método para acortar esas espigas de alta frecuencia consiste en utilizar pequeños capacitores (entre 0.01y 0.1 μF) conectados de V_{CC} a TIERRA cerca de cada CI. Las terminales del capacitor deben ser lo mas cortas posibles para minimizar la inductancia.

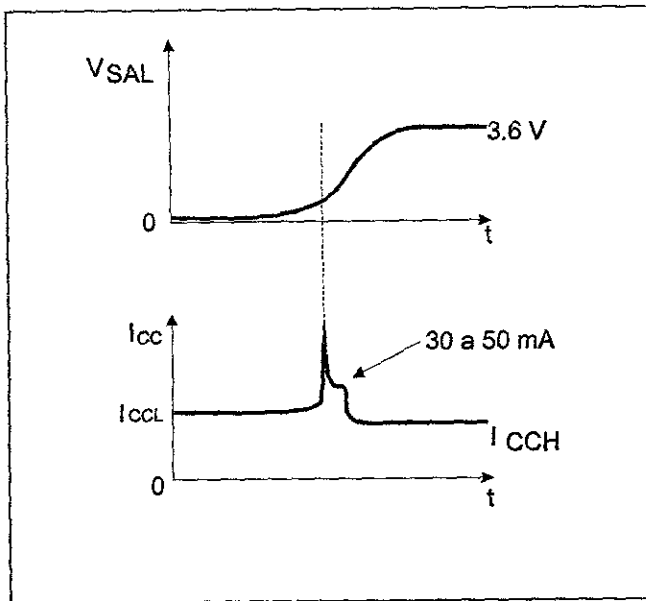


Figura 2.2 Espigas de ruido.

2.2 Dispositivos que conforman al calibrador.

2.2.1 DAC1222

El C.I DAC1222 es un convertidor digital-analógico de 12 bits paralelo que utiliza una red de resistencias R-2R para dividir la corriente de referencia y proporcionar a la salida una corriente con un coeficiente de error de linealidad máximo de 0.0002% por grado centígrado. Usa switches CMOS por lo cuál tiene un bajo consumo de potencia que es de 30 miliwatts máximo. Las entradas digitales son compatibles con niveles lógicos TTL.

2.2.1.1 Características

- Resolución 12 bits.
- Consumo de potencia 30 mW máx.
- Porcentaje de error en escala completa 1 %FSR
- Corriente de salida con 200mA como máximo.
- Acepta voltajes de referencia entre -25 y 25 V.
- Tiempo de conversión típico de 500 ns.

2.2.1.2 Funcionamiento

Este convertidor funciona de la manera mas elemental; siempre que se esté aplicando un dato digital de 12 bits en las entradas A_1 a la A_{12} , el DAC1222 estará entregando una corriente proporcional a este dato a través de la salida I_{OUT1} . Un voltaje de referencia se aplica en la entrada V_{REFIN} para determinar el máximo valor de voltaje que entregará el convertidor con todas sus entradas en nivel alto.

2.2.1.3 Razones de uso:

Este circuito fue elegido para el diseño ya que presenta un bajo error de linealidad, lo cuál es crítico en el diseño pues es necesario que la señal de salida del **calibrador** sea lo mas precisa posible. Su bajo consumo de potencia debido a que está desarrollado con tecnología CMOS presenta otra gran ventaja. Se puede alimentar fácilmente con 5 volts razón por la que puede ser incluido en el calibrador que debe tener la característica de ser portátil. Es además un circuito comercial y de bajo costo.

2.2.2 ADS7813

El ADS7813 Es un convertidor analógico digital serial de 16 bits que utiliza el método de aproximaciones sucesivas para realizar la conversión. Está desarrollado con tecnología CMOS y su máximo consumo de potencia es de 35 mW. Está formado

básicamente por un convertidor digital analógico, un circuito de muestreo y retención, un voltaje de referencia interno, un reloj y una interface serial de datos.

Puede funcionar con un voltaje de referencia interno o externo pudiéndose configurar para diferentes niveles cuando se selecciona el modo interno. De igual forma se puede utilizar un reloj interno o un externo. Se alimenta con 5 volts.

2.2.2.1 Características.

- Resolución 16 bits.
- Consumo de potencia de 35 mW máximo.
- Tiempo de conversión 30 μ s.
- Porcentaje de error en escala completa de $\pm 0.25\%$.
- Ruido por transición $\pm 0.25\%$

2.2.2.2 Funcionamiento

Cuando se hace uso del reloj interno se inicia la conversión suministrando un flanco de bajada sobre el bit $\overline{\text{CONV}}$. El bit $\overline{\text{BUSY}}$ se pondrá en ese momento en estado bajo indicando que la conversión a iniciado y se mantendrá así hasta que esta termine. Durante la conversión se realiza la transmisión serial del resultado de la conversión previa a través del pin DATA mientras que DATACLK suministra la señal de reloj.

Cuando se utiliza un reloj externo el resultado de la transmisión es enviado a través del bit DATA suministrando la señal de reloj en uno de los siguientes modos: cuando la conversión ha sido completada, durante la siguiente conversión o una combinación de estos dos modos.

En cualquiera de los casos el dato de salida es un código binario de 16 bits en complemento a 2, enviándose primero el bit más significativo.

2.2.2.3 Razones de uso.

Este convertidor analógico-digital presenta grandes ventajas de espacio y de ahorro en potencia. Esto es muy importante ya que son las características que se requieren en el diseño de cualquier equipo portátil.

El hecho de entregar datos de 16 bits en forma serial disminuye las líneas de interconexión entre este y el microcontrolador y por otra parte el estar desarrollado con tecnología CMOS la demanda de corriente de la fuente de alimentación es baja y por lo tanto el consumo de potencia.

Es evidente que un convertidor del tipo serial es mas lento que uno del tipo paralelo, sin embargo este factor no es crítico que el diseño, mas sin embargo si lo es el consumo de potencia.

2.2.3 74HC373

EL circuito 74HC373 es un latch de 8 bits formado por flip-flops tipo D desarrollado con tecnología CMOS. Cuenta con la característica del tri-estado¹³, posee baja inmunidad al ruido y un bajo consumo de potencia, tiene también la capacidad de manejar una carga de 15 dispositivos LS-TTL.

2.2.3.1 Funcionamiento

Cuando la terminal LATCH ENABLE está en un estado alto, las salidas Q tendrán el mismo valor que las entradas D. Cuando LATCH ENABLE va a estado bajo, los datos de las entradas D serán retenidos en la salida hasta que la entrada LATCH ENABLE regrese a estado alto. Cuando un nivel lógico 1 es aplicado sobre la terminal OUTPUT CONTROL, todas las salidas van a un estado de alta impedancia, indiferentemente de que señales sean presentadas en las entradas y del estado de los elementos de almacenamiento.

Como ya se ha mencionado anteriormente los dispositivos de esta familia 74HC son compatible en velocidad, función y salida de pines con la familia lógica 74LS.

¹³ Las salidas presentan también un estado de alta impedancia

2.2.3.2 Razones de uso:

La principal razón para utilizar este circuito es que pertenece a la serie HC de la familia CMOS tiene un margen de ruido mayor, lo cuál es muy importante pues se trata de evitar disparos en falso en los elementos de almacenamiento, al igual que las espigas de corriente que podrían provocar dispositivos de la familia TTL.

2.2.4 MM74C923

El MM74C923 es un dispositivo que contiene toda la lógica necesaria para realizar la codificación de un teclado matricial de 20 teclas. Es decir convierte el código generado por la posición de un switch cerrado en el arreglo matricial a un código binario formado por 5 bits. Es posible también controlar el tiempo de escaneo y el periodo de rebote modificando el valor de los capacitores externos COSE y CMSK.

2.2.4.1 Funcionamiento

Debido a que el arreglo del teclado es de 5 filas por 4 columnas, las 5 filas se conectan a los pines del MM74C923 que funcionan como entrada y las cuatro columnas se conectan a los pines que funcionan como salida.

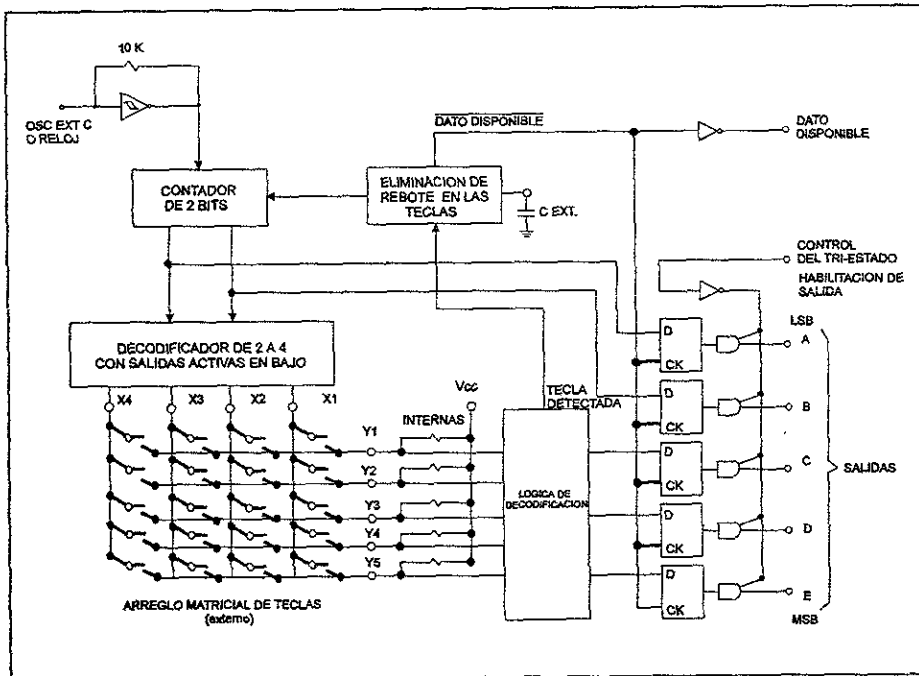


Figura 2.3 Arreglo interno del circuito MM74C923 y conexión con un teclado

Si no hay una tecla presionada, las entradas de las filas (Ys) están en estado alto (1 lógico) debido a los pull-ups¹⁴ internos y un nivel bajo (0 lógico) es llevado secuencialmente por los pines de salida conectados a las columnas (Xs). El tiempo de escaneo de las columnas es controlado por la entrada del oscilador que consiste de un oscilador shmitt trigger, un contador de 2 bits y un decodificador de 2 a 4.

Cuando una tecla es presionada como por ejemplo el "0", no ocurrirá nada mientras que la columna X1 no sea escaneada y Y1 se mantendrá en un nivel alto. Cuando X1 sea escaneada, esta irá a un nivel bajo al igual que Y1, al mismo tiempo que se envía un pulso de inicialización al circuito de eliminación de rebotes quién deshabilita a su vez al contador quién mantiene el dato con el que fue escaneada la columna X1. De este modo el código de salida es una combinación del valor del contador y de las entradas

¹⁴ Conexión de las salidas a Vcc a través de resistores

Y del decodificador. Una vez que el circuito de eliminación de rebotes cumple con su ciclo, envía un bit que indica que el dato ya está disponible y este es colocado en los registros de salida.

Si durante el cierre de la tecla ocurre un rebote Y1 se pondrá nuevamente en un nivel alto reiniciando el escaneo y reseteando el circuito de rebote. Puede haber rebotes varias veces en la tecla pero tan pronto como el switch esté en estado bajo durante un periodo de rebote, la tecla presionada será válida y el dato será cargado en los latches. Puede también ocurrir un rebote cuando la tecla es liberada y para asegurar que el codificador no reconozca este rebote como si se presionara una tecla, el circuito de eliminación de rebote debe estar inactivo antes de que otra tecla sea reconocida.

Debido a que cuando una tecla se presiona el proceso de escaneo se detiene, si una tecla es presionada y antes de liberarla se presiona una segunda, esta no será reconocida hasta que la primera se haya liberado.

Las salidas de los latches están conectadas a buffers de tres estados, mismos que son habilitados cuando la terminal habilitación de salida (OE) está en estado bajo.

2.2.4.2 Razones de uso.

El circuito simplifica la interconexión del teclado al sistema ya que realiza la codificación completa sin necesidad de componentes externos. Al igual que todos los dispositivos utilizados es de tecnología CMOS con un consumo de potencia de 5.5 mW.

2.2.5 LM385-1.2

El LM385-1.2 es un diodo regulador de voltaje que opera sobre un rango de corriente de 10µA a 20 mA con una buena estabilidad en temperatura.

2.2.5.1 Características

- Corriente de operación 10µA a 20mA.
- Bajo coeficiente de temperatura.
- Voltaje de referencia 1.235
- Rango de temperatura de operación -25°C a +85°C.

2.2.5.2 Funcionamiento

Su funcionamiento es como el de cualquier diodo zener, es decir entrega entre sus terminales un nivel de voltaje fijo, sin importar que ocurran variaciones en la fuente que lo alimenta.

2.2.5.3 Razones de uso.

La ventaja de utilizar este circuito es que proporciona un voltaje siempre fijo de 1.235V dentro de un amplio rango de temperatura lo cuál asegura tener un voltaje de referencia confiable, además su bajo consumo de potencia lo hace ideal para utilizarse en circuitos en equipos portátiles.

2.2.6 LM336-5.0

Es un diodo regulador de voltaje de 5.0 V. Opera con un bajo coeficiente de temperatura. Además el voltaje de referencia puede ser ajustado en un rango de 4 a 6 volts a través de un potenciómetro y este voltaje puede ser positivo o negativo.

2.2.6.1 Características.

- Rango de ajuste $\pm 1V$
- Corriente de operación 400 μA a 10 mA
- Encendido rápido
- Corriente inversa 15 mA
- Temperatura de operación $-25^{\circ}C$ a $+85^{\circ}C$.

2.2.6.2 Funcionamiento

Su funcionamiento es como el de un diodo zener común a excepción de la terminal de ajuste que el LM336 tiene, por medio de la cuál se puede ajustar el voltaje (de 4V a 6V).

2.2.6.3 Razones de uso.

El amplio rango de temperatura en el que opera hace que este circuito proporcione un voltaje de referencia adecuado en aplicaciones donde la exactitud es un parámetro

crítico. Este dispositivo presenta otra grande ventaja al ser variable ya que esto permite hacer algunos ajustes si es necesario en el voltaje de referencia. El hecho de que el voltaje pueda ser negativo es otra gran ventaja.

2.2.7 LM725

Es un amplificador operacional que presenta un alto desempeño en aplicaciones donde se requiere bajo ruido y una alta inmunidad a la temperatura. Por esto se utiliza en aplicaciones de instrumentación.

2.2.7.1 Características

- Alta ganancia de malla abierta 3,000,000
- Alta inmunidad a la temperatura. $0.6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Capacidad de offset nulo.
- Amplio rango de alimentación desde $\pm 3\text{ V}$ hasta $\pm 22\text{ V}$.
- Protección contra corto circuito a la salida.

2.2.7.2 Razones de uso.

Este circuito fue seleccionado puesto que solo se trabaja con corriente directa, no se requiere que el circuito tenga buenas características de ancho de banda, compensación en frecuencia o slew rate. Basta con que el circuito tenga baja variación de corriente y voltaje offset con la temperatura y que tenga una impedancia grande de entrada. De modo que el LM721 cumple con estas características y por ello se utilizó en el diseño.

2.2.8 LM10

Es un circuito que consiste de un amplificador operacional de alta calidad además de un circuito de referencia de precisión. Opera con un voltaje de alimentación tan bajo como 1.1 V o tan alto como 40V.

2.2.8.1 Características.

- Voltaje de entrada offset 2.0 mV(max).
- Corriente de entrada offset 0.7 nA(max).
- Voltaje offset $2\mu/\text{°C}$.
- Resistencia de entrada 400 kohms

2.2.8.2 Funcionamiento.

Como ya se ha mencionado el circuito opera como un simple amplificador operacional, pero además contiene un circuito de voltaje de referencia que puede ser tan bajo como 200 mV. El voltaje de referencia de salida puede ser ajustado por medio de las terminales 5 y 8 del circuito.

2.2.9 C.I 24LC65

EL circuito 24LC65 es una memoria con bus serial del tipo EEPROM (eléctricamente borrable) tecnología CMOS con una capacidad de 64 Kbits (8 K x 8).

Para su comunicación utiliza un protocolo de transmisión de datos con dos líneas bidireccionales. Este bus es controlado por un dispositivo que funciona como amo, y que se encarga de generar la señal de reloj, de controlar el acceso al bus y de generar las condiciones de inicio y final. El 24LC65 opera solo como dispositivo esclavo. Tanto el dispositivo esclavo como el amo pueden operar en el modo de receptor o transmisor pero el amo determina cuál modo es activado.

2.2.9.1 Características

- Voltaje de operación de 2.5 a 6.0 volts.
- Bus compatible con el protocolo I2C.
- Tiempo del ciclo de escritura y lectura típico de 2 ms.
- Filtros de entrada para la supresión de ruido.
- Tiempo de retención de datos mayor de 40 años.
- Cantidad de escrituras que soporta:
1millon para un bloque de 4K (típico)

10,000 para un bloque de 60 K.

2.2.9.2 Funcionamiento

La transferencia puede ser iniciada solamente cuando el bus no está ocupado.

Durante la transferencia, la línea de datos debe mantenerse estable siempre que la línea de reloj esté en nivel alto, de lo contrario los cambios en la línea de datos serán interpretados como condiciones de INICIO o FIN.

En la siguiente figura se muestra la relación que se debe mantener entre las líneas SDA y SCL para la transmisión. Se definen cuatro etapas que son:

- Bus desocupado (A)
- Inicio de transferencia de datos (B)
- Fin de transferencia de datos (C)
- Dato válido (D)

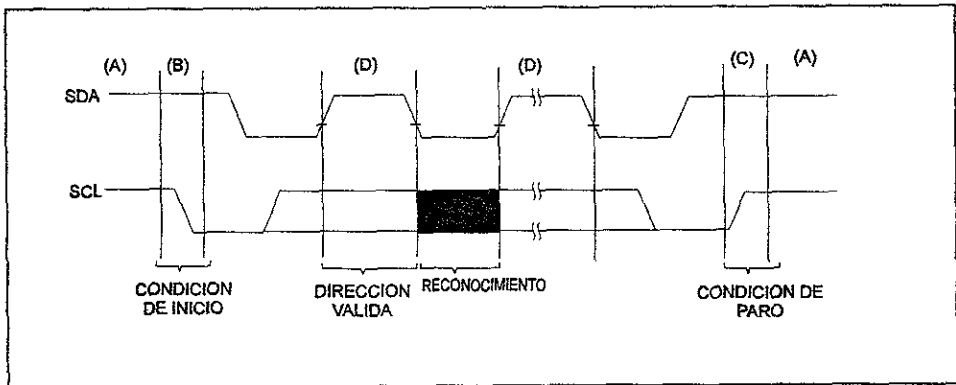


Figura 2.4 Líneas SCL y SDA

En el segmento A (Bus desocupado) tanto la línea de reloj como la de datos se mantiene en estado alto. En el segmento B se puede observar que una transición de alto a bajo de la línea SCL determina la condición de inicio. De la misma manera se puede observar en el segmento C que una transición de estado bajo a alto en la línea SCL

Capítulo 2 Dispositivos utilizados

mientras la línea SDA esta en estado alto determina la condición de paro. Por último el segmento D muestra que después de la condición de inicio el dato en la línea SDA será válido mientras que la línea SCL esté en estado alto.

La parte sombreada indica una condición de reconocimiento generada por el dispositivo esclavo inmediatamente después de la recepción de cada byte.

Como ya se ha mencionado para el funcionamiento de este dispositivo es necesario de otro que funcione como amo (en este caso se trata del PIC16C74). Para poder tener acceso a la memoria es necesario que el amo envíe un byte de control después del bit de inicio. Dicho byte consiste de un código de cuatro bits (1010 para el 24LC65 tanto para lectura como para escritura), seguido de tres bits (A2, A1, A0) que seleccionan alguno de los dispositivos conectados al bus. Por último se encuentra el bit que define que tipo de operación será realizada (1 para lectura y 0 para escritura).

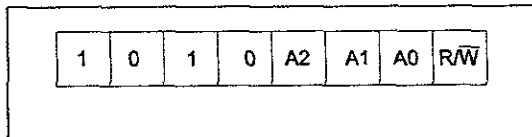


Figura 2.5 Byte de control enviado del dispositivo amo hacia la memoria.

Los siguientes dos bytes recibidos por el esclavo definen la localidad de memoria a la cuál se tendrá acceso. Primeramente se transfiere el bit más significativo del byte más significativo y debido a que solo se utilizan los bits A0 hasta A12 para direccionar los 8K bytes de la memoria, los bits A13A15 deben ser cero.

Después de cada byte recibido o enviado el dispositivo esclavo genera un bit de reconocimiento como se muestra en la figura 2.6

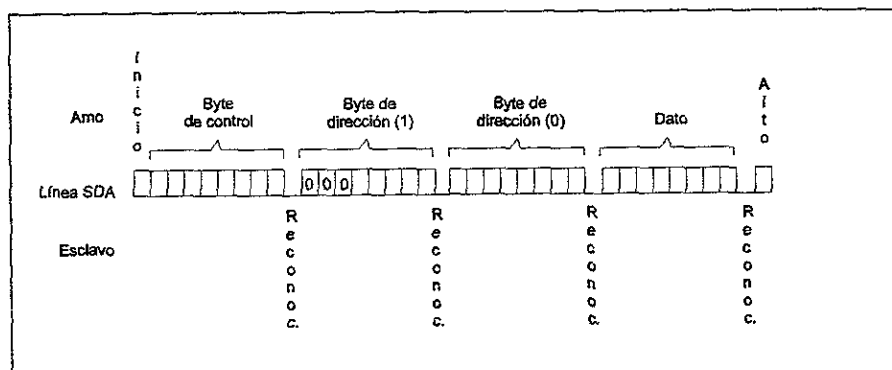


Figura 2.6 Protocolo de comunicación.

El procedimiento para realizar la lectura inicia igual que el de escritura, es decir con un bit de inicio seguido de un Byte de control (indicando una operación de escritura) y dos bytes de direcciones (ver figura anterior). Una vez hecho esto se envía una vez más un bit de inicio seguido de un byte de control con la diferencia de que en este se indicará la operación de lectura. El siguiente byte será el dato contenido en la localidad de memoria indicada.

2.2.9.3 Razones de uso.

Este dispositivo cumple con las características deseadas como son ocupar un mínimo espacio, así como el utilizar solo dos líneas para su interconexión con el microcontrolador lo cual reduce el tamaño del circuito final. Además de estar construido al igual que todos los dispositivos utilizados en el diseño con tecnología CMOS lo que reduce el consumo de potencia. Cabe destacar que aunque el acceso a este tipo de memorias seriales es más lento en comparación con las de tipo paralelo, ya se ha mencionado que este parámetro no es crítico en el diseño.

2.2.10AND 491 Display Alfanumérico.

El AND491 es un exhibidor de 32 caracteres a la vez en dos líneas de 16 cada una. Tiene un bus de datos con tres estados, contiene también una RAM que le permite almacenar hasta 128 caracteres y una memoria ROM con 160 caracteres matriciales de 5x7 puntos y 30 caracteres de 5 x 10 puntos. Se alimenta con 5 volts.

2.2.10.1 Razones de uso.

En el equipo de calibración al igual que en muchos otros resulta indispensable el uso de un exhibidor que muestre mediante mensajes escritos los mandatos externos, las señalizaciones, las demandas del aparato, etc. Es aquí donde el uso de un exhibidor alfanumérico proporciona una solución a esta necesidad facilitando el manejo y aprendizaje del aparato que ha sido elaborado.

Un exhibidor de este tipo con dos renglones de 16 caracteres cada uno es suficiente para cubrir las necesidades del calibrador.

Por esta razón se utilizó el display AND491 que cumple con las características anteriores además de ser un dispositivo que puede interconectarse fácilmente a un puerto de 8 bits de cualquier microcontrolador.

2.2.10.2 Funcionamiento.

El AND491 es un módulo que está formado por los siguientes elementos:

- Cuatro registros

1. Un Registro de instrucciones (IR) que almacena las instrucciones provenientes del microcontrolador y que sirven para controlar el funcionamiento del display. Se puede escribir hacia este registro pero no se puede leer de él.

2. Un registro de datos (DR) que almacena temporalmente los datos escritos.

3. Contador de direcciones. Este contiene la dirección de memoria a la cuál se tendrá acceso.

4. Registro de datos RAM. Este almacena el dato de 8 bits del carácter que será visualizado.

Capítulo 2 Dispositivos utilizados

- Bandera de ocupado (busy flag). Cuando esta bandera se encuentra en 1 significa que está en modo de operación interna y en este tiempo no será aceptada ninguna instrucción.

- Contiene también una serie de comandos o instrucciones que son señales a través de las cuales se puede tener acceso al módulo para que este pueda realizar las diferentes funciones con que cuenta.

- Una memoria RAM.
- Una memoria ROM.

Como ya se ha mencionado el AND491 cuenta con un bus de 8 bits (DB0 a DB7) a través del que se pueden escribir las instrucciones y los datos que se requieran.

Además del bus de datos contiene tres líneas de control para el manejo del módulo. Estas líneas son las siguientes.

RS es utilizada para seleccionar si la palabra que se escribe en el bus de 8 bits corresponde a una instrucción o a un dato.

$RS = 0$ indica la escritura de una instrucción en el bus de 8 bits.

$RS = 1$ indica la escritura de un dato en el bus de 8 bits.

R / W sirve para seleccionar la escritura hacia el módulo ó la lectura de él.

$R / W = 0$ Pone al módulo en el modo de escritura.

$R / W = 1$ Pone al módulo en el modo de lectura.

E sirve para habilitar el comando o dato escrito en el bus de 8 bits. La forma de habilitar es con $E = 1$.

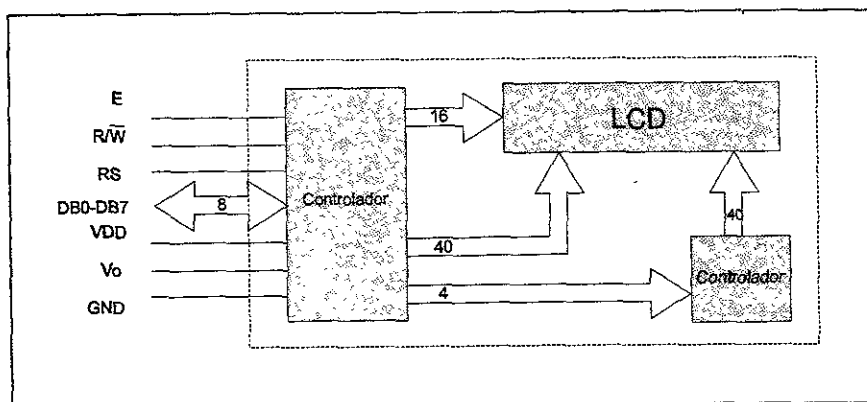


Figura 2.7 Diagrama de bloques del AND491.

En la siguiente tabla se muestran las funciones de cada una de las terminales del conector AND491.

No.de pin.	Señal	FUNCION	
1	GND	0 V	ALIMENTACION
2	VDD	5 V	
3	V ₀	VOLTAJE DE MANEJO DEL LCD	
4	RS	"H" ENTRADA DE DATOS "L" ENTRADA DE INSTRUCC.	
5	R/W	"H" LECTURA DE DATOS "L" ESCRITURA DE DATOS	
6	E	SEÑAL DE HABILITACION	
7	DB0	BUS DE DATOS	USO DE 8 BITS
8	DB1		
9	DB2		
10	DB3		
11	DB4		
12	DB5		
13	DB6		
14	DB7	USO DE 4 BITS	

Tabla 2.1 Funciones de las terminales del AND491.

Se ha solo mencionado que existen una serie de comandos para manejar al AND491 y ahora se describirá a cada una de ellos.

1. Limpiar Display.

Este comando borra lo que haya sido escrito en el display, regresa también el cursor hacia el inicio de la primera línea. El código para este comando es el siguiente.

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

2. Regresar a posición inicial.

Regresa el cursor a la posición inicial (carácter 1 de la primera columna) sin limpiar el display.

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0

3. Programación del modo de entrada.

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S

I/D: Incrementa con I/D = 1 ó decrementa con I/D = 0 la dirección de DD RAM en una localidad cuando se lee o se escribe hacia ella.

S: Corre todo el contenido del display hacia la derecha cuando I/D = 0 y S = 1 ó hacia la izquierda cuando I/D = 1 y S = 1. Si S está en 0 no hay corrimiento.

4. Control del encendido y apagado de la pantalla del display.

D: La pantalla del display es encendida cuando D = 1 y apagada cuando D=0.

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	1	D	C	B

C: El cursor es visualizado cuando C = 1 y no es visualizado cuando D = 0.

B: El carácter que se encuentra en donde está el curso parpadea si B = 1.

5. Corrimiento del cursor hacia la derecha o hacia la izquierda en una localidad sin escribir o leer un dato.

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	X	X

S/C	R/L	Funcion
0	0	Corre la posición del cursor hacia la izquierda.
0	1	Corre la posición del cursor hacia la derecha.
1	0	Corre todo el contenido del display hacia la izquierda.
1	1	Corre todo el contenido del display hacia la derecha.

Tabla 2.2 Control del cursor.

6. Selección del tipo del ancho del bus, del número de líneas y del número de puntos con que se forma un carácter.

Estos valores ya están definidos para el AND491 ya que cuenta con 2 líneas y la matriz de puntos para cada carácter es de 5 x 7.

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	1	DL	0	1	X	X

DL: Selecciona el ancho del bus de datos del display. Si DL = 1 los datos son enviados o recibidos por 8 líneas (DB7 – DB0). Si DL = 0 los datos se transmiten por 4 líneas (DB7 – DB4). Cuando se selecciona el modo de 4 líneas, los datos son transmitidos en dos partes.

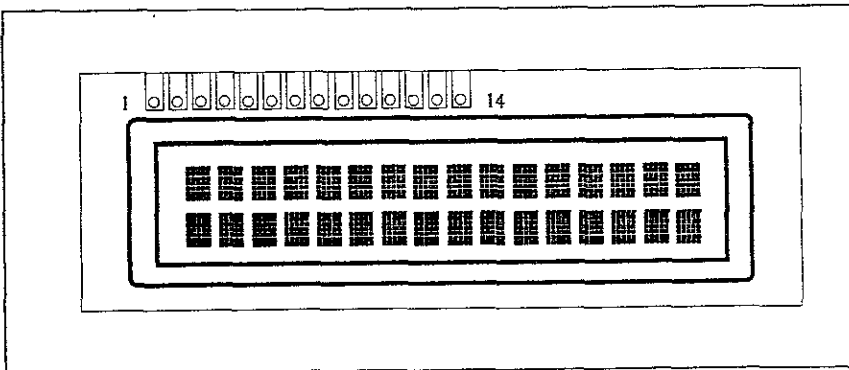


Figura 2.9 AND 491 (visualizador de cristal líquido)

2.11 C.I TSC7660

El TSC7660 es un convertidor de DC a DC que genera un voltaje negativo a partir a una fuente positiva, los rangos de conversión son de 1.5 V a 10.0 V, con lo que la salida es de -1.5 V a -10.0 V. Este dispositivo es muy útil para incorporar dispositivos analógicos como operacionales dentro de sistemas digitales, sin la necesidad de agregar una fuente de alimentación extra para poder suministrar el voltaje negativo que estos dispositivos requieren.

2.2.11.1 Características

- Rango de voltaje de entrada 1.5 V a 10.0 V.
- Conversión de alimentación de niveles lógicos de +5 V a sistemas de ± 5 V.
- Eficiencia de conversión de 99%.
- Baja corriente de alimentación de 500 μ A Max.
- Requiere solo de 2 capacitores externos para su funcionamiento.

2.2.11.2 Funcionamiento.

Internamente el circuito contiene un oscilador RC, un regulador de voltaje, un convertidor de nivel, una red lógica y cuatro switches.

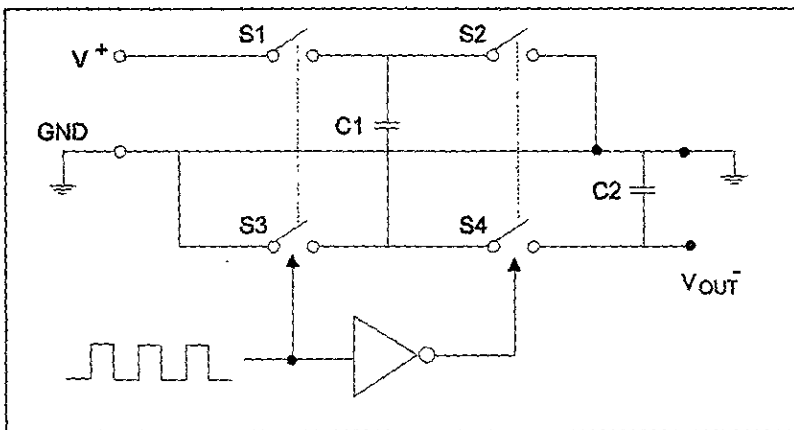


Figura 2.10 Arreglo de los switches internos y capacitores externos.

El oscilador RC genera la señal mostrada en la figura 2.10, durante la mitad del ciclo se cierran los switches S1 y S3 con lo que se carga el capacitor C1 con el valor de V^+ . Durante la segunda mitad del ciclo se cierran los switches S2 y S4 y se abren S1 y S3, esto trae como consecuencia que la carga del capacitor C1 sea transferida al capacitor C2 de manera que de la salida VOUT a tierra se ve un voltaje negativo.

2.2.11.3 Razones de uso.

El uso de este circuito es importante en el calibrador puesto que sirve para obtener los voltajes negativos necesarios para alimentar a los circuitos operacionales utilizados, eliminando la necesidad de utilizar una mayor cantidad de baterías para obtener dichos niveles de voltaje.

2.2.12 LM7805

Este circuito es un regulador de voltaje de salida de 5 volts, con un porcentaje de regulación de 0.1%. Puede entregar una corriente máxima de carga de hasta 1.5 A.

El LM7805 requiere un voltaje mínimo de caída o se sale de regulación, por lo tanto el límite superior del voltaje de salida es 2 V abajo del voltaje mínimo de entrada.

2.2.12.1 Razones de uso

Este circuito es utilizado debido a que es necesario para entregar un voltaje regulado a todos los circuitos digitales que se alimentan con 5 volts. Este es necesario ya que la fuente de alimentación total del circuito será una pila de 9 volts.

2.2.13 CD4016

Es un circuito que contiene 4 switches analógicos bilaterales, cada uno de los cuáles contiene una entrada de control de la señal. Su funcionamiento es como el de cualquier swicth analógico (página 34) y fue elegida esta familia para el diseño ya que es de tecnología CMOS y se ha mencionado que esto tiene ciertas ventajas.

Capítulo 3

3. Arquitectura del microcontrolador PIC16C74

3.1 Características generales

El microcontrolador PIC16C74 es un dispositivo CMOS de 8 bits perteneciente a la familia de microcontroladores desarrollados por Microchip Technology Inc. Basados en una arquitectura Harvard y RISC.

Debido a esto cuenta con un gran número de registros, sus instrucciones de programación son solo 35 y tiene la característica de la segmentación de instrucciones. Su frecuencia máxima de operación es de 20 MHz. Un bus de instrucciones de 14 bits separado del bus de datos de 8 bits (una característica típica de la arquitectura Harvard) dan a este microcontrolador una mayor velocidad de procesamiento.

Cuenta con 192 bytes de Memoria RAM y 4Kx14 espacios de EPROM (memoria de programa), 5 puertos cuyos bits se pueden configurar individualmente como entrada o como salida siendo un total de 33 los pines de I/O¹⁵.

Varios recursos especiales dan al μC^{16} PIC16C74 una mayor versatilidad y son las siguientes:

- Tres temporizadores/contadores.
- Dos módulos de captura/comparación/PWM.
- Un puerto serial síncrono.
- Una interfaz de comunicación serie.

¹⁵ Entrada/salida

¹⁶ Microcontrolador

- Un puerto esclavo paralelo de 8 bits.
- Un convertidor analógico digital de aproximaciones sucesivas de 8 bits.

Contiene también algunas características especiales como son:

- Cuatro opciones de oscilador para su funcionamiento.
- Un vigilante del sistema (Watchdog timer).
- Múltiples fuentes de interrupción.

En las siguientes secciones se describirá con detalle cada una de las características del μC PIC16C74 que se mencionaron.

3.2 Arquitectura Harvard.

Este tipo de arquitectura tiene una gran ventaja sobre la conocida arquitectura de Von-Neuman en la cuál instrucciones y datos son buscados desde un mismo espacio de memoria lo que limita la velocidad de operación. En la arquitectura Harvard se utiliza un espacio de memoria para instrucciones y otro espacio para datos, esto permite que se incremente la velocidad pues se tiene acceso simultáneamente a programa y datos.

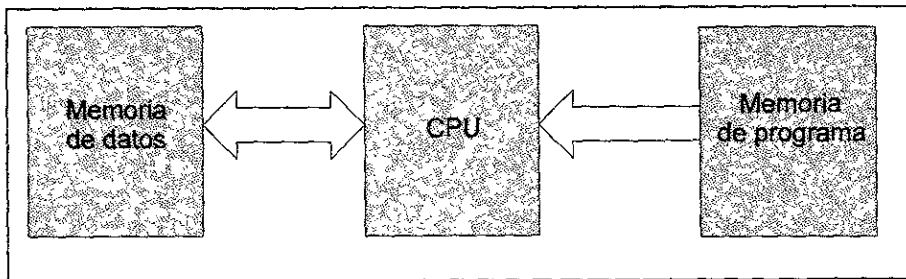


Figura 3.1 Diagrama de bloque de la arquitectura Harvard.

El hecho de tener un bus de instrucciones separado del bus datos permite que el PIC16C74 tenga un ancho de palabra de instrucción de 14 bits con un ancho de datos de 8 bits, esto hace posible tener cada una de las instrucciones en una sola palabra. Con esto se puede cargar un dato de 8 bits en un solo ciclo de máquina. Primero porque no

hay conflicto entre la búsqueda de la instrucción y segundo porque la palabra de la instrucción es suficientemente ancha para incorporar el dato de 8 bits.

3.3 Arquitectura RISC

Tanto la industria de los microprocesadores como de los microcontroladores están inclinándose hacia la tecnología RISC (Reduced Instruction Set Computer). En estos el repertorio de instrucciones máquina es muy reducido y las instrucciones son simples y generalmente se ejecutan en un solo ciclo.

La sencillez y rapidez de las instrucciones permiten optimizar el hardware y el software del procesador.

3.3.1 Conjunto de instrucciones

Como el mismo nombre lo dice, la arquitectura RISC consta de un número de instrucciones con un bajo contenido semántico, es decir, trabaja con funciones sencillas.

En el PIC16C74 todas las instrucciones son ortogonales, esto es pueden manejar cualquier elemento de la arquitectura como fuente o como destino.

3.3.2 Segmentación

La arquitectura RISC ejecuta instrucciones de forma segmentada, ejecutando fases distintas de varias instrucciones a la vez.

La segmentación encausada o simplemente segmentación es una de las técnicas mas usadas para aumentar el rendimiento de un procesador digital.

Se dice que un procesador está segmentado si se ejecutan varias instrucciones simultáneamente, cada una en una fase distinta y sobre una unidad funcional o etapa especializada. Para ello, la ejecución de cualquier instrucción se divide en un número concreto de fases, cada una de las cuales es ejecutada en una etapa distinta.

A diferencia de otros microcontroladores en los que las instrucciones son buscadas y ejecutadas secuencialmente, el PIC16C74 cuenta con esta característica de

segmentación. Internamente la señal de entrada del oscilador es dividida en cuatro para formar cuatro ciclos llamados Q1, Q2, Q3 y Q4, estos forman lo que se conoce un ciclo de instrucción. Cada instrucción es ejecutada en un ciclo, excepto cuando la instrucción provoca que el contador del programa (PC) cambie como es el caso de una instrucción call o goto.

La frecuencia de operación máxima es de 20 MHz, así un ciclo de reloj es de 50 nanosegundos y por lo tanto una instrucción se ejecuta en 200 nanosegundos.

3.3.3 Principales elementos de la arquitectura RISC.

Una de las características fundamentales de la arquitectura RISC es que la unidad de control del procesador es del tipo cableada, es decir utiliza un circuito secuencial fijo para producir las señales de control requeridas y es precisamente por esta razón que se cuenta con un número de instrucciones que se ejecutan con una gran rapidez. Otros elementos de gran importancia son:

- a) Unidad aritmético-lógica (ALU).
- b) Unidad de desplazamiento.
- c) Un conjunto de registros.

3.3.3.1 ALU y Registro W del PIC16C74

El PIC16C74 contiene una ALU con un ancho de 8 bits y un registro de trabajo (registro W). El registro W es de 8 bits usado para operaciones de la ALU y no es direccionable. La ALU es una unidad aritmética de propósito general que realiza operaciones aritméticas y booleanas entre dos datos contenidos en el registro de trabajo y algún otro registro. Puede realizar operaciones como adición, sustracción, corrimiento y lógicas. En instrucciones de dos operandos típicamente uno de ellos se encuentra en el registro de trabajo (registro W) y el otro en cualquier registro de almacenamiento o puede ser una constante inmediata. En instrucciones de un solo operando, este se encontrará en el registro W o en cualquier otro registro de almacenamiento.

Dependiendo de la operación ejecutada la ALU puede afectar los valores de los bits Carry (C), Digit Carry (DC) y Zero (Z) en el registro STATUS que más adelante se describirá.

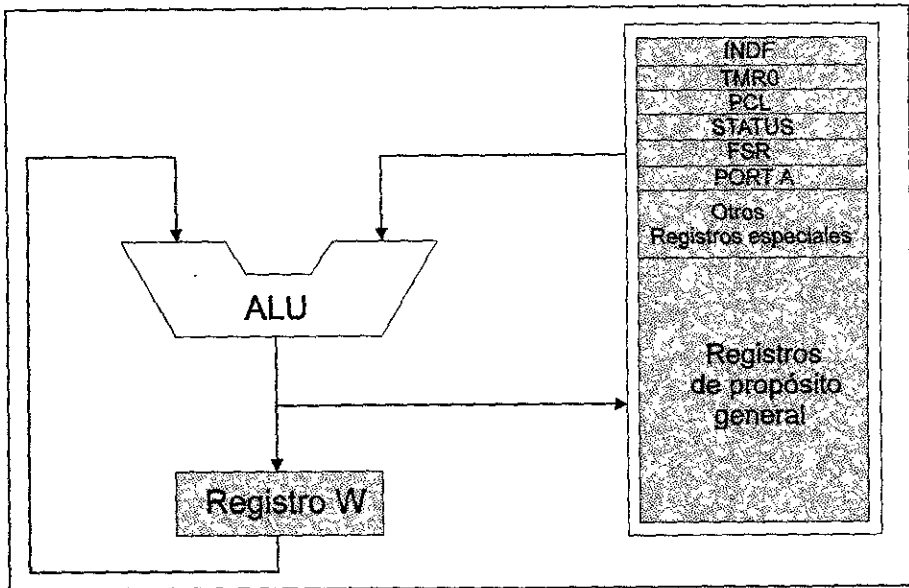


Figura 3.2 Registros y ALU

3.3.3.2 Conjunto de registros del PIC16C74

Los registros son unidades de almacenamiento que se encuentran dentro del μ c. Se pueden clasificar en dos categorías.

1. Registros de propósito general. Son registros que no tienen asignada ninguna función específica y por lo tanto pueden ser utilizados para almacenar temporalmente operandos o resultados intermedios.
2. Registros de uso específico. Son aquellos que tienen una función específica en el sistema.

Los registros de almacenamiento en el PIC16C74 son todos los registros de propósito general y de funciones especiales. Son parte de la memoria de datos y todas

las localidades son registros direccionables. Se puede tener acceso a ellos ya sea directamente o indirectamente a través del registro FSR. En la sección de memoria de datos se da la descripción de algunos de los registros de propósito especial del μ c pues como se mencionó estos forman parte de dicha memoria.

3.3.3.3 El Contador de programa (PC) del PIC16C74.

Este μ c contiene un contador de programa (PC) de 13 bits. El byte de la parte baja PCL es un registro de lectura y escritura y el byte de la parte alta PCH no lo es, se puede escribir hacia él a través del registro PCLATH. Esto quiere decir que cuando el PC es cargado con un nuevo valor durante una instrucción CALL, GOTO o una escritura hacia el PCL, los bits altos del PC son cargados desde el PCLATH.

3.4 Memoria

El microcontrolador PIC16C74 cuenta con un contador del programa de 13 bits que puede direccionar 8K x 14 espacios de memoria de código.

Como ya se ha mencionado se utilizan dos espacios distintos de memoria (memoria de datos y memoria de instrucciones).

3.4.1 Organización de la memoria de datos

Esta memoria de datos está dividida en dos bancos que contienen a los registros de propósito general y los registros de funciones especiales. El banco 0 es seleccionado cuando el bit RP0 del registro STATUS se pone a cero y el banco 1 es seleccionado cuando dicho bit se pone a 1. Las primeras 32 localidades de cada banco están reservadas para los registros de funciones especiales. Las localidades 20h-7Fh (Bank 0) y A0h-FFh (Bank 1) son registros de propósito general.

3.4.1.1 Registros de propósito general.

Los registros de propósito general están organizados en un espacio de 192 x 8 y se puede tener acceso a ellos directamente o través del registro FSR.

3.4.1.2 Registros de funciones especiales.

Los registros de funciones especiales son usados por la CPU (unidad central de procesos) para controlar la petición de operación de dispositivos externos. Se clasifican en dos tipos. Los registros especiales asociados con las funciones internas y los relacionados a la operación de los periféricos.

3.4.1.2.a Registro STATUS.

Este registro (dirección 03h o 83h) contiene el estado aritmético de la ALU, el estado de RESET y los bits de selección de página para la memoria de datos. El registro STATUS puede ser el destino de alguna instrucción como de algún otro registro.

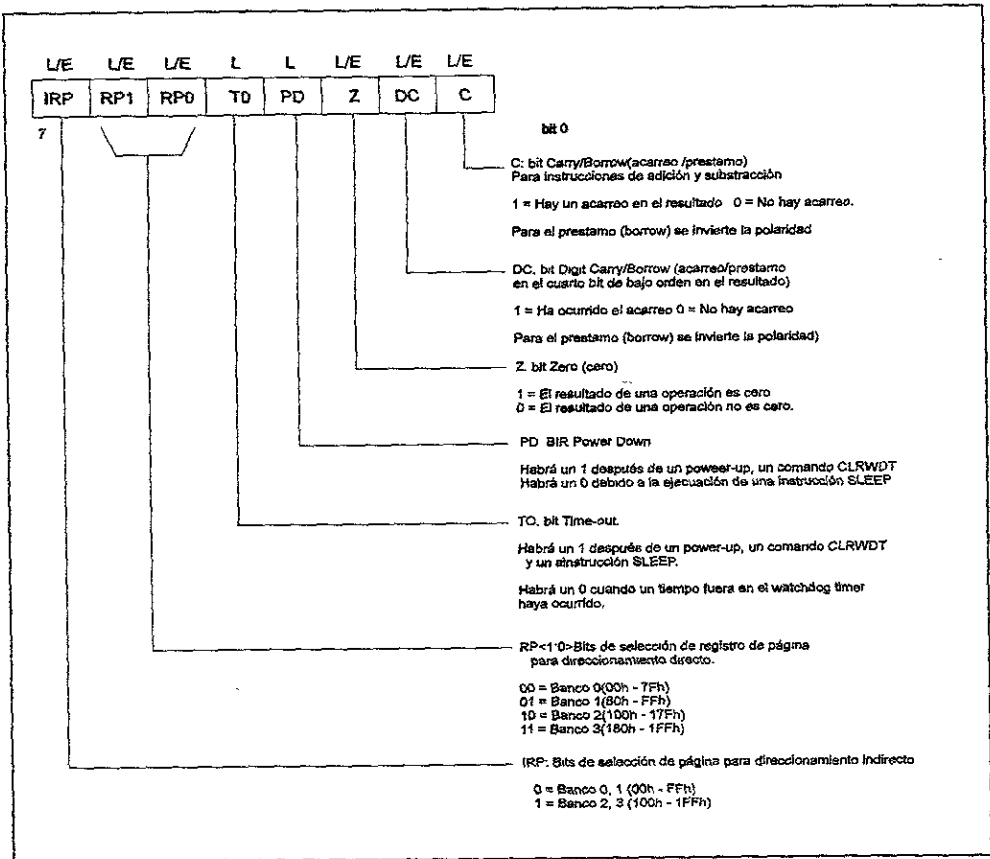


Figura 3.4 Registro STATUS

3.4.1.2.b Registro OPTION.

El registro OPTION (dirección 81h) es un registro de lectura y escritura que contiene varios bits de control para configurar las escalas de TMR0 y WDT, la interrupción externa INT y los pull-ups en el puerto B.

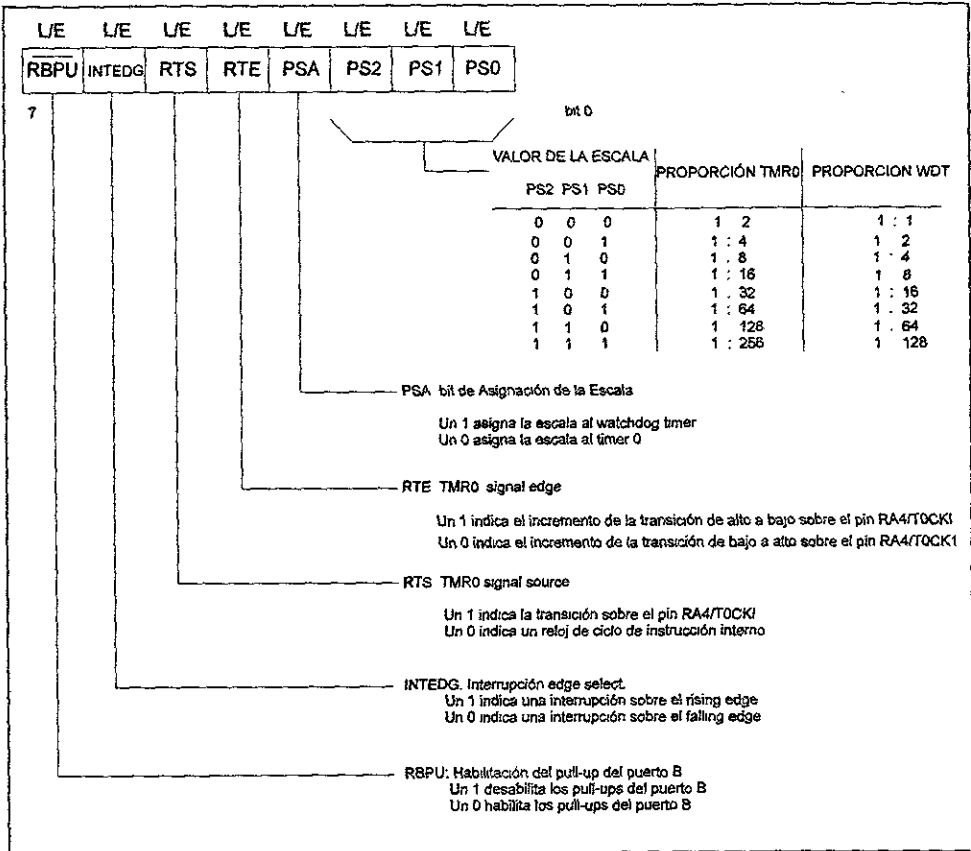


Figura 3.5 Registro OPTION

3.4.1.2.c Registro INTCON.

El registro de control de interrupciones (INTCON) registra interrupciones individuales en bits de bandera. También tiene bits de habilitación de interrupción global e individual. Un nivel alto en el bit de habilitación global de interrupción GIE (bit 7 del registro INTCON) habilita todas las interrupciones no mascarables y un nivel bajo en este mismo bit deshabilita todas las interrupciones. Las interrupciones individuales pueden ser deshabilitadas a través de su correspondiente bit en el registro INTCON. El bit GIE es llevado a nivel bajo cuando ocurre un reset.

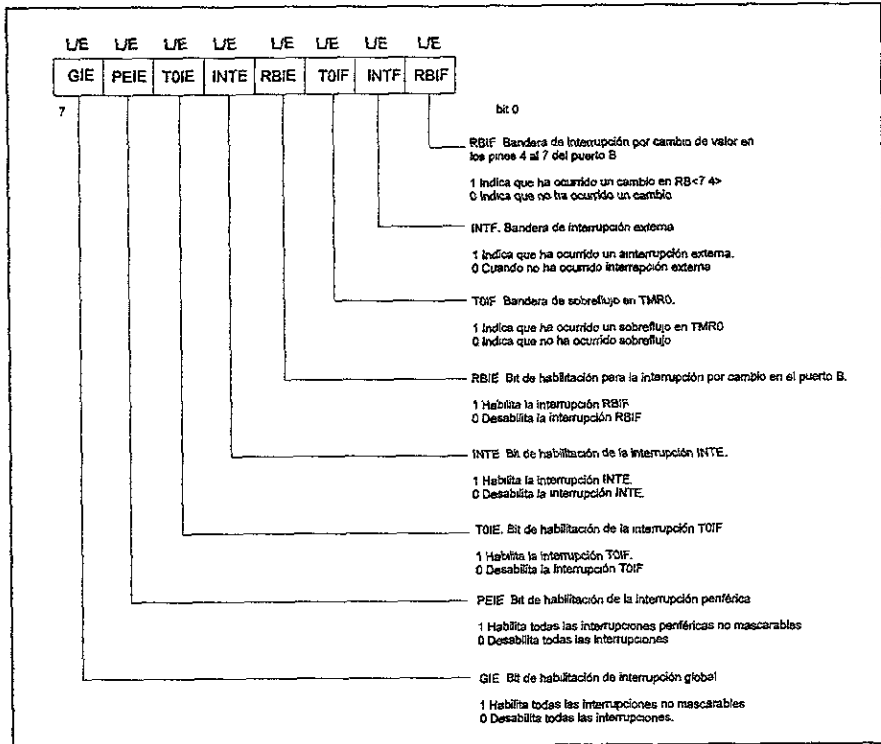


Figura 3.6 Registro INTCON

3.4.1.2.d Registro PIE1.

Este registro (dirección 8Ch) contiene los bits de habilitación individual para las interrupciones periféricas.

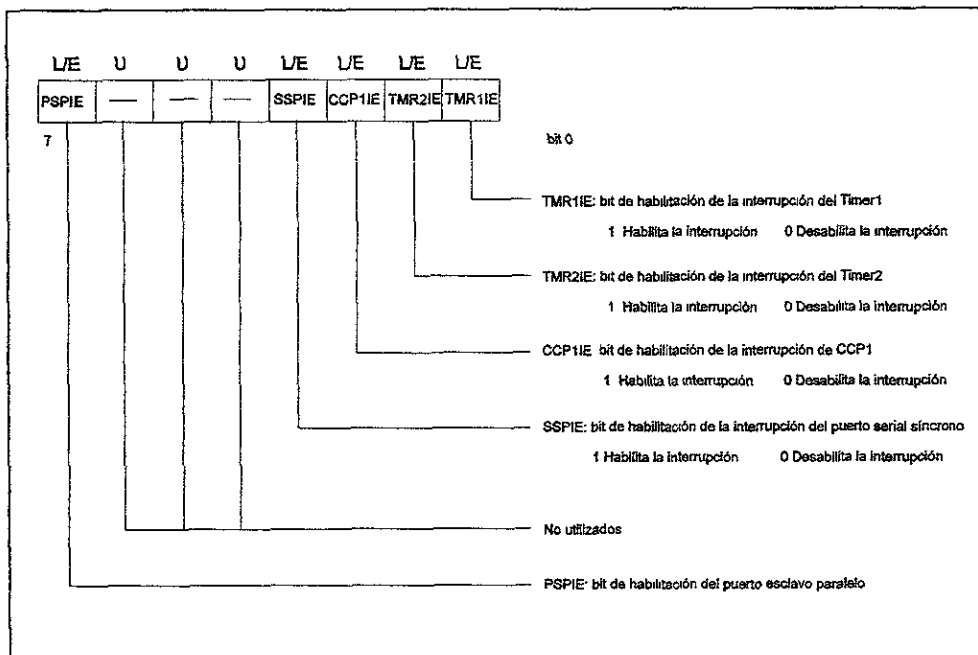


Figura 3.7 Registro PIE1

3.4.1.2.e Registro PIR1.

Este registro contiene los bits de bandera individual para las interrupciones periféricas.

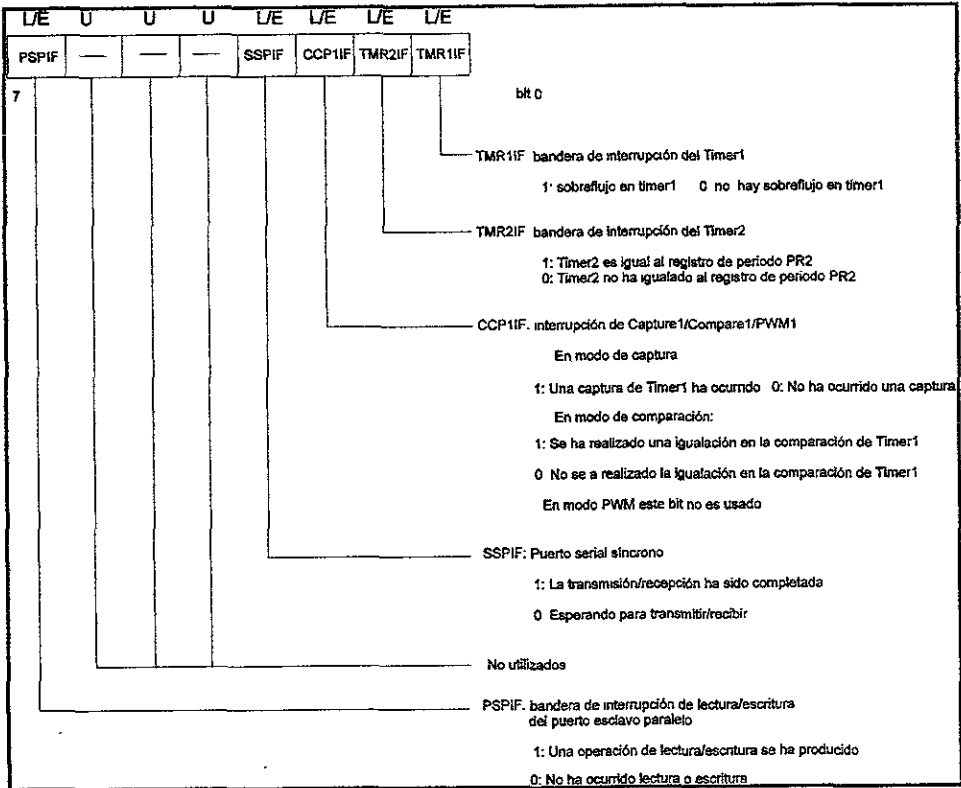


Figura 3.8 Registro PIR1.

ESTA TESIS NO DEBE SALIR DE LA BIBLIOTECA

3.4.1.2.f Registro PIE2.

Este registro también contiene bits de habilitación individual para interrupciones periféricas.

3.4.1.2.g Registro PIR2.

Contiene al igual que PIR1 bits de bandera para interrupciones periféricas.

3.4.1.2.h Registro PCON.

Este registro contiene bits de banderas que permiten diferenciar cuando ha ocurrido un Power-On Reset (conexión de la alimentación) de un tipo de reset externo MCLR (activación de este pin) o de un reset WDT (por desbordamiento del vigilante del sistema).

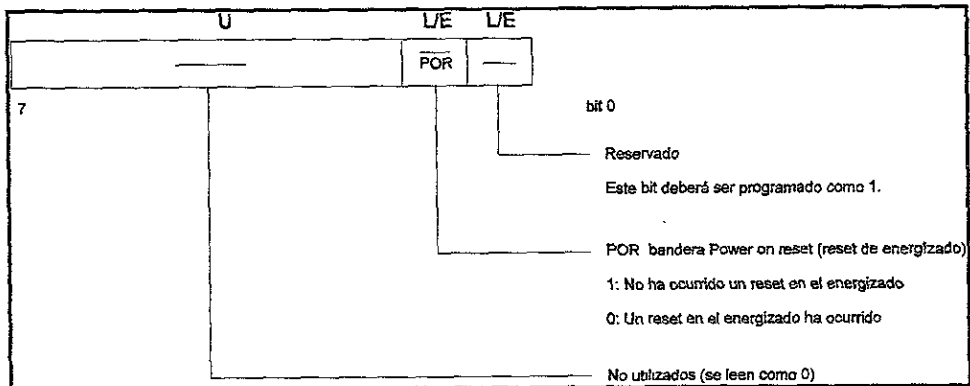


Figura 3.9 Registro PCON.

3.4.1.2.i PCL y PCLATH.

El contador del programa (PC) es de 13 bits. El byte bajo PCL es un registro de escritura y lectura, pero el byte alto PCH no lo es. Se puede escribir hacia el byte alto del PC a través del registro PCLATH. Cuando el PC es cargado con un nuevo valor durante un CALL, GOTO o una escritura hacia el PCL, los bits altos del PC son cargados desde el PCLATH.

3.5 Stack.

Una pila es un dispositivo de almacenamiento que guarda información de tal manera que el elemento almacenado al último sea el primero en ser recuperado. Su uso consiste principalmente en el manejo de subrutinas e interrupciones.

Una pila de memoria es básicamente una porción de una unidad de memoria a la que tiene acceso una dirección que siempre se incrementa o decrementa después del acceso a la memoria. El registro que contiene la dirección de pila recibe el nombre de Stack pointer (apuntador de pila) porque su valor apunta siempre al elemento de más arriba de la pila. Las dos operaciones de una pila son la inserción y la supresión de elementos.

El PIC16C74 tiene un stack de 8 espacios con un ancho de 13 bits, este registro no es de lectura y escritura. El contenido del PC es metido (PUSHed) en el stack cuando una instrucción CALL es ejecutada o una interrupción es notificada. El contenido del stack es sacado (POPed) en la ejecución de una instrucción RETURN, RETLW o RETFIE. El stack opera como un bufer circular. De modo que después de que se le han metido 8 datos, el noveno dato sobrescribiera al primero, un décimo al segundo y así sucesivamente.

3.6 Periféricos

3.6.1 Puertos de entrada/salida.

El PIC16C74 cuenta con 5 puertos conocidos como PORTA, PORTB, PORTC, PORTD y PORTE.

Los pines de estos puertos son configurables individualmente como entrada o salida a través de los registros de tercer estado nombrados registros TRIS. De manera que un 1 en el registro TRIS configura a un correspondiente pin del puerto como entrada y un 0 lo configura como salida.

Cada uno de los puertos tiene su correspondiente registro de tercer estado TRIS y una lectura de uno de estos provoca la lectura de los pines del puerto correspondiente a ese registro y si se escribe hacia él se estará escribiendo hacia el puerto.

En las siguientes secciones se describirá con detalle a cada uno de los cinco puertos.

3.6.1.1 Puerto A y registro TRISA.

Este puerto¹⁷ es del tipo latch de 6 bits (RA0 a RA5), RA4 es una entrada Schmitt trigger y una salida de colector abierto. Los demás pines RA tienen niveles de entrada TTL y drivers de salida CMOS. El registro de tercer estado de este puerto o registro de dirección de datos es conocido como TRISA.

El pin RA4 de este puerto es también utilizado como entrada de reloj externa para TMR0. Los demás pines del puerto A son utilizados como entradas/salidas digitales o como canales de entrada para el convertidor analógico-digital que mas adelante se describirá.

¹⁷ Conjunto de pines que permiten la entrada y salida de información del procesador.

3.6.1.2 Puerto B y registro TRISB.

Al igual que en el caso anterior, se trata de un puerto latch bidireccional solo que este es de 8 bits y su registro de dirección de datos es conocido como TRISB.

Cada uno de los pines del puerto B puede disponer de una carga pull-up interna y un simple bit de control puede activarlas. Esto se puede realizar poniendo a cero el bit RBPU (bit 7 del registro OPTION).

Cuatro de los ocho pines del puerto B (del 4 al 7) tienen la característica de generar una interrupción cuando ocurre un cambio de nivel lógico en alguno ellos (interrupt on change). Solo los pines configurados como entrada pueden causar que esta interrupción se realice. La interrupción se anula al borrar el bit RBIEF (bit 3 del registro INTCON) o al hacer una nueva lectura del puerto.

Esta interrupción puede despertar al procesador de un SLEEP¹⁸.

3.6.1.3 Puerto C y registro TRISC.

Este también es un puerto bidireccional de 8 bits. El registro por medio del que se configuran a sus pines como entrada o salida es llamado registro TRISC. Además los pines de este puerto tienen buffers de entrada Schmitt trigger. El puerto C es utilizado para varias funciones periféricas que mas adelante analizaremos.

3.6.1.4 Puerto D y registro TRISD.

El puerto D también es bidireccional de 8 bits con sus pines configurables individualmente como entrada o salida y con buffers de entrada Shmitt trigger. Este puerto D puede ser configurado como un puerto paralelo esclavo por medio del bit de control PSPMODE (pin 4 del registro TRISE) para soportar la interconexión directa con el bus de datos de otro microprocesador.

3.6.1.5 Puerto E y registro TRISE.

Este puerto cuenta con tres pines configurables como entrada o como salida a través de su correspondiente registro de dirección de datos, en este caso TRISE. Los tres pines tienen buffers de entrada Schmitt trigger. Estos tres pines de este puerto se pueden

¹⁸ Modo de reposo que provoca un bajo consumo de energía.

comportar como señales de control RD, WR y CS para el flujo de datos entre un microprocesador y el puerto D cuando el bit PSPMODE (bit 4 del registro TRISE) es puesto a 1. En este modo se debe estar seguro que los tres bits del registro TRISE estén puestos a 1, es decir configurados como entradas digitales. Finalmente estos tres pines también pueden realizar la función de canales de entradas analógicas para el convertidor analógico/digital.

3.6.2 Temporizadores

Los temporizadores son circuitos periféricos, basados en uno o más contadores que disponen de varios modos de conteo y que pueden ser utilizados como: contadores de eventos, indicadores de tiempo transcurrido, generadores de forma de onda, relojes de tiempo real, entre otros.

El microcontrolador PIC16C74 cuenta con tres temporizadores: TMR0, TMR1 y TMR2, con la capacidad de generar una interrupción para indicar que un evento está ocurriendo. A continuación se describen las características de cada uno de ellos.

3.6.2.1 Temporizador0 (TMR0).

Es un modulo temporizador/contador de 8 bits cuya fuente de reloj puede ser interna (OSC/4) o externa. Cuenta también con un divisor de frecuencias (prescaler) que puede ser asignado hacia el pin RTCC (Real Time Clock/Counter) o hacia el Watchdog por medio del bit PSA (bit 3 del registro OPTION). Este prescaler es un contador de 8 bits que si se asigna al pin RTCC o al oscilador interno, puede dividir la señal hasta en 256 pero si se asigna al watchdog divide por 128. Los bits PS0-PS2 (bits 0 al 3 del registro OPTION) determinarán el valor de la escala.

El modo de temporizador (timer mode) se selecciona poniendo a 1 el bit RTS (bit 5 del registro OPTION), en este modo TMR0 incrementará cada ciclo de instrucción.

El modo de contador (counter mode) se selecciona poniendo a 0 el bit RTS (bit 5 del registro OPTION), en este modo TMR0 incrementará cada flanco de subida o de

bajada (rising edge o falling edge) que se produzca en el pin RA4/TOCKI según se seleccione en el bit RTE (bit 4 del registro OPTION).

La división de escala (prescaler) es asignada a TMR0 poniendo a 0 el bit PSA (bit 3 del registro OPTION). Las escalas que se pueden seleccionar son de 1:2, 1:4, 1:8, 1:16 ... , 1:256.

Cuando ocurre un sobreflujo en el temporizador 0 es generada una interrupción y el bit TOIF (bit 2 del registro INTCON) es puesto a 1.

3.6.2.2 Temporizador1 (TMR1).

Es un reloj/contador de 16 bits y su fuente de reloj al igual que el TMR0 puede ser interna (OSC/4) o externa y puede operar como un temporizador o como un contador. Cuando opera como contador (usando una fuente de reloj externa) este puede ser síncrono o asíncrono. El modo de operación asíncrona permite que TMR1 opere durante el modo de reposo (sleep). También tiene una opción de división de escala (prescaler) que se selecciona a través del registro OPTION para permitir que TMR1 incremente en los siguientes niveles: 1:1, 1:2, 1:4, 1:8.

Para determinar el modo de operación (como temporizador o como contador) se utiliza el bit TMR1SC (bit 1 del registro T1CON).

El modo de temporizador (timer mode) se selecciona poniendo a 0 el bit TMR1CS (bit 1 del registro T1CON). En este modo TMR1 incrementa cada ciclo de instrucción.

El modo de contador (counter mode) es seleccionado poniendo a 1 el bit TMR1CS (bit 1 del registro T1CON). En este modo el temporizador incrementa cada flanco de subida (rising edge) de la señal de reloj de entrada sobre el pin RC0/T1OSO/T1CKI.

3.6.2.3 Temporizador2 (TMR2).

Es un temporizador de 8 bits que está diseñado para usarse conjuntamente con el circuito de Modulación de Anchura de Impulsos (PWM).

Se incrementa al ritmo de los impulsos que se le aplican ($4 T_{osc}$), que pueden ser divididos por 1, por 4, o por 16 mediante un predivisor (prescaler). Cuando el valor de TMR2 coincide con el de PR2 (registro de periodo) se genera un impulso en la salida EQ y TMR2 pasa a 00 h. PR2 es un registro específico de lectura y escritura que cuando hay un reset se carga con el valor FF h. Los impulsos producidos por EQ se aplican a un postdivisor (postcaler) que puede dividirlos hasta 1:16, activando su salida al señalizador TMR2IF. Los principales parámetros de este temporizador son regulados por el registro T2CON.

El prescaler y el postcaler son puestos a cero cuando alguna de las siguientes situaciones ocurre: una escritura hacia el registro TMR2, una escritura hacia el registro T2CON o algún reset.

3.6.3 Modulo de captura/comparación/pwm (CCP)

El PIC16C74 tiene dos módulos de captura, comparación y modulación por ancho de pulso (PWM). Estos dos módulos son conocidos como CCP1 y CCP2, cada uno de ellos consiste de un registro de 16 bits formado por dos secciones de 8 bits:

1. Byte bajo nombrado como CCPR1L y CCPR2L para el modulo CCP1 y el modulo CCP2 respectivamente.
2. Byte alto nombrado como CCPR1H y CCPR2H para el modulo CCP1 y el modulo CCP2 respectivamente.

En los siguientes párrafos será descrito el funcionamiento del modulo CCP haciendo referencia únicamente a CCP1 ya que el comportamiento de CCP2 es igual.

3.6.3.1 Modo de captura (capture mode).

Se hace una captura del valor de 16 bits de TMR1 dentro del registro par CCPR1H:CCPR1L cuando un evento ocurre sobre el pin RC2/CCP1. El evento de captura puede ser programado por medio de los bits 0 al 3 del registro CCP1CON. Dicho evento puede ser uno de los siguientes:

- flanco de bajada

- flanco de subida
- cuarto flanco de subida
- décimo sexto flanco de subida.

Cuando una captura es realizada el bit de bandera de interrupción CCP1F (pin 2 del registro PIR) es llevado a un nivel alto y debe ser restablecido por medio del software. Se puede realizar una interrupción programando el bit correspondiente en el registro PIE. Si se realiza otra captura antes de que el registro CCPR1 sea leído, el valor de la captura anterior se perderá.

En este modo de captura el pin RC2/CCP1 debe ser configurado como entrada a través de su correspondiente bit del registro TRIS.

3.6.3.2 Modo de comparación (compare mode).

Es realizada constantemente una comparación entre el valor del registro CCPR1 (CCPR1H:CCPR1L) y el valor del temporizador1 (TMR1H:TMR1L) que debe trabajar en modo síncrono. Cuando estos son iguales es generada una interrupción y el pin RC2/CCP1 puede ser llevado a un estado alto, un estado bajo o mantenerse sin cambio alguno.

La acción que tome el pin RC2/CCP1 depende de la configuración de los bits de control CCP1M3 - CCP1M0 (bits 0 al 3 del registro CCP1con).

El bit RC2/CCP1 debe ser configurado como salida a través del bit 2 del registro TRISC.

3.6.3.3 Modo PWM.

En este modo el pin RC2/CCP1 programado como salida produce salidas que cambian entre 1 y 0 a intervalos variables de tiempo. Cuando el valor del registro PR2 coincide con los 8 bits de más peso de TMR2 el pin mencionado pasa a 1, TMR2 toma el valor 00 y reanuda la cuenta. El contenido de CCPR1L pasa a CCPR1H y se compara con TMR2.

Cuando ambos coinciden el pin RC1/CCP1 pasa a 0 y se repite la secuencia.

Variando el valor de PR2 Y CCPR1L se varía el intervalo de tiempo que el pin está a 1 y está a 0, respectivamente.

3.6.4 Puerto serial síncrono

El puerto serial síncrono es una interfaz usada para comunicarse con dispositivos periféricos u otros microcontroladores. Dichos periféricos pueden ser EEPROMs, registros de corrimiento, controladores de displays, convertidores analógico digitales, etc. El puerto serial síncrono puede operar en uno de dos modos:

- Interfaz serie de periféricos (SPI).
- Interfaz Inter-Circuitos (I²C).

3.6.4.1 Modo SPI.

Sirve para conectar varios microcontroladores de la misma o diferente familia bajo el formato "maestro-esclavo", siempre que dispongan de una interfaz compatible.

Este modo permite que datos de 8 bits sean síncronamente transmitidos y recibidos simultáneamente. Para realizar la transmisión típicamente son usados tres pines:

- Salida serial de datos (SDO)
- Entrada serial de datos (SDI)
- Reloj serial (SCK).

Adicionalmente se puede usar un cuarto pin cuando se está en el modo de operación esclavo. Este pin es:

- Selección de esclavo (SS)

Cuando se inicializa el SPI varias opciones necesitan ser especificadas. Lo anterior se realiza programando adecuadamente los bits de control en el registro SSPCON (bits 0 al 5 del registro SSPCON). Estos bits de control permiten especificar lo siguiente:

- Modo amo
- Modo esclavo
- Polaridad de reloj. (Entrada/salida de datos sobre un flanco de subida o de bajada en la señal SCK)
- Nivel de reloj.

- Selección de modo esclavo.

Para habilitar el puerto serial el bit de habilitación SSPEN debe ser puesto en estado alto. Esto configura a SDI, SDO, SCK y SS como pines del puerto serial. La dirección de estos pines debe ser programada adecuadamente de la siguiente manera:

- SDI.- El bit 4 del registro TRISC debe estar en estado alto.
- SDO.- El bit 5 del registro TRISC debe estar en estado bajo.
- SCK.- Para el modo amo el bit 3 del registro TRISC debe estar en estado bajo.
- SCK.- Para el modo esclavo el bit 3 del registro TRISC debe estar en estado alto.
- SS.- El bit 5 del registro TRISA debe estar en estado alto.

3.6.4.2 Modo I²C.

El bus I²C es una interfaz serial desarrollada por philips/signetics y utiliza solo dos hilos para la interconexión de los diversos dispositivos que han tenido que ser diseñados para soportar este protocolo, asegurando una gran fiabilidad en la comunicación que llega a tolerar una velocidad máxima de 400 Kbps. Es capaz de interconectar hasta 128 dispositivos situados a gran distancia.

La interfaz I²C usa un comprensivo protocolo para asegurar una confiable transmisión y recepción de datos. Cuando se transmiten datos un dispositivo es el amo, mientras el otro dispositivo actúa como esclavo.

En el protocolo de la interfaz I²C cada dispositivo tiene una dirección, cuando un amo desea iniciar una transferencia de datos, primero transmite la dirección del dispositivo con el que se desea comunicar. Todos los dispositivos escuchan para ver si esta es su dirección. Dentro de esta dirección un bit especifica si el amo desea leer o escribir. El amo y el esclavo están siempre en modos opuestos de operación (transmisor/receptor) durante la transferencia. Esto quiere decir que pueden operar en cualquiera de las siguientes relaciones:

Amo-transmisor y Esclavo-receptor.

Esclavo-transmisor y Amo-receptor.

En ambos casos el amo genera la señal de reloj.

En la operación del puerto serial síncrono como I²C son utilizados dos pines SCL Y SDA (bits 3 y 4 del registro TRISC) como línea de reloj y línea de datos respectivamente.

Las condiciones de inicio y fin de la transmisión están determinadas de la siguiente manera:

El inicio (START) de la transmisión es determinado durante una transición de estado alto a bajo de la línea de datos SDA cuando la línea de reloj SCL está en alto.

El fin de la transmisión es determinado durante una transición de estado bajo a alto de la línea de datos SDA cuando la línea de reloj SCL se encuentra en estado alto.

El amo genera estas condiciones para iniciar y finalizar la transmisión.

La línea de datos SDA puede cambiar de estado solamente cuando la línea de reloj SCL está en estado bajo.

Hay dos formatos de direccionamiento; El simple que es un formato de 7 bits con un bit de lectura/escritura (R/W) y el formato mas complejo de 10 bits con un bit de lectura/escritura (R/W).

El puerto serial síncrono es habilitado por medio del bit SSPEN (bit 5 del registro SSPCON) y tiene 5 registros para la operación en modo I²C:

- Registro de control SSP (SSPCON)
- Registro de estado (SSPSTAT)
- Buffer de transmisión/recepción serial (SSPBUF)
- Registro de corrimiento SSP (SSPSR)
- Registro de dirección (SSPADD)

El registro de control SSPCON permite el control de la operación seleccionando las diversas funciones del modo I²C.

El registro de estado SSPSTAT da el estado de la transferencia de datos. Detecta un bit de inicio o fin de dicha transferencia, especifica si el byte recibido fue un dato o una dirección . Este registro es leíble solamente.

El registro buffer SSPBUF es el registro hacia el que se transfieren los datos que son leídos o escritos.

El registro de corrimiento SSPSR lleva los datos dentro y fuera del dispositivo.

El registro de dirección SSPADD es el registro de direcciones que identifica el dispositivo (modo esclavo) o que la direcciona (modo maestro).

3.7 Interfaz de comunicación serie (SCI).

La interfaz serial de comunicación (SCI) es uno de los dos módulos seriales de entrada/salida. Puede ser configurado como un modo asíncrono full dúplex que se comunique con dispositivos periféricos tales como terminales CRT y computadoras personales, o bien puede ser configurado como un modo síncrono half dúplex que permita la comunicación con dispositivos periféricos tales como convertidores analógico/digitales, digitales/analógicos, EEPROMs, etc. La interfaz de comunicación serial SCI puede ser configurada en los siguientes modos:

- Asíncrono (full dúplex)
- Síncrono - amo (half dúplex)
- Síncrono - Esclavo (half dúplex)

El bit SPEN (bit 7 del registro RCSTA) configura a los pines RC6 y RC7 como interfaz serial de comunicación.

3.7.1 Modo SCI asíncrono.

En este modo es usado el formato estándar no retorno a cero NRZ (un bit de inicio, ocho o nueve bits de datos y un bit de paro). Un generador de baudios integrado puede ser usado para manejar la frecuencia desde el oscilador. Funcionalmente el transmisor y el receptor son independientes pero usan el mismo formato de datos y baud rate.

La interfaz de comunicación serial consta de los siguientes elementos:

- Generador de baud rate
- Circuito de muestreo
- Transmisor asíncrono
- Receptor asíncrono

El modo asíncrono es seleccionado poniendo a cero el bit SYNC (bit 4 del registro TXSTA). Este modo es detenido durante el SLEEP.

3.7.2 Modo SCI síncrono - amo.

En el modo síncrono - amo los datos son transmitidos de una manera half-duplex. Esto es que la transmisión y la recepción no ocurre en un mismo tiempo. Cuando se están transmitiendo datos la recepción es deshabilitada y viceversa. El modo síncrono es seleccionado poniendo en un nivel alto el bit SYNC (bit 4 del registro TXSTA), en adición el bit SPEN (bit 7 del registro RCSTA) debe ser puesto en estado alto para configurar a los pines RC6 y RC7 como líneas de CK(reloj) y DT(datos) respectivamente. El modo amo indica que el procesador transmite el reloj maestro sobre la línea CK, es seleccionado poniendo a 1 el bit CSRC (bit 1 del registro TXSTA).

3.7.3 Modo SCI síncrono - esclavo.

Este modo difiere del anterior (síncrono - amo) en que la señal de reloj es suministrada externamente por el pin CK. Esto le permite transmitir o recibir datos en el modo SLEEP. Este modo síncrono - esclavo es seleccionado poniendo en estado bajo el bit CSRC (bit 7 del registro TXSTA).

3.8 Convertidor Analógico/Digital.

El convertidor analógico/digital (A/D) disponible en el PIC16C74 permite la conversión de una señal de entrada analógica a un correspondiente número digital de 8 bits. El convertidor A/D tiene 8 entradas analógicas, que son multiplexadas dentro de un muestreador retenedor. La salida del muestreador retenedor es la entrada del convertidor, mismo que genera el resultado por medio de aproximaciones sucesivas.

El convertidor A/D tiene tres registros.

El **registro ADCON0** controla la operación del modulo A/D. El **registro ADCON1** configura las funciones de los pines del puerto. Los pines del puerto pueden ser configurados como entrada analógica (RA3 puede ser también un voltaje de referencia) o

como entrada/salida digital. El **registro ADRES** contiene el resultado de la conversión, cuando esta es completada el resultado es cargado dentro de ADRES, el bit 2 (GO/DONE) del registro ADCON0 es puesto a cero y la bandera de interrupción A/D es puesta a uno.

Para hacer una conversión A/D se deben tomar en cuenta los siguientes pasos:

1. Configurar el modulo A/D

- Configurar los pines analógicos, voltaje de referencia y I/O digital (bits 0 al 2 del registro ADCON1).
- Seleccionar el canal de entrada A/D (bits 3 al 5 del registro ADCON0)
- Seleccionar el reloj de conversión A/D (bits 6 y 7 del registro ADCON)
- Habilitar el modulo A/D (bit 0 del registro ADCON)

2. Configurar las interrupciones A/D (si se requiere)

- Poner a 0 el bit ADIF (bit 6 del registro PIR1)
- Poner a 1 el bit ADIE (bit 6 del registro PIE1)
- Poner a 1 el bit GIE (bit 7 del registro INTCON)

3. Asegurar el tiempo de muestreo requerido.

4. Iniciar la conversión.

- Poner a 1 el bit GO/DONE (bit 2 del registro ADCON0)

5. Esperar a que la conversión se termine.

6. Leer el resultado de la conversión en el registro ADRES, poner a 1 ADIF si se requiere .

7. Para la siguiente conversión volver al paso 1 o al paso 2 según sea necesario.

3.9 Características especiales del CPU

La familia de microcontroladores PIC16C74 cuenta con la inclusión de características especiales que optimizan su funcionamiento eliminando la necesidad de utilizar componentes externos. Estas características son:

- Selección entre diferentes tipos de oscilador.
- Reinicialización (Reset)
 - Conexión de la alimentación (Power-On Reset)
 - Temporizador PWRT
 - Temporizador OST.
- Interrupciones.
- Vigilante del sistema Watchdogtimer (WDT).
- SLEEP.
- Protección de código.

Configuración de fusibles. El PIC16C74 tiene seis fusibles (bits EPROM) que pueden ser programados para seleccionar la configuración de varios dispositivos. Estos bits están localizados en la dirección 2007h en la memoria del programa.

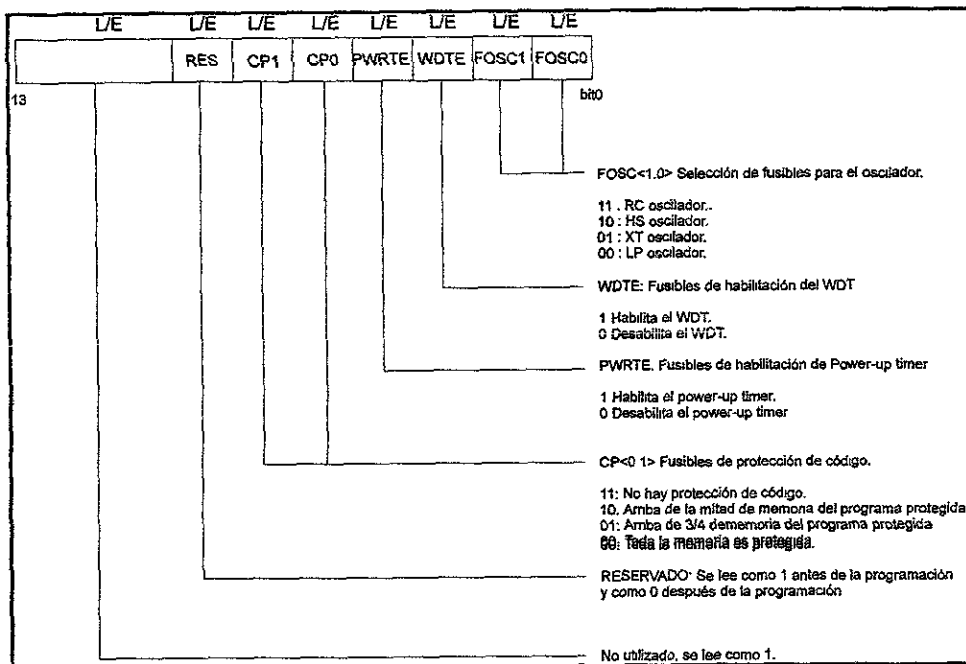


Figura 3.10 Registro FUSES.

3.9.1 Tipos de oscilador.

Para la generación de los pulsos de reloj internos el PIC16C74 disponen de cuatro alternativas, debiendo el usuario seleccionar el más adecuado y programar correctamente los bits FOSC1 y FOSC0 que establecen la configuración entre las siguientes opciones:

- LP Oscilador de cristal de cuarzo o resonador cerámico de baja potencia.
- XT Cristal o resonador cerámico.
- HS Oscilador de cristal o resonador de alta velocidad.
- RC Oscilador formado por una red Resistor/Capacitor.

Cuando no se requiere una gran precisión en la generación de pulsos de reloj, se puede emplear una red RC mucho más económica. En este caso, la frecuencia de

oscilación viene determinada por los valores de la resistencia y del condensador exteriores, así como de la temperatura de funcionamiento.

3.9.2 Reset.

El reset se puede producir por cinco causas diferentes:

Al conectar la alimentación (Power-On Reset). Un pulso de reset es generado al conectarse la alimentación.

Al activarse la señal $\overline{\text{MCLR}}$ durante el estado de reposo.

Al activarse la señal $\overline{\text{MCLR}}$ durante el funcionamiento normal.

Al sobrepasar el máximo valor de conteo en el Watchdog durante el estado de reposo.

Al sobrepasar el máximo valor de conteo en el Watchdog durante la operación normal.

El temporizador PWRT de 72 ms es controlado por un oscilador R-C interno e independiente y sirve para mantener un reset mientras que el voltaje de alimentación VDD se estabiliza.

El temporizador OST (Oscillator Start-Up Timer) origina un retardo de 1024 ciclos de oscilación y comienza a funcionar cuando termina el PWRT y está activada la señal OST. Esto sucede cuando, al conectar la alimentación, el oscilador elegido es del tipo XT, LP o HS (cristal resonador) o también al finalizar el modo de reposo. Este tiempo garantiza que la frecuencia del oscilador principal esté estabilizada.

Para conocer el tipo de reset que se ha producido hay que leer los bits correspondientes en el registro PCON y en el registro STATUS.

3.9.3 Interrupciones.

Una interrupción por "hardware" se define como una señal proveniente de un dispositivo periférico que llega a una entrada del microprocesador (que está dedicada a este propósito) y le indica que el dispositivo que la originó está solicitando ser atendido.

Cuando ocurre una interrupción, el microprocesador suspende temporalmente la ejecución del programa principal y transfiere el control a una subrutina especialmente diseñada para atender al dispositivo que provocó la interrupción, a esta subrutina se le denomina subrutina de servicio a la interrupción. Al terminar el servicio, el procesador regresa al programa principal, continuando con sus actividades normales.

Desde este punto de vista, una interrupción por "hardware" es esencialmente una llamada a subrutina iniciada por un circuito externo y con un retorno controlado por "software".

Una de las principales características de las interrupciones es que son eventos asíncronos, es decir, pueden ocurrir en cualquier momento durante la ejecución del programa principal, sin posibilidad de hacer una predicción exacta. Por eso se deben tener consideraciones especiales para manejarlas.

El PIC16C74 cuenta con 12 posibles causas de interrupción:

- Interrupción externa a través del pin RB0/INT.
- Interrupción por rebreflujo en el temporizador/contador RTCC.
- Interrupción por cambio de valor en el puerto B (pines RB<7:4>).
- Interrupción por rebreflujo en el temporizador 1 (Timer1).
- Interrupción de Temporizador 2.
- Interrupción por CCP1.
- Interrupción por CCP2.
- Interrupción por SCI transmisión y recepción asíncrona.
- Interrupción del puerto serial síncrono.
- Interrupción por SCI.
- Interrupción por A/D.
- Interrupción por lectura/escritura del puerto esclavo paralelo.

El registro de control de interrupciones INTCON cuenta con los bits para la habilitación individual y global de interrupciones.

Un 1 en el bit GIE del registro INTCON (bit 7 del registro INTCON), habilita todas las interrupciones no mascarables y un 0 las deshabilita.

Las interrupciones individuales pueden ser deshabilitadas a través de su correspondiente bit en el registro INTCON.

La instrucción RETFIE permite al usuario regresar de una interrupción y también habilitarla.

Las banderas de interrupción de sobreflujo RTCC y de la interrupción por cambio en el puerto B así como el pin de interrupción INT están contenidos en el registro INTCON.

Las banderas de interrupciones periféricas están contenidas en un registro especial PIR1.

3.9.4 Modo de reposo (SLEEP).

El microcontrolador puede entrar al modo de bajo consumo, reposo o SLEEP al ejecutarse en el programa la operación SLEEP. En tal caso el vigilante del sistema (Watchdogtimer) se borra pero sigue funcionando si está activo. El oscilador principal se detiene y las líneas E/S mantienen su último estado. El TMR0 se para al no recibir señal desde el oscilador principal.

Hay tres posibilidades de salir del modo de reposo:

- Provocar un reset externo, activando el pin MCLR.
- Desbordamiento del WDT.
- Interrupción.

Si el bit GIE (Activación Global de Interrupción) está desactivado, se continúa la ejecución de instrucciones con la siguiente a la SLEEP. Si está activado, se ejecuta la siguiente a SLEEP y luego se salta al vector de interrupción, que ocupa la dirección 0004h.

3.9.5 Protección de código.

La memoria del programa puede ser protegida si se funden los fusibles de protección de código (CP<1:0>).

Cuando el código es protegido el contenido de la memoria del programa no puede ser leído, de tal forma no pueda ser modificado.

Se pueden seleccionar las porciones de la memoria del programa que serán protegidas. Los dos fusibles de protección (CP<1:0) permiten la selección de las siguientes porciones de memoria a ser protegidas:

- 11 Memoria del programa sin protección en código.
- 01 Arriba de $\frac{1}{4}$ partes de la memoria del programa con código protegido.
- 10 Arriba de $\frac{1}{2}$ parte de la memoria del programa con código protegido.
- 00 Toda la memoria del programa con código protegido.

3.10 Instrucciones de programación.

Cada instrucción en el PIC16C74 es una palabra de 14 bits dividida dentro de un código de operación que especifica el tipo de instrucción y uno o mas operandos.

La programación es altamente ortogonal, es decir que los operandos que manejan las instrucciones son muy flexibles. Cualquier objeto del procesador puede actuar como fuente o como destino.

Las instrucciones son agrupadas en tres categorías básicas:

- Operaciones orientadas a Bytes.
- Operaciones orientadas a bits.
- Operaciones de literal y control.

Todas las instrucciones son ejecutadas dentro de un solo ciclo de instrucción, excepto cuando una condición en el programa es verdadera o si el contador del programa es cambiado como resultado de una instrucción. En estos casos se realizan dos ciclos de instrucción ejecutándose un NOP (no operación) en el segundo ciclo. Un ciclo de operación consiste de cuatro periodos de oscilación. Esto quiere decir que para una frecuencia de oscilación de 20Mhz, el tiempo de ejecución de una instrucción normal es de 200 nanosegundos.

A continuación se muestran los tres formatos generales que una instrucción puede tener.

3.10.1 Operaciones orientadas a Bytes.

En instrucciones orientadas a bytes *f* representa un registro designado y *d* representa un destino. El registro designado especifica cuál registro será utilizado por la instrucción. El destino especifica en donde será colocado el resultado de la operación. Si *d* es 0, el resultado es colocado en el registro *W* y si es 1 el resultado es colocado en el registro especificado en la instrucción.

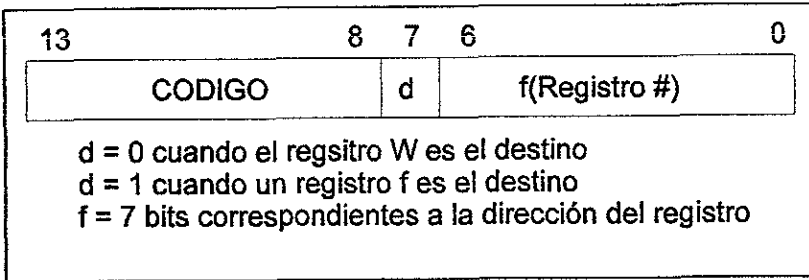


Figura 3.11 Formato de instrucciones orientadas a Bytes.

3.10.2 Operaciones orientadas a Bits.

En instrucciones orientadas a bits, *b* representa un campo de bit designado el cuál seleccionará el bit afectado por la operación, mientras que *f* representa el numero del registro en el que se encuentra localizado el bit *b*.

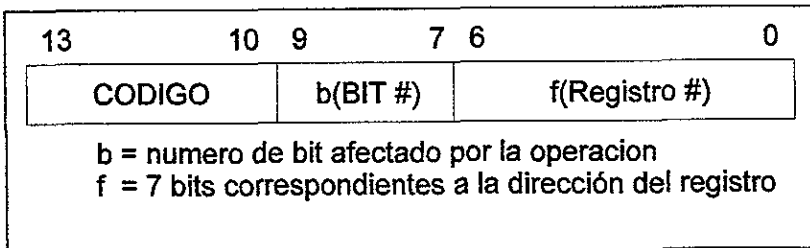


Figura 3.12 Formato de instrucciones orientadas a bits

3.10.3 Operaciones de literal y control.

En este tipo de instrucciones k representa un valor constante de 8 o 11 bits.

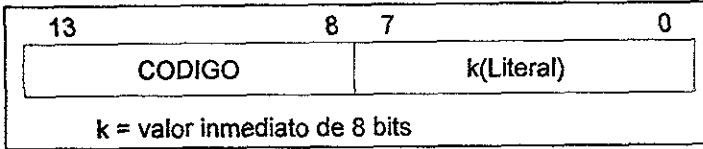


Figura 3.13 Formato de instrucciones de literal y control.

Capítulo 3 Arquitectura del Microcontrolador PIC16C74

Para finalizar este capítulo se muestra a continuación un diagrama general de la arquitectura del microcontrolador.

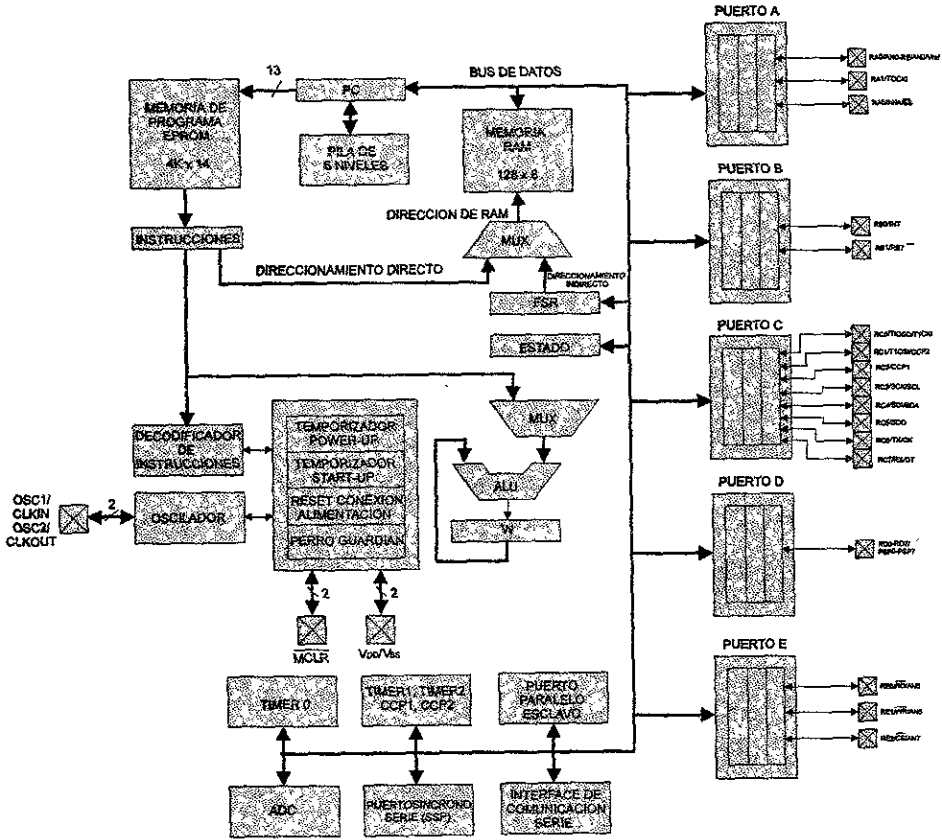


Figura 3.14 Arquitectura del PIC16C74

Capítulo 4

4. Circuitería del calibrador

Ya se conoce el funcionamiento de los dispositivos utilizados, así como sus características, por lo que ahora es posible realizar la interconexión de todos estos para formar el circuito total del calibrador.

Se comenzará analizando por etapas de acuerdo a la función realizada como se hizo en el capítulo 1.

El objetivo de este capítulo es dejar bien establecida la relación entre cada uno de los circuitos y la tarea que cada uno de ellos realiza para cumplir con una función determinada. También es importante establecer la lógica que sigue el microcontrolador en el cumplimiento de dicha función para de esta manera poder abordar el siguiente capítulo que corresponde a la elaboración del programa de control.

4.1 Lectura de datos

Para realizar esta función se cuenta con el puerto A del microcontrolador, el C.I MM74C923 y el teclado matricial.

La conexión de esta parte del circuito es la siguiente.

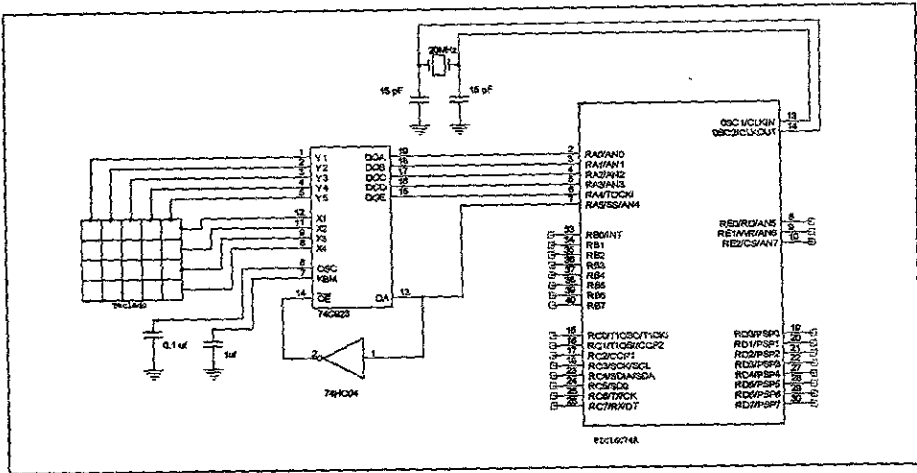


Figura 4.1 Diagrama eléctrico del circuito de lectura de datos del teclado.

Cuando una tecla es presionada, un dato es recibido en las entradas Y1, Y2, Y3, Y4, Y5 del MM74C923 y este envía un nivel alto en su salida dato disponible DA (data available). Este nivel es invertido con la compuerta NOT hacia un nivel bajo para activar al bufer de tres estados mediante el pin de entrada habilitación de salida OE (output enable) del propio MM74C923 y con esto colocar el dato en los pines de salida (E, D, C, B, A). Ese mismo nivel alto DA notifica al microcontrolador por medio del PIN RA7 de este que debe leer su puerto A

Tecla	Salida del MM74C923					Dato leído en el puerto A	
	Dato disponible	E	D	C	B		A
0	1	0	0	0	0	0	32
1	1	0	0	0	0	1	33
2	1	0	0	0	1	0	34
3	1	0	0	0	1	1	35
4	1	0	0	1	0	0	36
5	1	0	0	1	0	1	37
6	1	0	0	1	1	0	38
7	1	0	0	1	1	1	39
8	1	0	1	0	0	0	40
9	1	0	1	0	0	1	41
.	1	0	1	0	1	0	42
Entrar	1	0	1	0	1	1	43
L-mV	1	0	1	1	0	0	44
G-mV	1	0	1	1	0	1	45
L-mA	1	0	1	1	1	0	46
G-mA	1	0	1	1	1	1	47
G_0-5V	1	1	0	0	0	0	48
-	1	1	0	0	0	1	49
+	1	1	0	0	1	0	50

Tabla 4.1 Datos de entrada al puerto A por cada tecla presionada.

Debido a esto el microcontrolador debe estar revisando constantemente la entrada del pin RA7 y una vez que haya recibido un nivel alto en él inmediatamente debe proceder a leer todo el puerto A, operación que debe ser realizada antes de que el bit de dato disponible del MM74C923 regrese a un nivel bajo.

En la tabla 4.1 se muestran los datos que se presentan a la salida del MM74C923 y que son leídos por el puerto A del microcontrolador para cada tecla presionada. Se puede observar que el sexto bit de cada dato es siempre 1 lógico puesto que como ya se mencionó el microcontrolador lee el puerto antes de que ese bit regrese a un nivel bajo.

El dato tomado del puerto A es comparado con el valor 43 que es el que le corresponde a la tecla que tiene la función entrar y si no es igual se almacena en uno de los registros de propósito general.

La operación siguiente es repetir el procedimiento de estar leyendo el puerto A una y otra vez hasta que el valor de entrada corresponda al valor asignado a la tecla entrar.

Cada vez que un dato es tomado del puerto A, este es acumulado en un solo registro.

4.2 Circuito de generación de milivolts.

Para realizar esta función se utiliza el puerto D del microcontrolador PIC16C74, un DAC1222, dos C.Is. 74CHC373, dos C.Is 4016, un C.I 24LC65 un LM725 y dos C.Is LM 385.

El circuito de interconexión entre estos dispositivos es el siguiente.

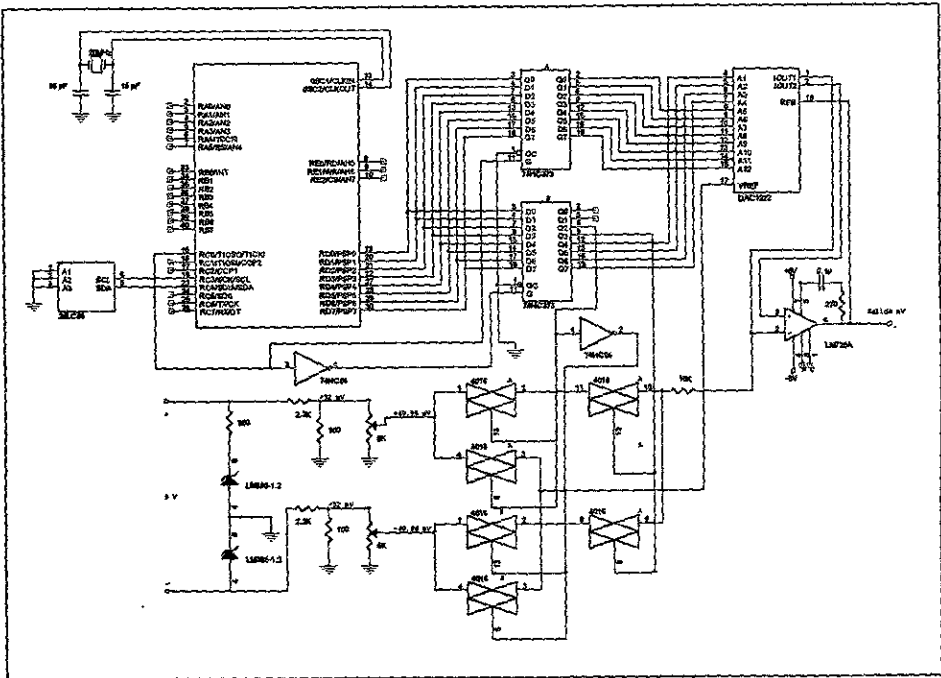


Figura 4.2 Diagrama eléctrico del circuito de generación de milivoltaje.

Una vez que el microcontrolador ha recibido el dato previamente tecleado y que indica el valor de la temperatura que se desea simular, obtiene a partir de este la dirección de memoria en la cuál se encuentran cargada la información que se enviará hacia el DAC, mismo que se encargará de convertir esta señal en otra de tipo analógico que corresponde al milivoltaje equivalente a la temperatura deseada de acuerdo a la tabla del termopar tipo J.

La información cargada en la memoria externa 24LC65 contiene un dato de dos bytes para cada grado centígrado.

El byte bajo se carga una localidad de memoria antes que el byte alto, a éste último se le agrega un 1 en el quinto bit cuando el valor supera el nivel de 4096. Este bit sirve para cerrar el switch que deja pasar el voltaje de 40.96 mV que se suma a la señal analógica de salida del DAC. En el bit 6 del mismo byte (byte alto) se agrega un 1 lógico

cuando el valor de la temperatura deseada es negativo. Con este se cierra y abren los switches de voltaje de referencia positivo y negativo respectivamente.

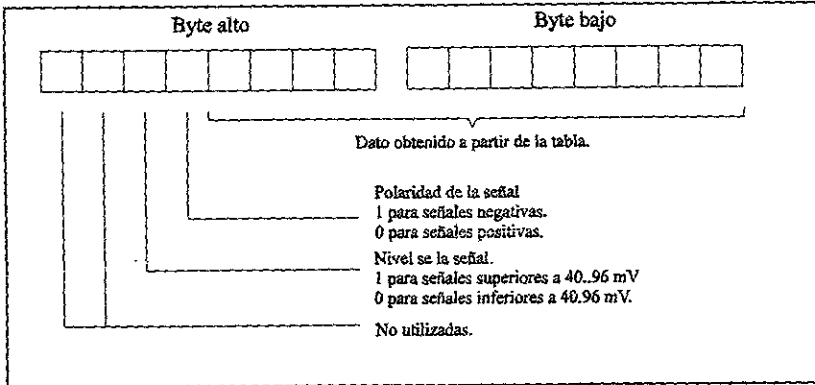


Figura 4.3 Formato de información guardada en memoria.

En la siguiente tabla se muestran algunos ejemplos de la información cargada en memoria para 3 grados de temperaturas diferentes elegidos arbitrariamente.

Temperatura °C	millivolts	Dato (sin signo)	Byte alto	Byte bajo
255	13.83	0000010101100111 1383d	00000101 5d	01101001 103d
748	42.15	0001000001110111 4215d	000010000 16d	01110111 119d
-73	-3.47	0000000101011011 347d	00100001 33d	01011011 91d

Tabla 4.2 Información cargada en memoria para tres diferentes grados de temperatura del termopar tipo J.

La organización de los bytes cargados en la memoria se muestra en la siguiente figura

Capítulo 4 Circuitería del calibrador

Es importante resaltar que la señal es invertida de polaridad en esta última etapa debido a que el convertidor de corriente a voltaje tiene una configuración inversora. Esto ya ha sido considerado previamente y por ello es que cuando se desea que el voltaje de salida sea negativo, se aplica un voltaje de referencia positivo y viceversa.

La salida del quinto bit del latch más significativo es el control del switch que se abre o se cierra para dejar pasar un nivel de ± 40.96 mV que se sumará a la señal analógica entregada por el DAC cuando así sea necesario.

La salida del sexto bit del latch más significativo se interconecta a la entrada de control del switch que con un nivel alto en dicha entrada deja pasar al voltaje de referencia positivo del DAC y también es conectado a través de un inversor a la entrada de control que deja pasar al voltaje de referencia negativo para el mismo DAC.

Para comprender mejor el arreglo de switches y de voltajes de referencia se hace el siguiente análisis.

El arreglo de circuitos LM385 proporcionan dos señales de ± 1.2 V a partir de una fuente de alimentación de +9V. Este arreglo también proporciona un nivel de tierra común para todo el circuito.

Tanto el voltaje positivo como el negativo de 1.2 volts es reducido con un divisor de tensión entre las resistencias de $2.2\text{K}\Omega$ y 100Ω a niveles -52 y $+52$ milivolts aproximadamente.

Esta reducción de los niveles de voltaje es con la finalidad de aproximarse a los 40.96mV necesario como voltaje de referencia y voltaje de suma.

El ajuste a dicho nivel se hace a través de trimpots de 30 vueltas con los cuales se puede lograr obtener el voltaje deseado (figura 4.2).

Para obtener las diferentes polaridades de voltajes de referencia y de suma se utilizan 6 switches analógicos como se muestra en la siguiente figura.

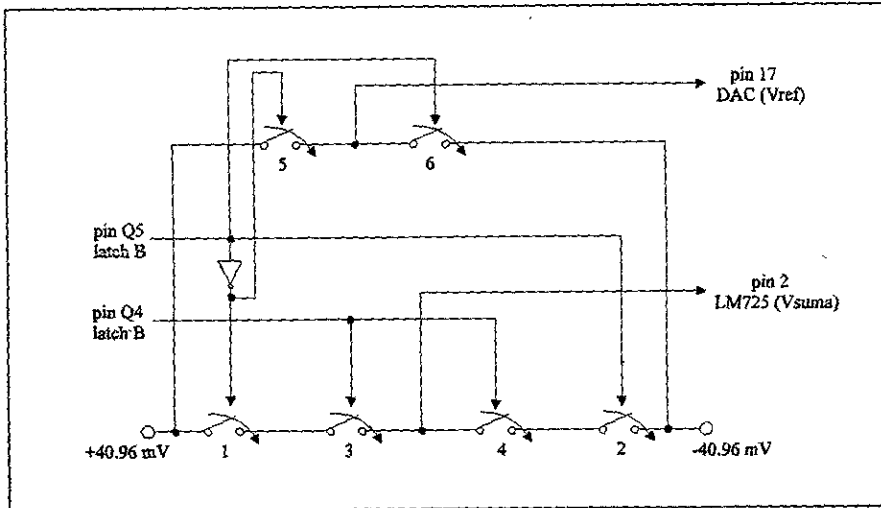


Figura 4.5 Arreglo de switches para el control de las polaridades positiva y negativa en los voltajes de referencia.

Los switches 5 y 6 permiten que solo un de los dos niveles de voltaje positivo o negativo pase al pin de entrada Vref del DAC, debido a que como se observa en la figura 4.5 siempre que uno este cerrado el otro estará abierto con la ayuda del circuito inversor que mantiene las entradas de control de los dos switches en modos opuestos (abierto y cerrado).

Los switches 1 y 2 están controlados de la misma manera que los 5 y 6 excepto que el paso de cualquiera de los dos voltajes cuyo switch esté cerrado, es controlado por el switch número 3 o por el número 4 que al cerrarse dejarán pasar el voltaje de suma hacia el operacional que realiza dicha función.

El circuito LM725 convierte la corriente de entrada proporcionada por el DAC y suma también el voltaje de 40.96 mV cuando este es conectado al cerrarse los switches 3 y 4.

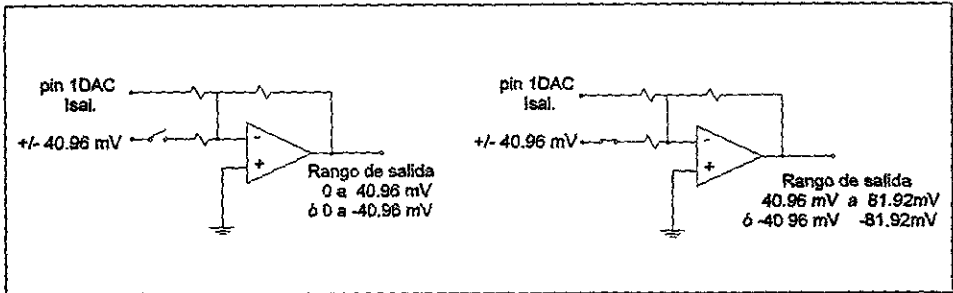


Figura 4.6 Niveles de voltaje a la salida del circuito sumador.

4.3 Lectura de milivoltaje.

Para realizar esta función se utilizan los pines RE0, RE1, RE2, RE3 Y RC2 del PIC16C74 y el C.I ADS7813

A continuación se presenta el circuito necesario.

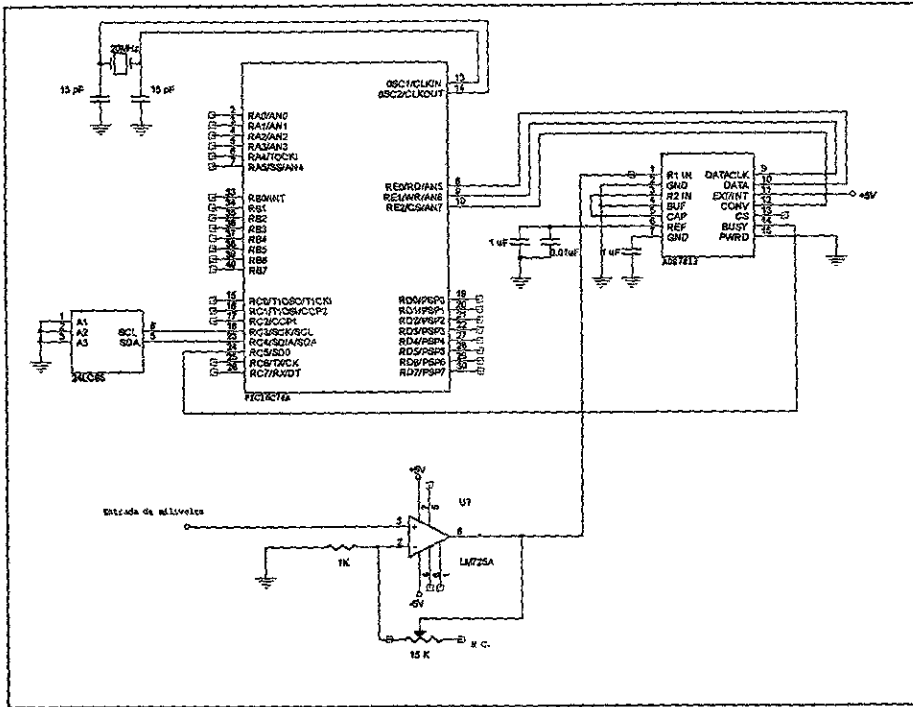


Figura 4.7 Circuito eléctrico de lectura de milivolts.

El milivoltaje que entra por la terminal 3 del LM725 es amplificado por éste 15 veces y es recibido posteriormente por el pin R1 In de DAC quien trabaja con un voltaje de referencia de +5V.

El microcontrolador manda un flanco de bajada a través de su pin RE2 para indicar al CAD que inicie la conversión y espera a recibir un nivel bajo en su pin RC5 proveniente de la terminal BUSY del CAD indicando que la conversión ha terminado.

El siguiente paso que realiza el μC es enviar por su terminal RE1 un flanco de bajada y leer su pin RE0 proveniente de la terminal DATA del CAD, una vez que ha recibido ese primer bit los recorre hacia la izquierda dentro del registro donde lo recibió y repite el procedimiento de lectura (mandar flanco de bajada, leer pin RE0 y correr el bit a la izquierda). Este procedimiento se repite 16 veces, es decir hasta que se hayan leído los

16 bits que resultan de la conversión realizada. Esos 16 bits se almacenan en dos registros de propósito general, de manera que en uno de ellos se tendrá la parte alta y en el otro la parte baja. Con estos dos bytes se harán comparaciones con los bytes contenidos en la memoria hasta encontrar aquellos que sean iguales. Una vez obtenida la dirección en la que se encuentran estos bytes, se obtiene el valor del milivoltaje partir de esta. Por último este valor es desplegado en el display.

Terminado esto se manda nuevamente un flanco de bajada al la terminal CONV del CAD indicándole que haga una nueva conversión y se repite todo el procedimiento anterior. Con esto se consigue estar refrescando constantemente el valor de la señal censada para detectar los cambios que ocurran en ella.

4.4 Despliegue de datos.

El despliegue de datos en el display se hace utilizando el puerto B del μC además de los pines RC6 y RC7.

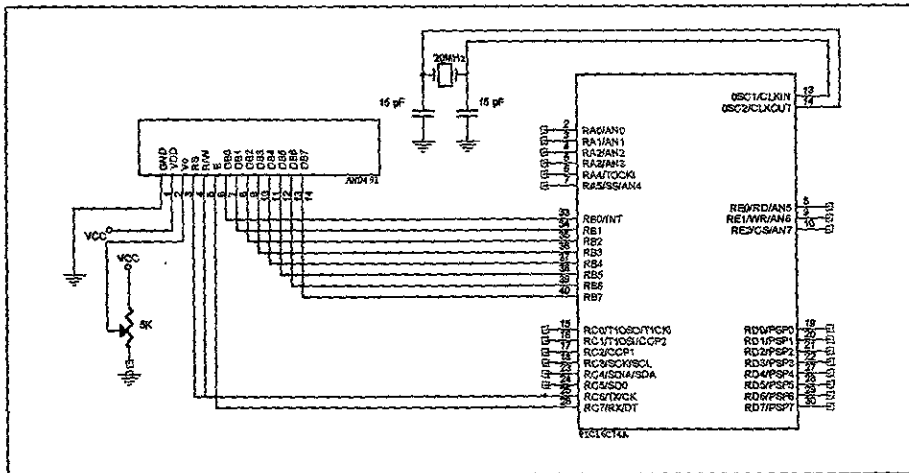


Figura 4.8 Circuito eléctrico para el despliegue de datos.

Capítulo 4 Circuitería del calibrador

A través del pin RC6 el μC notifica al AND491 si el dato que le enviará por el puerto B corresponde a una instrucción (1 lógico) o a un dato (0 lógico).

Cada vez que se envía una instrucción o dato por el puerto B, este tiene que ser habilitado por medio de un nivel alto en la entrada E del display y ser deshabilitado antes de mandar un dato o instrucción nuevamente. Esta tarea la realiza el μC por el pin RC7.

Antes de comenzar a escribir datos en el display, este tiene que ser inicializado para lo cuál se utilizan las siguientes instrucciones.

1. Primeramente se establece el tipo de interfaz a la cuál el display se va a conectar, en este caso se trata de un microcontrolador con un puerto de 8 bits por lo que se conecta directamente a este.

La primera palabra de control que se envía es el número 38H que significa lo siguiente.

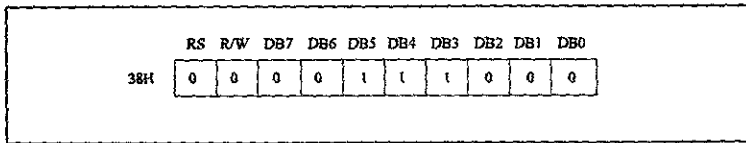


Figura 4.9 Primera palabra de control enviada al AND491

Los bits DB5 y DB4 especifican el tamaño del bus, y el bit DB3 el número de líneas del display.

2. Se limpia toda la memoria del AND491 y se regresa la pantalla a su posición inicial.

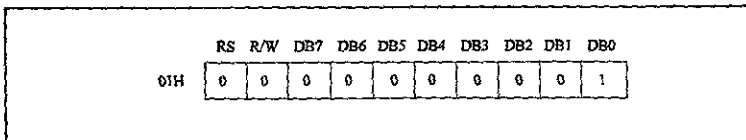


Figura 4.10 Segunda palabra de control enviada al ADN491

3. Se establece el movimiento del cursor hacia la derecha. Con esto la pantalla permanecerá fija con la entrada de los caracteres.

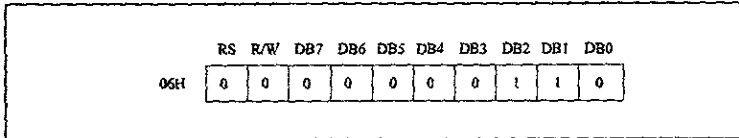


Figura 4.11 Tercera palabra de control enviada al AN491.

4. Se enciende la pantalla y se activa el cursor señalando la posición del próximo carácter de entrada.

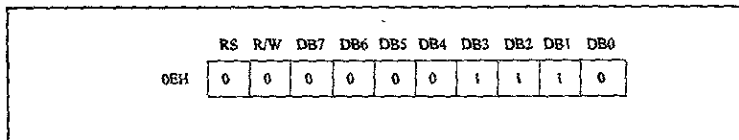


Figura 4.12 cuarta palabra de control enviada al AND491

5. Se posiciona el cursor en el primer carácter y la primera línea.

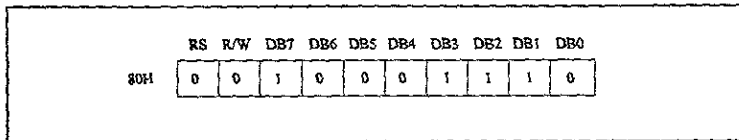


Figura 4.13 Quinta palabra de control enviada al AND491

A partir de aquí el display está listo para empezar a recibir caracteres y desplegarlos.

Aunque el 74C923 no forma parte directamente del circuito de lectura de miliamperes, se ha considerado puesto que las terminales de salida de este están conectadas al puerto que contiene los canales analógicos del microcontrolador y es por uno de ellos por donde entra la señal analógica que se debe medir.

Como ya se ha mencionado anteriormente (sección 4.1) el 74C923 solo coloca el dato en sus salidas cuando una tecla es presionada y en cualquier otro caso habrá un estado de alta impedancia debido al bufer de tres estados que tiene a la salida. Por esta razón cualquier otra señal puede estar conectada a los mismos pines del microcontrolador en dicho estado de alta impedancia pero no es así en cualquier otro caso.

Debido a esto la señal analógica esta conectada al canal 0 del microcontrolador a través de un switch que esta cerrado casi siempre y que solo se abre cuando una tecla es presionada.

Este switch es controlado por la terminal de salida DA (dato disponible) del 74C923 que a través de un circuito inversor habilita sus salidas al mismo tiempo que abre el switch para cortar el paso de la señal analógica.

El microcontrolador es programado para leer el canal analógico 0 (PIN RA0), realizar la conversión a un valor digital y obtener una equivalencia en miliamperes para desplegarlo en el display.

La relación entre el valor digital obtenido y el valor de miliamperes que debe ser desplegado se obtiene asignando el valor de 20 mA cuando el dato digital sea igual a FFH.

4.6 Generación de 0-5V.

El circuito de generación de 0 a 5 volts es prácticamente el mismo que se utiliza para la generación de milivots. La diferencia entre estos es el voltaje de referencia aplicado al DAC. En este caso V_{ref} es de 5 volts.

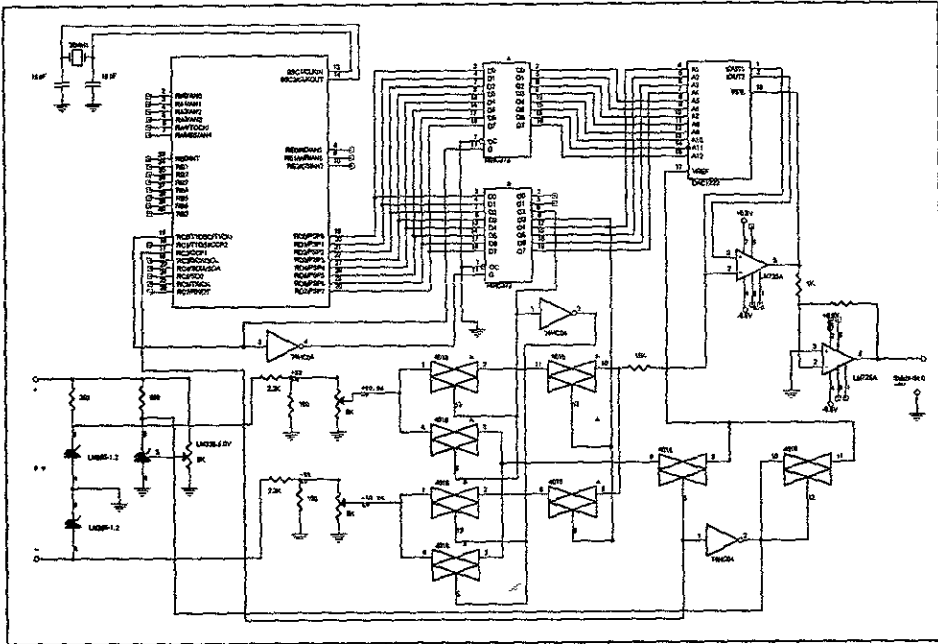


Figura 4.15 Circuito de generación de 0 a 5 volts.

En la figura anterior se observa que el pin RC2 controla a los switches 7 y 8 con la ayuda de un inversor para que solo uno de ellos esté cerrado en un determinado momento y con esto dejar pasar hacia el DAC un voltaje de referencia de 5V o de ± 40.96 mV.

Adicionalmente se puede ver también el circuito LM725 que es un operacional en configuración de circuito inversor para obtener a la salida de este un señal que puede ir desde 0 hasta 5 volts.

También se incluye el C.I LM336 para proporcionar el voltaje de referencia de 5 volts, este circuito tiene una terminal de ajuste con la cuál es posible calibrar la salida pues permite que el voltaje de referencia varíe desde 4.5 hasta 6 volts.

Una vez que se ha seleccionado la función de generación de milivolts, el microcontrolador lee del teclado el valor de voltaje que se desea generar y obtiene el valor que debe mandar hacia el CAD a partir de la siguiente relación:

$$5 \text{ V} = 4096d \quad \text{y} \quad 0 \text{ V} = 0$$

4.7 Generación de miliamperes.

El voltaje de 0 a 5 volts proporcionado por el circuito de la sección anterior es utilizado para generar las señales de miliamperes adicionándole el convertidor de voltaje a corriente que se muestra en la figura 4.16.

La corriente de salida de este tipo de convertidor es:

$$I_s = \left(\frac{R_f}{R} \frac{1}{R_s} \right) V_e$$

Los valores de las resistencias se obtuvieron partiendo de la ecuación anterior y de las siguientes condiciones:

R_s debe ser lo mas pequeña posible.

$$R_1 = R$$

$$R_f = R_2 + R_s$$

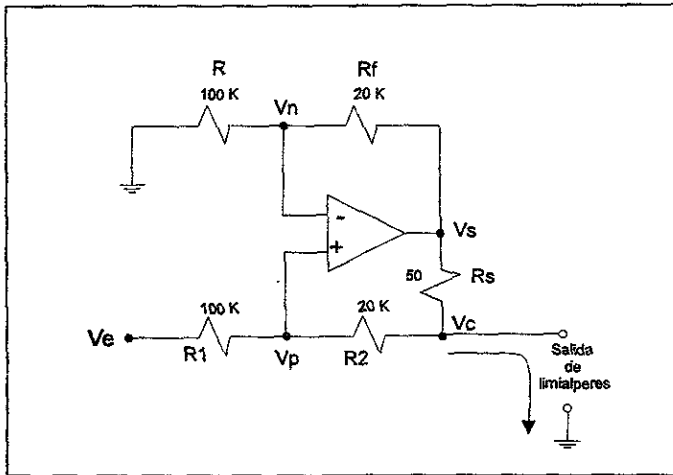


Figura 4.16 Convertidor de voltaje a corriente.

Asignando el valor de 50Ω a R_s y suponiendo que la entrada es de 5 volts y por consiguiente la salida de 20 miliamperes.

$$\frac{R}{R_f} = \frac{V_e}{R_s I_s} = \frac{5V}{(50)(20mA)} = 5$$

Si se le asigna a R el valor de 100K, entonces R_f es:

$$R_f = \frac{100K}{5} = 20 K$$

Se ha mencionado que R_f debe ser igual a la suma de R_s y R_2 y de aquí que R_2 es igual a:

$$R_2 = R_f - R_s$$

Pero como R_s es muy pequeña se puede despreciar y por lo tanto:

$$R2 = Rf = 20K$$

El procedimiento para la generación de miliampres es casi el mismo que para la generación de 0 a 5 volts. La diferencia consiste en como el microcontrolador interpreta el dato de entrada proveniente del teclado para producir la información de salida necesaria para enviarla al DAC. La relación usada para esto es la siguiente:

$$20 \text{ mA} = 4096d \quad \text{y} \quad 0 \text{ mA} = 0$$

4.8 Circuito de alimentación.

Solo resta analizar el circuito de alimentación desde el cuál se producen diferentes niveles de voltaje requeridos en distintas etapas del circuito.

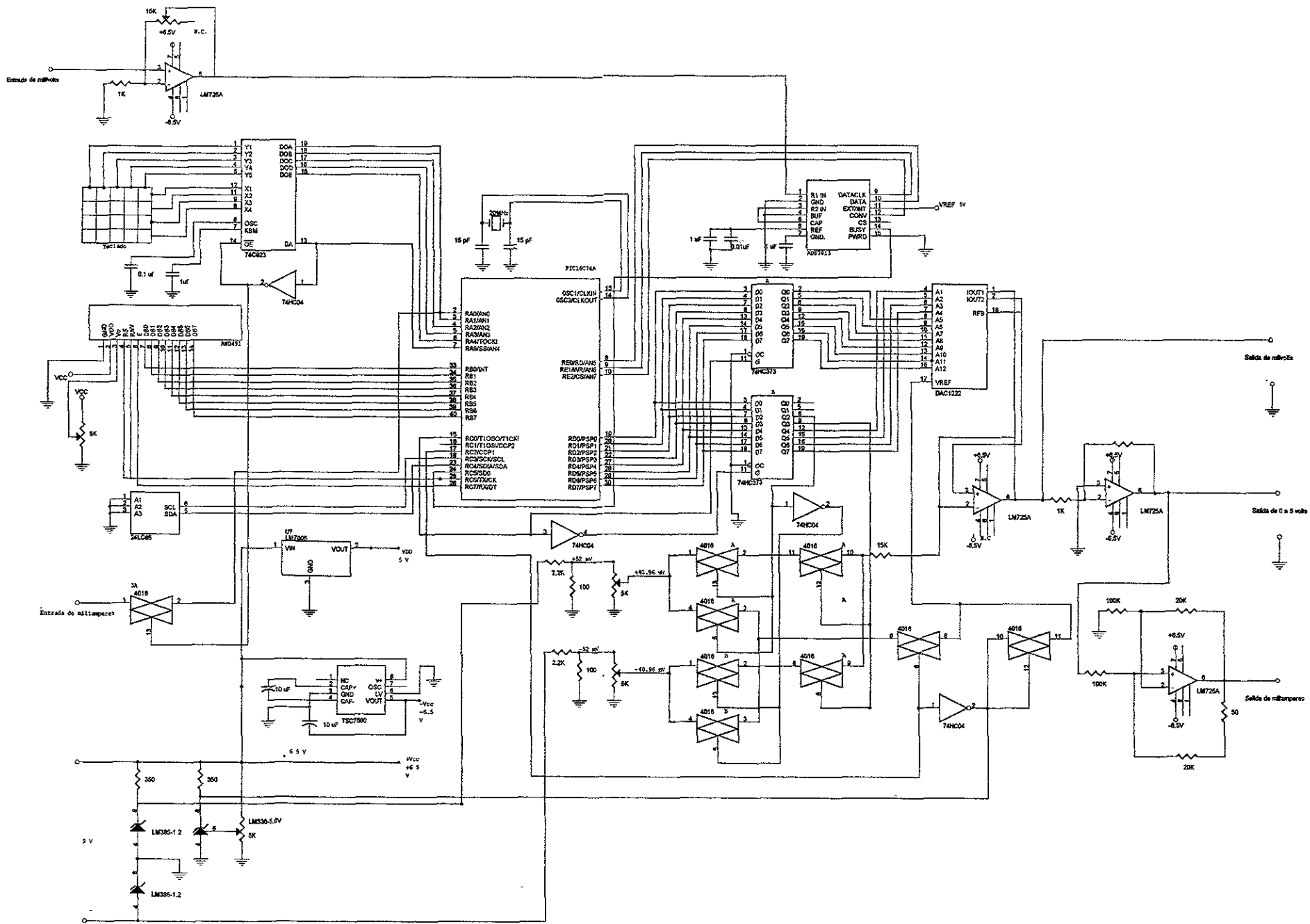
Los diferentes niveles de voltaje usados son:

-6.5 V, +6.5 V y 5 V

El nivel de 5 V es el necesario para alimentar todos los dispositivos excepto a los amplificadores operacionales que son los que utilizan los niveles de -6.5V y +6.5V

Para obtener estos niveles de voltaje solo se cuenta con una fuente de DC de 9 V por lo que se utiliza el C.I TSC7660 para obtener un voltaje negativo a partir de uno positivo.

Para obtener el voltaje de 5 volts se usa el C.I LM7805.



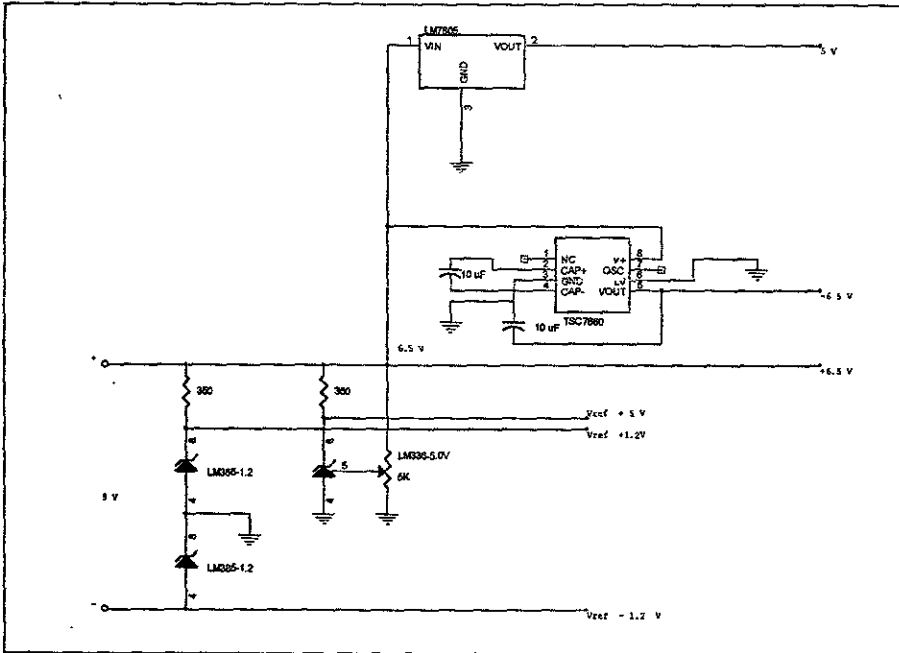


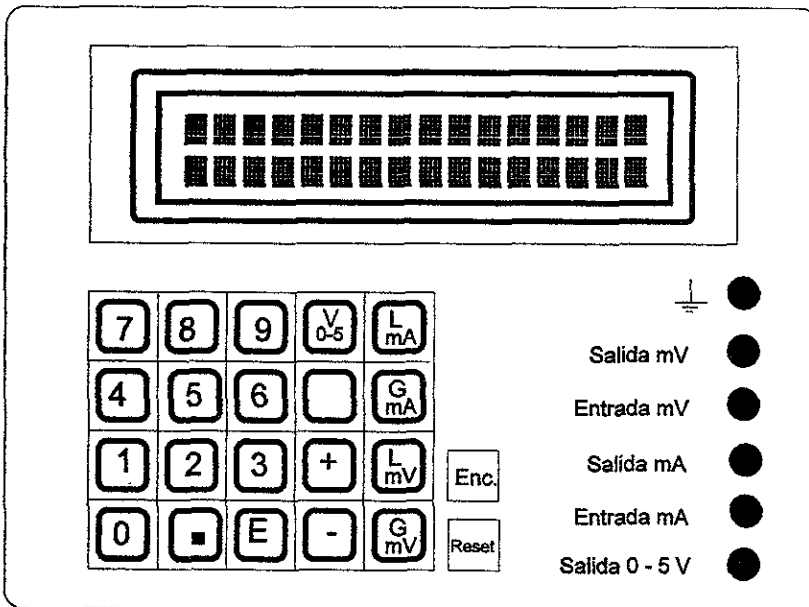
Figura 4.17 Circuito de alimentación.

4.9 Circuito total del calibrador de controladores

En la siguiente figura se muestra el diagrama total que se forma conjuntando todas las etapas descritas anteriormente.

4.10 Funcionamiento del calibrador de controladores

La siguiente figura muestra al dispositivo calibrador de controladores en donde se observan cada una de las terminales que este contiene así como las teclas para seleccionar las distintas funciones y el display de Cristal Líquido donde se visualizan los mensajes y datos.



Después de haber encendido el dispositivo aparece en el display el mensaje "Selección". Esto indica que debe escogerse a través del teclado alguna de las cinco funciones disponibles. El dispositivo no responderá en este momento a cualquiera de las teclas que no sea una de las cinco que indican dichas funciones.

V0-5. Si esta tecla es presionada se estará eligiendo la función de generación de voltaje en el rango de 0 a 5 volts. Inmediatamente después de presionar la tecla aparecerá el mensaje "Generación_mV" en la primera línea del display y el cursor de

este se colocará al principio de la segunda. Entonces se podrá empezar a escribir el valor del voltaje que se desea generar. Siempre que se presione un dígito en el teclado este aparecerá en el display. Una vez que se termine de teclear el valor de la señal (3.7 por ejemplo) se debe presionar la tecla E y la señal de voltaje estará disponible en la terminal que contiene el rótulo salida 0-5V.

LmA. Cuando se presiona esta tecla durante el modo de selección se estará eligiendo el modo de lectura de milivolts. En la primera línea del display aparecerá el mensaje "Lectura_mA" y el dispositivo estará listo para recibir una señal de miliamperes en un rango de 0 a 20. El valor de la señal será desplegado en la segunda línea del LCD.

GmA. Si en el modo de selección se presiona esta tecla se podrá entonces indicar por medio del teclado el valor de la señal de miliamperes que se desea generar al mismo tiempo que este será visualizado en el display. La señal con el valor indicado estará disponible en la terminal de salida rotulada como salida de mA después de haber presionado la tecla E. Un mensaje "Generación_mA" aparecerá en la primera línea del LCD indicando la función.

GmV. Al igual que en cada una de las funciones la primera línea del LCD presenta un mensaje que en este caso es "Generación_mV", se ingresa entonces por el teclado el valor de la temperatura que se desea simular y la señal estará disponible en la terminal de salida marcada como salida mV.

EmV. Esta última función habilitará al dispositivo para recibir una señal en su terminal de entrada marcada como Entrada mV y desplegará su valor en el display, el mensaje "Lectura_mV" es visualizado en la primera línea de este.

En cualquier momento que la tecla Reset sea presionada el calibrador será reiniciado desplegando en la primera línea del LCD el mensaje "Selección".

Capítulo 5

5. Programa de control del PIC16C74

Para realizar el programa de control se utilizará un compilador de lenguaje C para generar el código hexadecimal necesario para la memoria EEPROM del microcontrolador. Esto tiene una ventaja pues facilita la programación del PIC16C74 eliminando la necesidad de realizar dicha tarea en lenguaje ensamblador. El presente capítulo inicia con una descripción de las instrucciones del compilador PICC y posteriormente se muestra el listado en lenguaje C del programa de control.

5.1 El compilador PICC

Dentro de un programa realizado en este compilador existen cuatro elementos que son:

- Comentarios
- Directivas
- Definición de datos
- Definición de función

5.1.1 Comentarios

Un comentario puede aparecer en cualquier lugar dentro del programa, solo se necesita indicarlo de la siguiente manera:

```
*/ comentario */
```

5.1.2 Directivas

Varios de las directivas utilizadas aquí pertenecen al lenguaje C tradicional, por esta razón no se definirán todas ellas aquí, únicamente se dará una descripción de las que son específicamente para el uso del microcontrolador, ya que de alguna manera hacen referencia a la arquitectura del mismo.

#DEFINE chip. Define para el compilador la arquitectura del microcontrolador con la que se trabajará. Esto determinará el mapa de RAM y ROM, así como las instrucciones a ser utilizadas. Los diferentes dispositivos que son soportados son los siguientes:

PIC14000, PIC16C554, PIC16C556, PIC16C558, PIC16C61, PIC16C62, PIC16C20, PIC16C21, PIC16C22, PIC16C62A, PIC16C63, PIC16C64, PIC16C64A, PIC16C64A, PIC16C65, PIC16C65A, PIC16C70, PIC16C71, PIC16C710, PIC16C711, PIC16C71A, PIC16C72, PIC16C73, PIC16C73A, PIC16C74, PIC16C74A, PIC16C83, PIC16C84, PIC16C84A, PIC16F84.

#FUSES options. Define cuál es la configuración de los fusibles dentro del dispositivo cuando se realice la programación del mismo. Las opciones pueden ser:

LP, XT, HS, RC

WDT, NOWDT

PROTECT, NOPROTECT, PROTECT_50%, PROTECT_75

PUT, NOPUT

BROWNOUT, NOBROWNOUT

PAR

La configuración tomada por defecto por el compilador es ;

#fuses RC, NOWDT, PROTECTED, PUT

#INT_EXT

INTERRUPCION EXTERNA

#INT_RTCC

SOBREFLUJO EN TIMER (RTCC)

#INT_RB

CAMBIO SOBRE EL PIN BX

#INT_AD

CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL

#INT_EEPROM

ESCRITURA EN EEPROM COMPLETA

#INT_TIMER1	SOBREFLUJO EN TIMER1
#INT_TIMER2	SOBREFLUJO EN TIMER2
#INT_CCP1	CAPTURA CCP1
#INT_CCP2	CAPTURA CCP2
#INT_SSP	PUERTO SERIE
#INT_PSP	PUERTO PARALELO
#INT_TBE	SCI DATO SERIAL TRANSMITIDO
#INT_RDA	SCI DATO SERIAL RECIBIDO
#INT_COMP	COMPARADOR

Todas las directivas anteriores especifican que la siguiente función es una interrupción.

El compilador generará el código para saltar hacia una función cuando la interrupción es detectada y también generará el código para salvar y guardar el estado. El programa de aplicación debe llamar `ENABLE_INTERRUPT` para activar inicialmente la interrupción.

#INT GLOBAL. Provoca que cualquier otra interrupción sea reemplazada por una interrupción global, esta función no es normalmente requerida y debe ser usada con precaución.

#PRIORITY. Es usada para establecer la prioridad de las interrupciones. La de mayor prioridad se especifica primero.

#USE STANDARD_IO(port). Esta directiva afecta el modo en que el compilador generará el código para las instrucciones de entrada y salida que irán a continuación. Este método estándar causará que el compilador genere código para hacer que un pin funcione como entrada o salida cada vez que este sea usado.

#USE FAST_IO(port). Este método causará que el compilador desarrolle la entrada y salida sin la programación de registros de dirección.

#USE FIXED_IO(port_OUTPUTS=pin, pin,...). De la misma manera que en el método estándar, el compilador generará el código para que un pin funcione como entrada o salida cada vez que sea usado, solo que aquí se debe de especificar los pines además del puerto.

ejemplo: `#use fixed_io(a_outputs=PIN_A2, PIN_A3)`

#USE DELAY(CLOCK=speed). Le indica al compilador la frecuencia de operación y habilita el uso de las funciones DELAY_MS Y DELAY_US que mas adelante se describirán. La velocidad debe ser en ciclos por segundo.

#USE RS232(BAUD=baud, XMIT=pin, RCV=pin, RESTART_WDT). Es utilizada para indicar al compilador la velocidad y los pines usados en la entrada y salida serial. También con esto quedarán habilitadas las funciones GETCH, PUTCHAR y PRINTF. Antes de que esta directiva sea utilizada, debe aparecer la directiva USE DELAY. Se debe asegurar además especificar antes una de las directivas FIXED_IO o FAST_IO si es que no se usará el método estándar (STANDARD_IO). El uso de RESTART_WDT es opcional.

ejemplo: `#use rs232(baud=9600, xmit=PIN_A2, rcv=PIN_A3)`

#USE I2C (Master, SDA=Pin, SCL=Pin). La librería I2C contiene las funciones para utilizar el bus I2C.

Las opciones disponibles son las siguientes:

MASTER	Configura el modo maestro.
SLAVE	Configura el modo esclavo.
SCL=pin	Especifica el pin usado para SCL.
SDA=pin	Especifica el pin usado para SDA.
ADDRESS=nn	Especifica la dirección del modo esclavo.
FAST	Usa el modo fast I2C.
SLOW	Usa el modo slow I2C.

ejemplos: `#use I2C(master, sda=PIN_B0, scl=PINB1)`

```
#use I2C(slave, sda=PIN_C4, scl=PIN_C3, address=0xa0)
```

#BYTE id = x. Creará un identificador "id" que pueda ser usado como un INT (entero o byte). El identificador hará referencia a un objeto en la localidad de memoria x. "x" debe ser una constante o algún otro identificador.

ejemplo: #byte b_port = 6

#ASM, #ENDASM. Las líneas escritas entre estas dos directivas son tratadas como código de lenguaje ensamblador.

5.1.3 Funciones

DELAY_US(time). Desarrolla el código necesario para crear un retardo de la duración especificada. El tiempo es especificado en microsegundos y los valores que este puede tomar van de 0 a 65025. La directiva USE DELAY debe ser especificada antes de esta función para que el compilador conozca la velocidad del reloj.

DELAY_MS(time). Esta instrucción es como la anterior solo que aquí el tiempo se especifica en milisegundos y los valores que este puede tomar van de 0 a 65535.

DELAY_CYCLES(count). Crea el código necesario para desarrollar un retardo del número de ciclos de instrucción especificado. Un ciclo de instrucción es igual a cuatro oscilaciones de reloj.

SLEEP(). Esta instrucción simplemente provocará que el microcontrolador entre en el modo de reposo (SLEEP).

RESTART_CAUSE(). Devuelve la razón del último reset del procesador. El valor devuelto puede ser alguno de los siguientes:

WDT_FROM_SLEEP

WDT_TIMEOUT

MCLR_FROM_SLEEP
NORMAL_POWER_UP

OUTPUT_LOW(pin). Esta instrucción pone en estado bajo el pin indicado.

ejemplo: output_low(PIN_A0);

OUTPUT_HIGH(pin). Esta instrucción pone en estado alto al pin indicado.

ejemplo: output_high(PIN_A0);

OUTPUT_BIT(pin, value). Esta función manda el valor indicado (0 ó 1) hacia el pin especificado.

ejemplo: output_bit(PIN_B0, 0);

INPUT(pin). Esta función devuelve el estado del pin indicado.

SET_TRIS_A(value), SET_TRIS_B(value), SET_TRIS_C(value), SET_TRIS_D(value), SET_TRIS_E(value). Estas funciones permiten que se pueda escribir directamente hacia los registros de tres estados TRISA, TRISB, TRISC, TRISD y TRISE. Esto debe ser usado con FAST_IO y cuando los puertos son accesados como memoria así como cuando la directiva #BITE es usada.

Cada bit en el valor indicado representa un pin. Un 1 indica que el pin funciona como entrada y un 0 indica que funciona como salida.

ejemplo: SET_TRIS_B(0X0F);

I2C_START. Esta es una condición de inicio en la comunicación cuando se utiliza en modo amo I2C. Antes de que esta función pueda ser usada se debe declarar la directiva #USE I2C. Después de la condición de inicio, el reloj es guardado en estado bajo hasta que las funciones I2C_READ() y I2C_WRITE() son llamadas.

I2C_STOP. Esta es la condición de paro en la comunicación cuando se utiliza el modo amo I2C. Antes de que esta función pueda ser usada se debe de declarar la directiva #USE I2C.

I2C_WRITE{ byte }. Enviará un byte sobre la interfaz I2C. En modo amo esta función generará la temporización y en modo esclavo esperará que la temporización sea generada por el amo.

```
Ejemplo:      i2c_start( );      //Condición de inicio
              i2c_write( 0xa0); //Dirección del dispositivo
              i2c_write( 5 );   //Comando del dispositivo
              i2c_write( 12 );  //Datos hacia el dispositivo
              i2c_stop( );     //Condición de paro.
```

data = I2C_READ(). Esta función leerá un byte sobre la interface I2C. La directiva #USE I2C debe ser especificada antes de que esta función sea llamada. En modo maestro esta función generará la temporización y en modo esclavo esperará que la temporización sea generada por el amo.

```
ejemplo:      i2c_start( );      //Condición de inicio
              i2c_write( 0xa1); //Dirección del dispositivo
              r = i2c_read( );   //Lee el primer byte
              r2 = i2c_read( );  //Lee el segundo byte
              i2c_stop( );     //Condición de paro.
```

SHIFT_LEFT(address, bytes, value). Esta función correrá hacia la derecha un bit dentro de un array o estructura. La dirección (address) debe ser un identificador de array o una dirección para una estructura. Bytes es el número de bytes involucrados en la operación de corrimiento. El valor (value) es el valor del bit para insertar. Esta función retornará el bit que fue corrido fuera.

SHIFT_RIGHT(address, bytes, value). Realiza la misma operación que la anterior solo que aquí los bits son corridos hacia la derecha.

ROTATE_LEFT(address, bytes). Rotará hacia la izquierda un bit a través de un array o estructura. La dirección (address) debe ser un identificador de array o una dirección para un byte o estructura. Bytes es el número de bytes involucrados en la operación.

RORATE_RIGHT(address, bytes). Es igual a la anterior solo que aquí la rotación es hacia la derecha.

BIT_SET (Byte, bit). Pondrá a 1 el bit especificado (0 - 7) en el byte dado. El bit menos significativo es el bit 0.

BIT_CLEAR(byte, bit).Esta función pondrá a 0 el bit especificado (0 - 7) dentro del byte indicado. El bit menos significativo es el bit 0.

BIT_TEST(byte, bit). Hace una prueba al bit especificado (0 - 7) dentro del byte dado, para ver si se encuentra en el valor deseado. El bit menos significativo es el 0.

SWAP (byte). Intercambia el nibble mas alto con el nibble mas bajo del byte especificado.

SETUP_COUNTERS(rtcc_state, ps_state). Programará el RTCC o WDT. rtcc_state determina como es manejado el RTCC. Ps_state programa el prescaler ya sea para RTCC o WDT.

- Las opciones para rtcc_state son:

RTCC_INTERNAL

RTCC_EXT_L_TO_H

RTCC_EXT_H_TO_L

- Las opciones para ps_state son:

RTCC_DIV_2

RTCC_DIV_4

RTCC_DIV_8

RTCC_DIV_16

RTCC_DIV_32

RTCC_DIV_64
RTCC_DIV_128
RTCC_DIV_256
WDT_18MS
WDT_36MS
WDT_72MS
WDT_144MS
WDT_288MS
WDT_576MS
WDT_1152MS
WDT_2304MS

ejemplo: setup_counters(RTCC_INTERNAL, WDT_2304MS)

SET_RTCC(value), SET_TIMER0(value), SET_TIMER1(value), SET_TIMER2(value). Esta función pondrá al temporizador indicado al valor especificado.

SETUP_TIMER_1(mode). Esta función inicializará al temporizador 1. Las opciones en las que se puede encontrar (mode) son las siguientes:

T1_DISABLED
T1_INTERNAL
T1_EXTERNAL
T1_EXTERNAL_SYNC
T1_CLK_OUT
T1_DIV_BY_1
T1_DIV_BY_2
T1_DIV_BY_4
T1_DIV_BY_8

SETUP_TIMER_2(mode, period, postscale). Inicializa al timer2. El modo (mode) especifica la división de la señal de reloj. Periodo (period) es un número entre 0 y 255 que determina en que valor el reloj es devuelto a 0. Postscale es un número entre 0 y 15 que determina cuantas veces será reiniciado el temporizador antes de una interrupción.

Los modos en los que se puede encontrar son:

T2_DISABLED
T2_DIV_BY_1
T2_DIV_BY_4
T2_DIV_BY_16

SETUP_CCP1(mode), SETUP_CCP2(mode). Inicializan al modulo CCP (comparación/captura/pwm). Se puede tener acceso a los contadores CCP usando las variables CCP_1_LOW, CCP_1_HIGH, CCP_2_LOW, CCP_2_HIGH.

Los modos en los que se puede encontrar son:

CCP_OFF
CCP_CAPTURE_FE CCP_CAPTURE_RE
CCP_CAPTURE_DIV_4
CCP_CAPTURE_DIV_16
CCP_COMPARE_SET_ON_MATCH
CCP_COMPARE_CLR_ON_MATCH
CCP_COMPARE_INT
CCP_COMPARE_RESET_TIMER
CCP_PWM
CCP_PWM_PLUS_1
CCP_PWM_PLUS_2
CCP_PWM_PLUS_3

SET_PWM1_DUTY(value), SET_PWM2_DUTY(value). Escribe el valor de 10 bits hacia el PWM para programar el periodo de duración.

SETUP_VREF (mode). Especifica el valor del voltaje de referencia que se desea usar.

Los modos en el que se puede encontrar son:

FALSE(off)

REF_LOW VDD*VALUE/24

VREF_HIGH VDD*VALUE/32 + VDD/4

value = READ_EEPROM(address). Leerá un byte desde una dirección especificada en EEPROM. La dirección debe ser de 0 a 63.

WRITE_EEPROM(address, value). Escribirá un byte hacia una dirección especificada en EEPROM. La dirección debe ser de 0 a 63.

SETUP_PORT_A(value). Programa a los pines del puerto A para funcionar como analógicos, digitales o una combinación de ambos modos.

Los valores que se pueden especificar son:

NO_ANALOGS todos digitales

ALL_ANALOGS todos analógicos con 5 volts de referencia

ANALOG_RA3_REF 0, 2, 3 analógicos 1 es el de referencia.

SETUP_ADC(mode). Programa al convertidor analógico/digital. Los modos en los que se puede encontrar son los siguientes:

ADC_OFF

ADC_CLOCK_DIV_2

ADC_CLOCK_DIV_8

ADC_CLOCK_DIV_32

ADC_CLOCK_INTERNAL

ejemplo: setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);

SET_ADC_CHANEL(chan). Especifica el canal que se utilizará para la siguiente llamada de la función `READ_ADC`. El canal puede ser 0 a 7 para el PIC16C74.

ejemplo: `set_adc_chanel (2);`

READ_ADC(). Leerá el valor digital desde el convertidor analógico/digital.

PORT_B_PULLUPS(flag). Determina si son activados los pull-ups en los pines del puerto B. La opción `TRUE` los activara y `FALSE` los desactivara.

ejemplo: `port_b_pullups(FALSE)`

EXT_INT_EDGE(edge). Determina el evento necesario para la interrupción externa. Las opciones para `edge` son `L_TO_H` o `H_TO_L` para especificar flanco de subida o flanco de bajada respectivamente.

ejemplo: `ext_int_edge(H_TO_L);`

SETUP_PSP(mode). Inicializa el puerto esclavo paralelo. Las opciones en las que se puede encontrar `mode` son:

`PSP_ENABLED`

`PSP_DISABLED`

Debe ser usada la función `SET_TRIS_D(value)` para determinar la dirección de los datos. Los datos pueden ser leídos y escritos con el uso de la variable `PSP_DATA`.

SETUP_SPI(mode). Inicializa la interfaz serial periferica (SPI). Los modos en los que se puede encontrar son los siguientes:

`SPI_MASTER, SPI_SALAVE`

`SPI_L_TO_H, SPI_H_TO_L`

`SPI_CLK_DIV_4, SPI_CKL_DIV_16, SPI_CKL_DIV_64, SPI_CLK_T2`

`SPI_SS_DISABLED`

ejemplo: `setup_spi (spi_master | spi_l_to_h | spi_clk_div_16);`

SPI_DATA_IS_IN(). Devolverá `TRUE` si el dato ha sido recibido sobre la SPI.

SPI_WRITE(value). Escribirá un valor fuera de la SPI.

SPI_READ(). Retornará el valor leído sobre la SPI.

READ_BANK(bank, offset). Leera un byte desde el banco de memoria especificado.

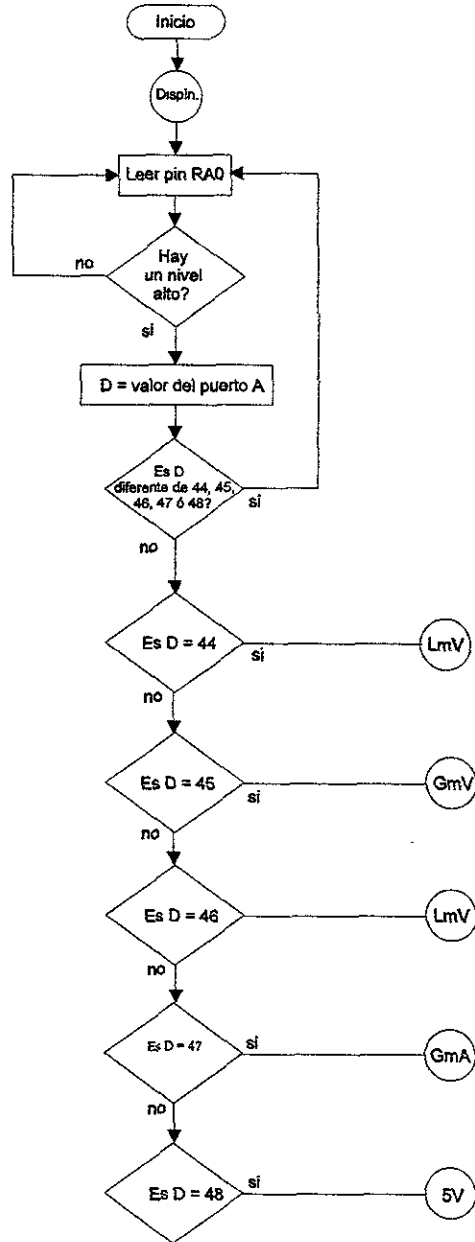
ejemplo: `data = READ_BANK(1, 5);`

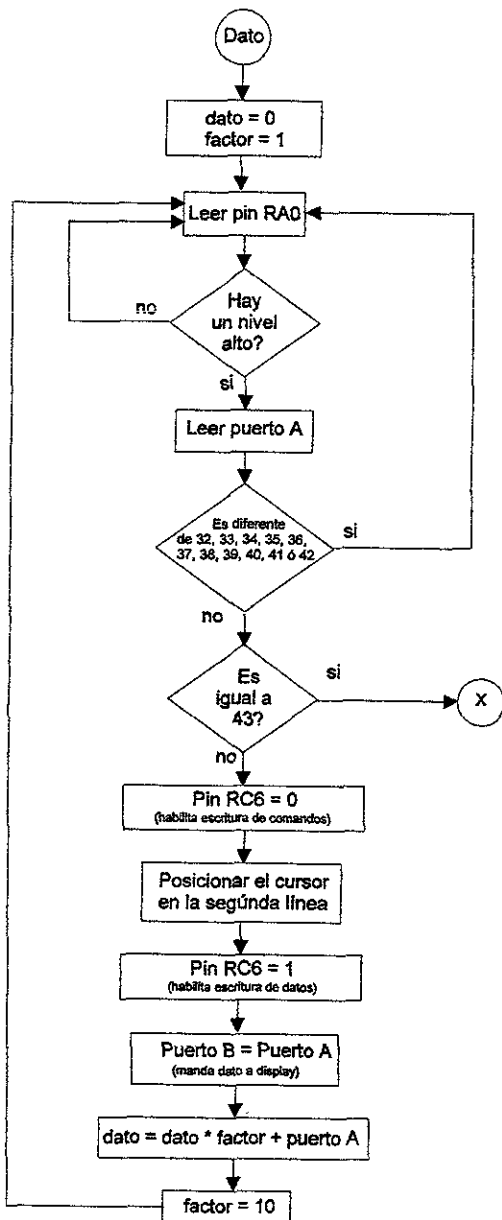
WRITE_BANK(bank, offset, value). Escribirá en byte hacia el banco de memoria especificado.

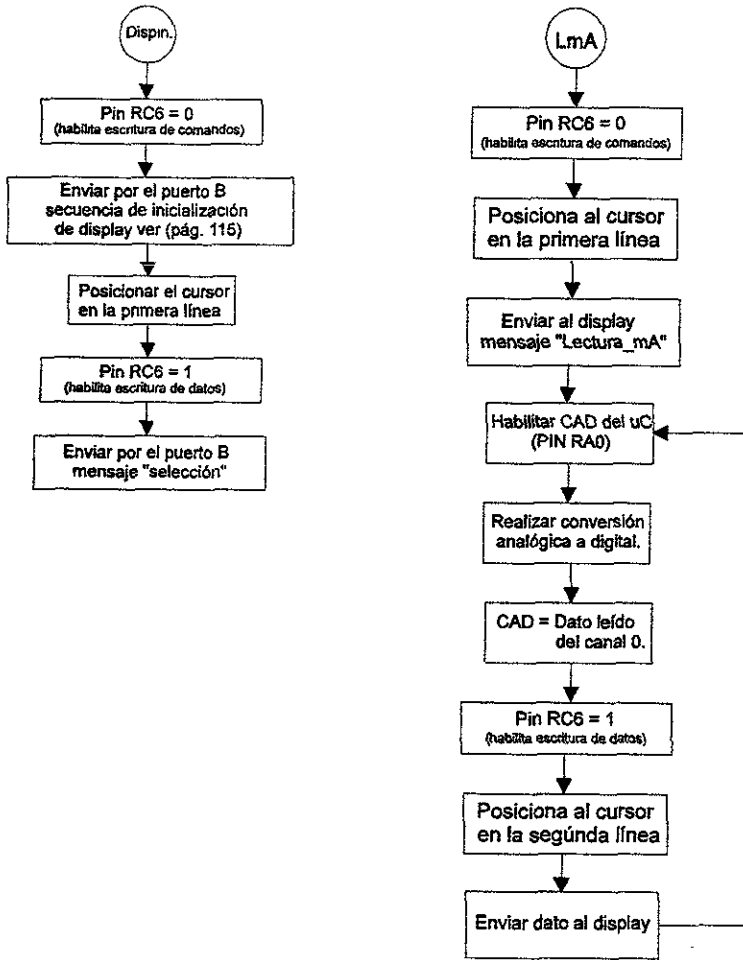
ejemplo: `WRITE_BANK(1, 0, 2, 3);`

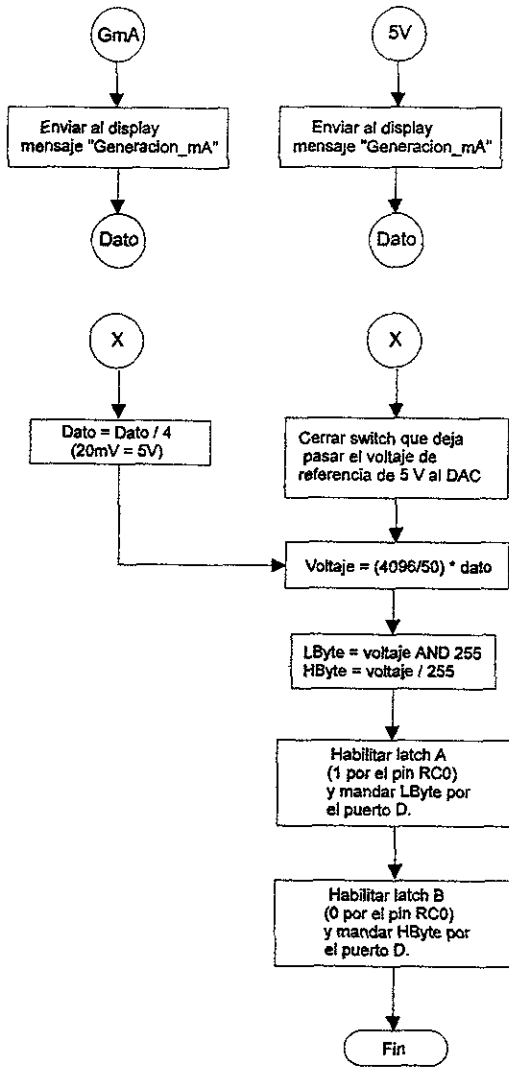
5.2 Programa de control

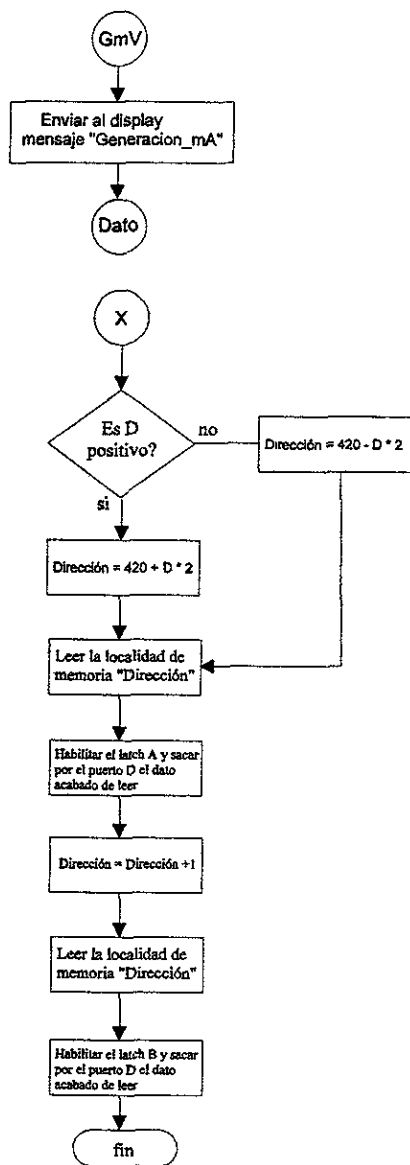
Ahora se presentará el programa que controla todo el procedimiento y se carga en el microcontrolador PIC16C74. Primero se muestra el diagrama de flujo del programa y posteriormente el listado del mismo, desarrollado en el compilador PICC.

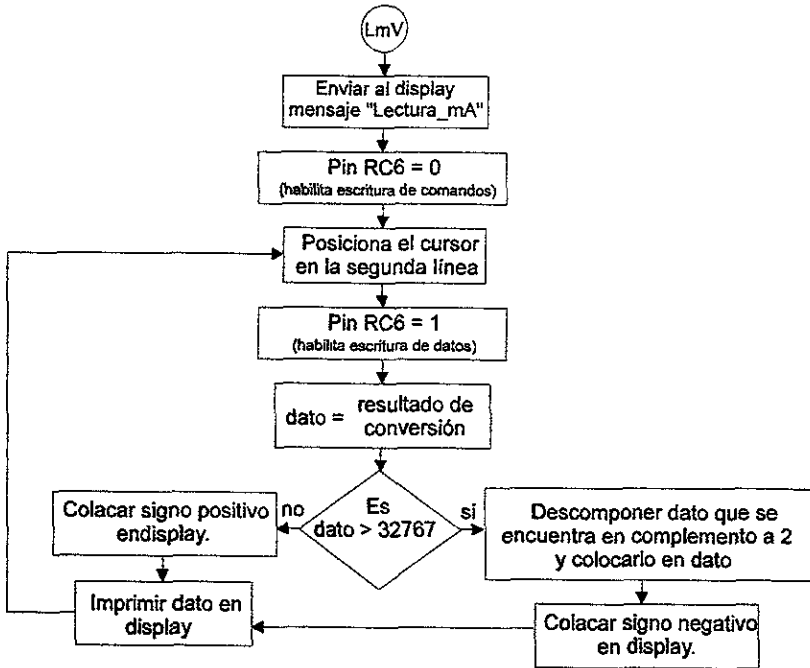












```
#include <16C74A.H>
#use delay(clock=2000000)
#use i2c(master, sda=PIN_C4, scl=PIN_C3)
#byte port_a = 5
#byte port_b = 6
#byte port_d = 8
#define all_in 0xff
#define all_out 0

captura_dato();
inicializa_display();
retardo1();
generacion_miliamperes();
generacion_5_volts();
lectura_miliamperes();
generacion_milivolts();
lectura_milivolts();
sacar(int dato);
mensaje_gen_5V();
mensaje_gen_mA();
mensaje_lect_mA();
mensaje_gen_mV();
mensaje_lect_mV();

main()

{

int select;
set_tris_b(all_out); /*Configura puerto B al que se encuentra
conectado el Display como salida*/
inicializa_display();

leer:

if(!input(PIN_A5)) goto leer; /*Espera que se presione alguna
tecla de seleccion*/

else

{

set_tris_a(all_in); /*configura el puerto conectado
al teclado como entrada*/
select = port_a;
```

```
if( select != 44  && select != 45 && select != 46
    && select != 47 && select != 48) goto leer;

switch(select) {

    case 44:
        lectura_milivolts();
        break;
    case 45:
        generacion_milivolts();
        break;
    case 46:
        lectura_miliamperes();
        break;
    case 47:
        generacion_miliamperes();
        break;
    case 48:
        generacion_5_volts();
        break;
}

}}

captura_datos()

{

int factor;
int dato;
int D;

int decimal[11];          /* valores que el uC asignara a cada
                           tecla (pag. 149)*/
int tabla[11];           /* valores ascci para cada digito */

decimal[32] = 0;
decimal[33] = 1;
decimal[34] = 2;
decimal[35] = 3;
decimal[36] = 4;
decimal[37] = 5;
decimal[38] = 6;
decimal[39] = 7;
decimal[40] = 8;
decimal[41] = 9;
```

```

decimal[42] = 0;

tabla[32] = 48;          /* 0 */
tabla[33] = 49; /* 1 */
tabla[34] = 50;          /* 2 */
tabla[35] = 51;          /* 3 */
tabla[36] = 52;          /* 4 */
tabla[37] = 53; /* 5 */
tabla[38] = 54;          /* 6 */
tabla[39] = 55;          /* 7 */
tabla[40] = 56;          /* 8 */
tabla[41] = 57; /* 9 */
tabla[42] = 46; /* . */

output_high(PIN_C6);    /*Modo de escritura de datos del display*/
dato = 0;
factor = 1;

leer:
if(!input(PIN_A5)) goto leer;
  set_tris_a(all_in);
  D = port_a;
  if (D!=32 && D!=33 && D!=34 && D!=35 && D!=36
      && D!=37 && D!=38 && D!=39 && D!=40 && D!=41
      && D!=42 && D!=43) goto leer;

  port_b = tabla[D]; /*Manda al display el valor ascci corres-
                    pondiente al valor digito tecleado*/
  retardol();        /*retardo necesario para el display.

  dato = dato + (factor * decimal[D]
  factor = 10;
  if(D != 43) goto leer;
  return(dato);
}

generacion_5_volts()

{
int dato;
set_tris_b(all_out);
mensaje_gen_5V();
output_high(PIN_C6);    /*Modo de escritura de datos*/

  set_tris_d(all_out);

```

```
output_low(PIN_C0);    /*Habilita el latch b (HByte) y
                        manda 0 para limpiar su salida */
port_d = 0;

output_high(PIN_C0);  /*Habilita el latch a (LByte) y
                        manda 0 para limpiar su salida */
port_d = 0;

dato = captura_dato();
sacar(dato);

}
```

generacion_miliamperes()

```
{

int dato;
set_tris_b(all_out);
mensaje_gen_mA();
output_high(PIN_C6);    /*Modo de escritura de datos*/

    set_tris_d(all_out);

    output_low(PIN_C0);  /*Habilita el latch b (HByte) y
                        manda 0 para limpiar su salida*/
    port_d = 0;

    output_high(PIN_C0); /*Habilita el latch a (LByte) y
                        manda 0 para limpiar su salida*/
    port_d = 0;

    dato = captura_dato();
    dato = dato / 4;

    sacar(dato);

}
```

lectura_miliamperes()

```
{

int value;
```



```
int x;
int cont;
int mA;
int p;
int q;
int residuo;
```

```
set_tris_b(all_out);
set_tris_a(all_in);
set_tris_e(all_in);
```

```
setup_port_a( ALL_ANALOG ); /*configura el CAD del uC con */
setup_adc( ADC_CLOCK_INTERNAL ); /*todas las ent. analógicas,*/
set_adc_channel( 0 ); /*volt. de ref igual a Vdd,
                      reloj interno y habilita
                      el canal 0 para entrada*/
```

```
mensaje_lect_mA();
```

```
conv: output_low(PIN_C6); /*Modo de escritura de comandos
                          del disp.*/
port_b = 0xC0; /*Posiciona el cursor en la segunda*/
retardol(); /*linea*/
```

```
output_high(PIN_C6); /*Modo de escritura de datos*/
```

```
value = read_adc(); /*asigan la entrada del DAC a la
                    variable value*/
cont= 0;
if (value < 255){ /*Si el resultado de la conv. es menor
                 que 255 entonces obtiene el valor de
                 miliamperes mediante restas conside-
                 rando que 20mA corresponde a 255*/
    q = 0;
    p = 255;
dec:  p = p - 13;
      cont = cont + 1;
      mA = 20 - cont;
      if (p > value)
          goto dec;
    }

if (value == 255) /*Si el resultado de la conv. es igual
                 a 255, esto será equivalente a 20mA*/
```

```
    {
        mA = 20;
        value = 0;
        p = 0;
    }

    residuo = value - p; /*obtiene el residuo de la division*/

output_high(PIN_C6);      /*Modo de escritura de datos del disp*/

if (mA < 10 )
{
    port_b = mA + 48; /*Obtiene el código ascci que se debe enviar
                       al display sumando 48 al resultado de la
                       division*

    retardol();
    port_b = 46;      /* valor ascci del " . " */
    retardol();
    port_b = residuo + 48; /*Envia al display el valor ascci */
    retardol();        /* del residuo despues del punto */
    goto conv;
}

else if(mA < 20)
{
    port_b = 49;      /*manda al display el valor ascci del */
    retardol();       /*digito 1*/
    port_b = mA + 38; /*obtiene el valor del segundo digito */
    retardol();       /*que se envia al display sumandole 38 al
                       result. de la div.*/
    port_b = 46;      /* manda al display el valor ascci del "." */
    retardol();
    port_b = residuo + 48; /*Envia al display el valor ascci */
    retardol();        /*del residuo después del punto */
    goto conv;
}

else if(mA = 20)
{
    port_b = 50;      /*Envia al display los datos necesarios*/
    retardol();       /*en codigo ascci para escribir 20.0 */
    port_b = 48;
    retardol();
    port_b = 46;
    retardol();
    port_b = 48;
    retardol();
}
```

```
    goto conv;
}

else
goto conv;

}

generacion_milivolts()
{
long int direccion;
long int dato;
int hdireccion;
int ldireccion;
int cont;
int D;

int tabla[2]; /* Valores que el uC asigna a las teclas "-" y "+"*/
tabla[0] = 49; /* - */
tabla[1] = 59; /* + */

set_tris_b(all_out);
mensaje_gen_mV();
output_high(PIN_C6);          /*Modo de escritura de datos*/

    set_tris_d(all_out);

    output_low(PIN_C0);      /*Habilita el latch b (HByte)
                             y manda 0 para limpiarlo*/
    port_d = 0;

    output_high(PIN_C0);    /*Habilita el latch a (LByte)
                             y manda 0 para limpiarlo*/
    port_d = 0;

leer:
if(!input(PIN_A5)) goto leer;
else

{ set_tris_a(all_in);
  D = port_a;

  if (D!=49 && D!=50) goto leer;
```

```
switch(D) {  
    case 49:  
        port_b = 49; /*Coloca en el display el signo " + " */  
        retardo1();  
        goto suma;  
        break;  
    case 50:  
        port_b = 50; /*Coloca en el display el signo " - " */  
        retardo1();  
        goto resta;  
        break;  
    }  
suma:  
    direccion = 420 + captura_dato() * 2;  
    goto operacion;  
resta:  
    direccion = 420 - captura_dato() * 2;  
    cont = 0;  
operacion:  
    cont = cont + 1;  
    ldireccion = direccion && 255;  
    hdireccion = direccion / 255;  
    output_low(PIN_C3);  
    output_high(PIN_C4);  
  
    i2c_start(); /*inicializa al bus I2C*/  
    i2c_write(0xa0); /*configura como escritura */  
    i2c_write(hdireccion); /*envía la parte alta de la dir.*/  
    i2c_write(ldireccion); /*envía la parte baja de la dir.*/  
    i2c_start(); /*indica el inicio*/  
    i2c_write(0x1); /*configura como lectura*/  
    dato=i2c_read(0); /*lee el dato contenido en la dir.*/  
    i2c_stop(); /*se detiene*/  
  
    direccion = direccion + 1;  
    if (cont < 2) goto operacion;  
}  
}
```

```
lectura_milivolts()
{
    int I;
    byte doble[2];
    long int dato;
    long int entero;
    long int decimas;
    int decenas;
    int unidades;
    int dec;
    int centec;
    int cont;
    int cont2;
    int cont3;
    int datoH;
    int datoL;

    int tabla[10];

    tabla[0] = 48;      /* 1 */
    tabla[1] = 49;      /* 2 */
    tabla[2] = 50;      /* 3 */
    tabla[3] = 51;      /* 4 */
    tabla[4] = 52;      /* 5 */
    tabla[5] = 53;
    tabla[6] = 54;
    tabla[7] = 55;
    tabla[8] = 56;
    tabla[9] = 57;

    mensaje_lect_mV();

    conv:
    output_low(PIN_C6); /*Modo de escritura de comandos*/

    port_b = 0xC0;      /*Posiciona el cursor en la segunda linea*/
    retardol();

    output_high(PIN_C6); /*Modo de escritura de datos*/

    utput_low(PIN_E1); /*inicializa en bajo la se;al de reloj*/
    output_high(PIN_E2); /*Se prepara para mandar flanco de bajada*/
    delay_us(1);
    output_low(PIN_E2); /*Manda flanco de bajada para inicio
```

```
de conversion*/

while(!input(PIN_C5)); /*Espera aquí hasta recibir un nivel
                        alto indicando fin de conversion*/

for(I=0; I<=16; ++I){ /*empieza a recibir el resultado de la
                      conversion de 16 bits por el pin RE0*/
    output_low(PIN_E1); /*Este proceso se sincroniza con flancos de
                        bajada proporcionados por el pin RE1*/

    shift_left(doble, 2, input(PIN_E0)); /*Recibe los 16 bits en el
                                          arreglo doble[2]*/

    output_high(PIN_E1);

}

dato = doble[1]*256 + doble[0]; /*obtiene el dato de dos bytes en
                                una sola variable*/

if (dato > 32767) goto negativo;

operacion:

entero = dato / 100;
decimas = (dato - entero*100);

if (entero >= 10){

    decenas = entero/10;
    port_b = tabla[decenas]; /*imprime en display decenas*/
    retardol();

    unidades = (entero-(decenas*10));
    port_b = tabla[unidades]; /*imprime en display unidades*/
    retardol();
    goto decim;
}

port_b = tabla[entero]; /*si entero es menor que 10 lo
                        imprime en el display*/

decim:

dec = decimas/10;
port_b = tabla[dec]; /*imprime en display decimas*/
retardol();

centec = (decimas - (dec*10));
```

```
port_b = tabla[centec]; /*imprime en display centésimas*/
retardol();

goto conv;                /*Regresa a leer un nuevo dato*/

negativo:
port_b = 176;             /*imprime en display signo - */
retardol();

datoh = dato / 255;
datol = dato && 255;

cont2 = 0;
do{
if ( bit_test(doble[2], cont2)) bit_clear(doble[2], cont2);
bit_set(doble[2], 0);
++cont2;
}while(cont2 < 7);

cont2 = 0;
do{
if ( bit_test(doble[1], cont2)) bit_clear(doble[1], cont2);
bit_set(doble[1], 0);
++cont2;
}while(cont2 < 7);

dato = doble[1]*256+doble[2] - 1;
goto operacion;

}

sacar(int dato)
{

long int voltaje;
long int lbyte;
long int hbyte;

voltaje = ( 4096 / 50 ) * dato;
lbyte = voltaje && 255;
hbyte = voltaje / 255;

output_low(PIN_C2); /*Cierra los switches para voltaje*/
set_tris_d(all_out);
```

```
output_low(PIN_C0);    /*Habilita el latch b (HByte)*/
port_d = hbyte;

output_high(PIN_C0);  /*Habilita el latch a (LByte)*/
port_d = lbyte;
}

inicializa_display()
{
set_tris_b(all_out);    /*configura al puerto B como salida*/

delay_ms(5);
output_low(PIN_C6);    /*modo escritura de comando*/

port_b = 0x38;         /*2 líneas con un bus de 8 bits*/
retardol();

port_b = 0x01;         /*limpiar display*/
retardol();

port_b = 0x06;        /*Establece el mov. del cursor a la der.*/
retardol();

port_b = 0x0E;        /*Enciende la pantalla y el cursor*/
retardol();

port_b = 0x80;        /*El cursor es posicionado en el primer caract.
de la primera línea */
retardol();

output_high(PIN_C6);  /*Modo de escritura de datos*/

port_b = 83;         /*s*/
retardol();

port_b = 101;        /*e*/
retardol();

port_b = 108;        /*l*/
retardol();

port_b = 101;        /*e*/
```



```
retardol();

port_b = 99;          /*c*/
retardol();

port_b = 99;          /*c*/
retardol();

port_b = 105;         /*i*/
retardol();

port_b = 111;         /*o*/
retardol();

port_b = 110;         /*n*/
retardol();

output_low(PIN_C6);   /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0xC0;        /* Posiciona el cursor en la segunda línea */
retardol();

}

retardol()

{
delay_ms(3);
output_high(PIN_C7); /* Nivel alto que habilita el comando o dato
                     escrito antes de llamar a la funcion*/
delay_ms(3);
output_low(PIN_C7);  /*Nivel bajo que deshabilita el dato o
                     comando*/
return;

}

mensaje_gen_5V()

{
set_tris_b(all_out);
```

```
output_low(PIN_C6);    /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0x80;        /*El cursor es posicionado en la primera línea*/
retardol();

output_high(PIN_C6);    /*Modo de escritura de datos*/

port_b = 103;         /*g*/
retardol();

port_b = 101;         /*e*/
retardol();

port_b = 110;         /*n*/
retardol();

port_b = 101;         /*e*/
retardol();

port_b = 114;         /*r*/
retardol();

port_b = 97;          /*a*/
retardol();

port_b = 99;          /*c*/
retardol();

port_b = 105;         /*i*/
retardol();

port_b = 111;         /*o*/
retardol();

port_b = 110;         /*n*/
retardol();

port_b = 32;          /*_*/
retardol();

port_b = 48;          /*0*/
retardol();

port_b = 176;         /*~*/
```

```
retardol();

port_b = 53;          /*5*/
retardol();

port_b = 86;          /*V*/
retardol();

output_low(PIN_C6);   /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0xC0;        /*Posiciona el cursor en la segunda línea*/
retardol();
return;

}

mensaje_gen_mA()

{

set_tris_b(all_out);

output_low(PIN_C6);   /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0x80;        /*El cursor es posicionado en la primera línea */
retardol();

delay_ms(5);
output_high(PIN_C6);   /*Modo de escritura de datos*/

port_b = 103;         /*g*/
retardol();

port_b = 101;         /*e*/
retardol();

port_b = 110;         /*n*/
retardol();

port_b = 101;         /*e*/
retardol();
```

```
port_b = 114;      /*r*/
retardol();

port_b = 97;       /*a*/
retardol();

port_b = 99;       /*c*/
retardol();

port_b = 105;      /*i*/
retardol();

port_b = 111;      /*o*/
retardol();

port_b = 110;      /*n*/
retardol();

port_b = 32;       /*_*/
retardol();

port_b = 109;      /*m*/
retardol();

port_b = 65;       /*A*/
retardol();

output_low(PIN_C6); /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0xC0;     /*Posiciona el cursor en la segunda línea*/
retardol();
return;

}

mensaje_lect_mA()
{
set_tris_b(all_out);
output_low(PIN_C6); /*Modo de escritura de comandos*/
```

```
port_b = 0x80;      /*El cursor es posicionado en la primera línea
*/
retardol();

output_high(PIN_C6);    /*Modo de escritura de datos*/

port_b = 108;        /*l*/
retardol();

port_b = 101;        /*e*/
retardol();

port_b = 99;         /*c*/
retardol();

port_b = 116;        /*t*/
retardol();

port_b = 117;        /*u*/
retardol();

port_b = 114;        /*r*/
retardol();

port_b = 97;         /*a*/
retardol();

port_b = 32;         /*_*/
retardol();

port_b = 109;        /*m*/
retardol();

port_b = 65;         /*A*/
retardol();

output_low(PIN_C6);   /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0xC0;        /*Posiciona el cursor en la segunda línea*/
retardol();
return;

}
```

```
mensaje_lect_mv()
{

set_tris_b(all_out);

output_low(PIN_C6); /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0x80;      /*El cursor es posicionado en la primera
línea*/
retardol();

delay_ms(5);

output_high(PIN_C6); /*Modo de escritura de datos*/

port_b = 108;      /*l*/
retardol();

port_b = 101;      /*e*/
retardol();

port_b = 99;       /*c*/
retardol();

port_b = 116;      /*t*/
retardol();

port_b = 117;      /*u*/
retardol();

port_b = 114;      /*r*/
retardol();

port_b = 97;       /*a*/
retardol();

port_b = 32;       /*_*/
retardol();
```

```
port_b = 109;      /*m*/
retardol();

port_b = 86;      /*V*/
retardol();

output_low(PIN_C6); /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0xC0;    /*Posiciona el cursor en la segunda línea*/
retardol();
return;

}

mensaje_gen_mV()

{

set_tris_b(all_out);

output_low(PIN_C6); /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0x80;    /*El cursor es posicionado en la primera
línea*/
retardol();

output_high(PIN_C6); /*Modo de escritura de datos*/

port_b = 103;    /*g*/
retardol();

port_b = 101;    /*e*/
retardol();

port_b = 110;    /*n*/
retardol();

port_b = 101;    /*e*/
retardol();

port_b = 114;    /*r*/
retardol();
```

```
port_b = 97;          /*a*/
retardol();

port_b = 99;          /*c*/
retardol();

port_b = 105;         /*i*/
retardol();

port_b = 111;         /*o*/
retardol();

port_b = 110;         /*n*/
retardol();

port_b = 32;          /*_*/
retardol();

port_b = 109;         /*m*/
retardol();

port_b = 86;          /*V*/
retardol();

output_low(PIN_C6);  /*Modo de escritura de comandos*/

port_b = 0xC0;        /*Posiciona el cursor en la segunda linea*/
retardol();
return;

}
```


Conclusiones

Uno de los objetivos en la formación de un ingeniero es contribuir en el desarrollo y mantenimiento de la industria, pues esta tiene como finalidad la obtención de los recursos necesarios para satisfacer las necesidades de los seres humanos. Para esto el ingeniero en electrónica debe aprender a trabajar en sociedad no solo con ingenieros de áreas relacionadas como pueden ser mecánicos, industriales, etc., sino también con ingenieros petroleros, químicos, en alimentos, y hasta con biólogos y médicos entre otros. Esto se debe a que el creciente mundo de la electrónica cada día puede encontrar una nueva aplicación en la vida cotidiana y es necesario estar al tanto de las necesidades que surgen en los diferentes campos mencionados para poder intervenir como ingenieros y plantear soluciones, desarrollando herramienta útil para el desarrollo de estos.

En México la industria petrolera influye en gran medida en el desarrollo de la sociedad pues esta se presta no solo a la satisfacción directa de sus necesidades a través del consumo de su producto obtenido (petróleo) sino también indirectamente mediante las exportaciones éste.

El calibrador de controladores es una pequeña herramienta que se diseñó con la finalidad de ser utilizada en el área de mantenimiento a equipos de control de esta industria, aunque puede ser utilizado en cualquier otra en donde las variables físicas temperatura y presión sean usadas. Además como institución resulta de gran importancia poder desarrollar tecnología propia aprovechando los recursos con que se cuenta.

La aplicación de los conocimientos adquiridos durante la carrera de ingeniero mecánico electricista permitieron realizar el diseño y la construcción del equipo de calibración haciendo uso de un dispositivo que hoy en día está encontrando infinidad de aplicaciones como lo es el microcontrolador junto con dispositivos electrónicos (CMOS, operacionales, DACS y CADC, memorias, entre otros). La utilización de los microcontroladores ha crecido en gran medida debido a que la gran cantidad de funciones que estos presentan y su capacidad de programación simplifica el diseño de un sistema

eliminando la necesidad de utilizar una gran cantidad de dispositivos electrónicos extras, que sin embargo no dejan de ser importantes en diseños donde no es conveniente incorporar un microcontrolador debido a la relación costo-beneficio.

Este factor es muy importante pues como ingeniero no solo es necesario diseñar sino además es fundamental encontrar los métodos más convenientes teniendo en cuenta el beneficio que tendrá el diseño en relación con el costo que este presenta.

Es importante destacar que es posible mejorar esta primera versión del calibrador pues aún se podrían aumentar sus funciones como por ejemplo: manejar señales para los diferentes tipos de termopares existentes, ya que aquí solo se hizo para uno solo. En lo que respecta a la precisión del valor de las señales generadas existen aún pequeños errores que son principalmente ocasionados por la naturaleza de los dispositivos, que no son muy precisos, como por ejemplo los circuitos de referencia. Una consideración importante en este problema es el hecho de que el circuito no se colocó en una tarjeta impresa, la cuál si es elaborada con una buena técnica como puede ser un blindaje, reduciría en muy buena medida problemas de ruido que pueden provocar que las señales de salida no estén en el valor deseado.

Como punto de partida en el desarrollo de mi vida profesional espero obtener el máximo provecho de esta primera experiencia teniendo en cuenta las dificultades y errores cometidos, tratando de obtener siempre mejores resultados y poder llegar a ser un buen profesionalista como lo requiere nuestra sociedad y nuestro país.

Apéndice A

Hojas técnicas de los dispositivos electrónicos.



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 μ A typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 μ A typical standby current

PIC16C7X Peripheral Features:

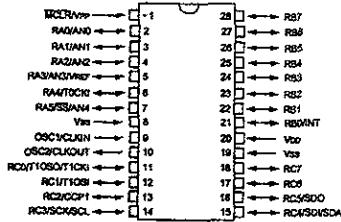
- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler, can be incremented during sleep via external crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Capture, Compare, PWM module(s)
- Capture is 16-bit, max. resolution 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 I²C™
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART/SCI)
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with external \overline{RD} , \overline{WR} and \overline{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 ² C	SPI/I ² C, USART	SPI/I ² C, USART	SPI/I ² C, USART	SPI/I ² C, USART	SPI/I ² C, USART	SPI/I ² 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

PIC16C7X

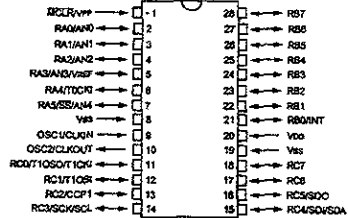
Pin Diagrams

SDIP, SOIC, Windowed Side Brazed Ceramic



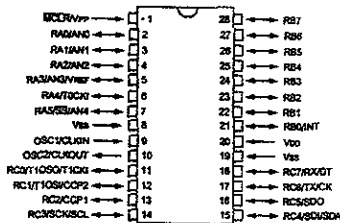
PIC16C72

SSOP



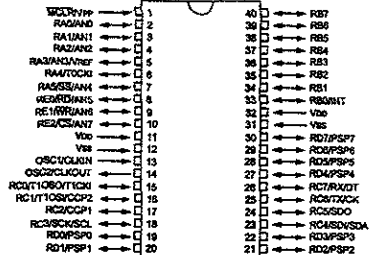
PIC16C72

SDIP, SOIC, Windowed Side Brazed Ceramic



PIC16C73
PIC16C73A
PIC16C76

PDIP, Windowed CERDIP



PIC16C74
PIC16C74A
PIC16C77



MICROCHIP

24AA64/24LC64

64K I²C™ CMOS Serial EEPROM

DEVICE SELECTION TABLE

Part Number	Vcc Range	Max Clock Frequency	Temp Ranges
24AA64	1.8-5.5V	400 kHz [†]	C
24LC64	2.5-5.5V	400 kHz [‡]	I, E

[†]100 kHz for Vcc < 2.5V.
[‡]100 kHz for E temperature range.

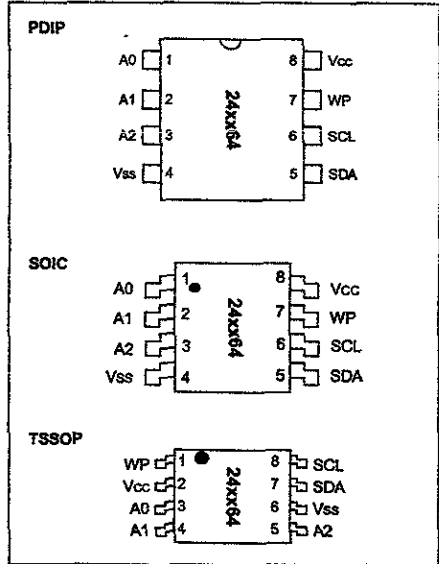
FEATURES

- Low power CMOS technology
 - Maximum write current 3 mA at 5.5V
 - Maximum read current 400 µA at 5.5V
 - Standby current 100 nA typical at 5.5V
- 2-wire serial interface bus, I²C compatible
- Cascadable for up to eight devices
- Self-timed ERASE/WRITE cycle
- 32-byte page or byte write modes available
- 5 ms max write cycle time
- Hardware write protect for entire array
- Output slope control to eliminate ground bounce
- Schmitt trigger inputs for noise suppression
- 1,000,000 erase/write cycles guaranteed
- Electrostatic discharge protection > 4000V
- Data retention > 200 years
- 8-pin PDIP, SOIC (150 and 208 mil) and TSSOP packages; 14-pin SOIC package
- Temperature ranges:
 - Commercial (C): 0° to 70°C
 - Industrial (I): -40°C to +85°C
 - Automotive (E) -40°C to +125°C

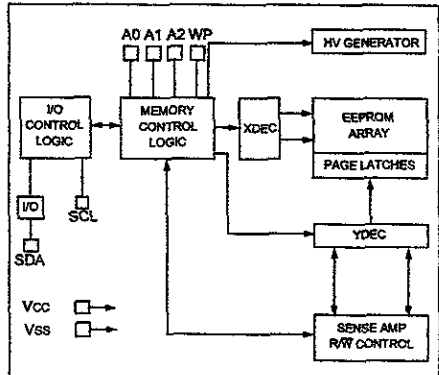
DESCRIPTION

The Microchip Technology Inc. 24AA64/24LC64 (24xx64*) is a 8K x 8 (64K bit) Serial Electrically Erasable PROM capable of operation across a broad voltage range (1.8V to 5.5V). It has been developed for advanced, low power applications such as personal communications or data acquisition. This device also has a page-write capability of up to 32 bytes of data. This device is capable of both random and sequential reads up to the 64K boundary. Functional address lines allow up to eight devices on the same bus, for up to 512 Kbits address space. This device is available in the standard 8-pin plastic DIP, 8-pin SOIC (150 and 208 mil), and 8-pin TSSOP.

PACKAGE TYPE



BLOCK DIAGRAM



I²C is a trademark of Philips Corporation.

*24xx64 is used in this document as a generic part number for the 24AA64/24LC64 devices.

24AA64/24LC64

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

1.1 Maximum Ratings*

V_{CC} 7.0V
 All inputs and outputs w.r.t. V_{SS} -0.6V to V_{CC} +1.0V
 Storage temperature -65°C to +150°C
 Ambient temp. with power applied -65°C to +125°C
 Soldering temperature of leads (10 seconds) +300°C
 ESD protection on all pins ≥ 4 kV

*Notice: Stresses above those listed under "Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operational listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

TABLE 1-1 PIN FUNCTION TABLE

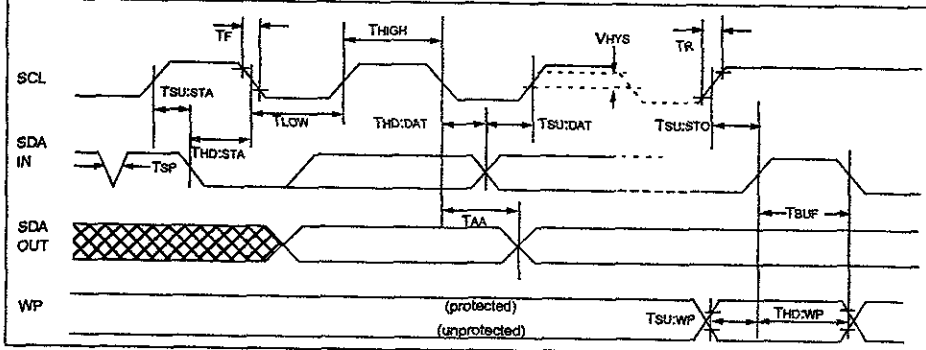
Name	Function
A0,A1,A2	User Configurable Chip Selects
V _{SS}	Ground
SDA	Serial Data
SCL	Serial Clock
WP	Write Protect Input
V _{CC}	+1.8 to 5.5V (24AA64) +2.5 to 5.5V (24LC64)

TABLE 1-2 DC CHARACTERISTICS

Parameter	Symbol	Min	Max	Units	Conditions
Commercial (C): V _{CC} = +1.8V to 5.5V Tamb = 0°C to +70°C Industrial (I): V _{CC} = +2.5V to 5.5V Tamb = -40°C to +85°C Automotive (E): V _{CC} = +4.5V to 5.5V Tamb = -40°C to 125°C					
A0, A1, A2, SCL, SDA, and WP pins: High level input voltage	V _{IH}	0.7 V _{CC}	—	V	V _{CC} ≥ 2.5V V _{CC} < 2.5V V _{CC} > 2.5V (Note)
Low level input voltage	V _{IL}	—	0.3 V _{CC} 0.2 V _{CC}	V	
Hysteresis of Schmitt Trigger Inputs (SDA, SCL pins)	V _{HYS}	0.05 V _{CC}	—	V	
Low level output voltage	V _{OL}	—	0.40	V	
Input leakage current	I _{LI}	-10	10	μA	I _{OL} = 3.0 mA @ V _{CC} = 4.5V I _{OL} = 2.1 mA @ V _{CC} = 2.5V V _{IN} = V _{SS} to V _{CC} , WP = V _{SS} V _{IN} = V _{SS} or V _{CC} , WP = V _{CC}
Output leakage current	I _{LO}	-10	10	μA	V _{OUT} = V _{SS} to V _{CC}
Pin capacitance (all inputs/outputs)	C _{IN} , C _{OUT}	—	10	pF	V _{CC} = 5.0V (Note) Tamb = 25°C, f _c = 1 MHz
Operating current	I _{CC} Write	—	3	mA	V _{CC} = 5.5V
	I _{CC} Read	—	400	μA	V _{CC} = 5.5V, SCL = 400 kHz
Standby current	I _{CCS}	—	1	μA	SCL = SDA = V _{CC} = 5.5V A0, A1, A2, WP = V _{SS}

Note: This parameter is periodically sampled and not 100% tested.

FIGURE 1-1: BUS TIMING DATA



DAC1020/DAC1021/DAC1022 10-Bit Binary Multiplying D/A Converter

DAC1220/DAC1222 12-Bit Binary Multiplying D/A Converter

General Description

The DAC1020 and the DAC1220 are, respectively, 10 and 12-bit binary multiplying digital-to-analog converters. A deposited thin film R-2R resistor ladder divides the reference current and provides the circuit with excellent temperature tracking characteristics (0.0002%/°C linearity error temperature coefficient maximum). The circuit uses CMOS current switches and drive circuitry to achieve low power consumption (30 mW max) and low output leakages (200 nA max). The digital inputs are compatible with DTL/TTL logic levels as well as full CMOS logic level swings. This part, combined with an external amplifier and voltage reference, can be used as a standard D/A converter; however, it is also very attractive for multiplying applications (such as digitally controlled gain blocks) since its linearity error is essentially independent of the voltage reference. All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V+ and ground.

This part is available with 10-bit (0.05%), 8-bit (0.10%), and 8-bit (0.20%) non-linearity guaranteed over temperature

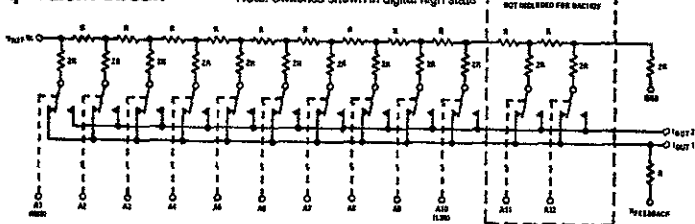
(note 1 of electrical characteristics). The DAC1020, DAC1021 and DAC1022 are direct replacements for the 10-bit resolution AD7520 and AD7530 and equivalent to the AD7533 family. The DAC1220 and DAC1222 are direct replacements for the 12-bit resolution AD7521 and AD7531 family.

Features

- Linearity specified with zero and full-scale adjust only
- Non-linearity guaranteed over temperature
- Integrated thin film on CMOS structure
- 10-bit or 12-bit resolution
- Low power dissipation 10 mW @15V typ
- Accepts variable or fixed reference $-25V \leq V_{REF} \leq 25V$
- 4-quadrant multiplying capability
- Interfaces directly with DTL, TTL and CMOS
- Fast settling time—500 ns typ
- Low feedthrough error— $1/2$ LSB @100 kHz typ

Equivalent Circuit

Note: Switches shown in digital High state



TL1479988-1

Ordering Information

10-BIT D/A CONVERTERS

Temperature Range		0°C to 70°C			-40°C to 85°C	
Non-Linearity	0.05%	DAC1020LCN	AD7520LN,AD7530LN	DAC1020LCV	DAC1020LV	
	0.10%	DAC1021LCN	AD7520KN,AD7530KN			
	0.20%	DAC1022LCN	AD7520JN,AD7530JN			
Package Outline		N16A			V20A	

12-BIT D/A CONVERTERS

Temperature Range		0°C to 70°C			-40°C to +85°C	
Non-Linearity	0.05%	DAC1220LCN	AD7521LN,AD7531LN	DAC1220LCJ	AD7521LD,AD7531LD	
	0.20%	DAC1222LCN	AD7521JN,AD7531JN	DAC1222LCJ	AD7521JD,AD7531JD	
Package Outline		N18A			J18A	

Note: Devices may be ordered by either part number.

DAC1020/DAC1021/DAC1022 10-Bit Binary Multiplying D/A Converter
DAC1220/DAC1222 12-Bit Binary Multiplying D/A Converter

Definition of Terms

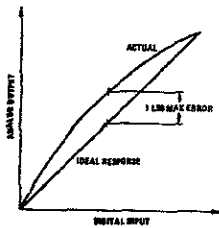
Resolution: Resolution is defined as the reciprocal of the number of discrete steps in the D/A output. It is directly related to the number of switches or bits within the D/A. For example, the DAC1020 has 2^{10} or 1024 steps while the DAC1220 has 2^{12} or 4096 steps. Therefore, the DAC1020 has 10-bit resolution, while the DAC1220 has 12-bit resolution.

Linearity Error: Linearity error is the maximum deviation from a straight line passing through the endpoints of the D/A transfer characteristic. It is measured after calibrating for zero (see V_{OS} adjust in typical applications) and full-scale. Linearity error is a design parameter intrinsic to the device and cannot be externally adjusted.

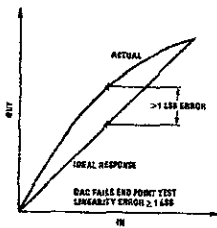
Power Supply Sensitivity: Power supply sensitivity is a measure of the effect of power supply changes on the D/A full-scale output.

Settling Time: Full-scale settling time requires a zero to full-scale or full-scale to zero output change. Settling time is the time required from a code transition until the D/A output reaches within $\pm 1/2$ LSB of final output value.

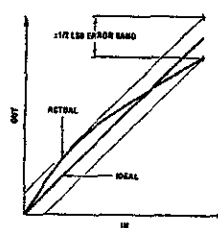
Full-Scale Error: Full-scale error is a measure of the output error between an ideal D/A and the actual device output. Ideally, for the DAC1020 full-scale is $V_{REF} - 1$ LSB. For $V_{REF} = 10V$ and unipolar operation, $V_{FULL-SCALE} = 10.0000V - 9.8 mV = 9.9902V$. Full-scale error is adjustable to zero as shown in Figure 5.



(a) End point test after zero and full-scale adjust.
The DAC has 1 LSB linearity error.



b1

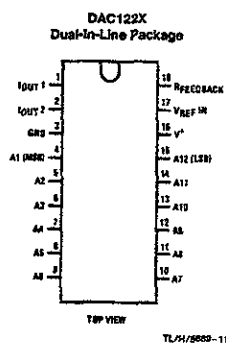
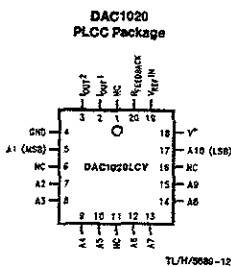
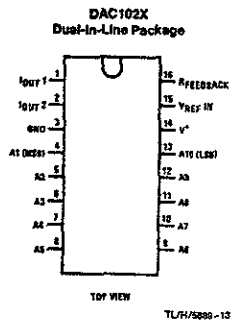


b2

(b) By shifting the full-scale calibration on of the DAC of Figure (b1) we could pass the "best straight line" (b2) test and meet the $\pm 1/2$ linearity error specification.

Note: (a), (b1) and (b2) above illustrate the difference between "end point" National's linearity test (a) and "best straight line" test. Note that both devices in (a) and (b2) meet the $\pm 1/2$ LSB linearity error specification but the end point test is a more "real life" way of characterizing the DAC.

Connection Diagrams



Absolute Maximum Ratings (Note 5)

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

V ⁺ to Gnd	17V
V _{REF} to Gnd	±25V
Digital Input Voltage Range	V ⁺ to Gnd
DC Voltage at Pin 1 or Pin 2 (Note 3)	-100 mV to V ⁺
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
ESD Susceptibility (Note 4)	800V

Operating Ratings

Temperature (T _A)	Min	Max	Units
DAC1020LV, DAC1220LCL, DAC1222LCL	-40	+85	°C
DAC1020LCN, DAC1020LCV, DAC1021LCN	0	+70	°C
DAC1022LCN, DAC1220LCN	0	+70	°C
DAC1222LCN	0	+70	°C

Electrical Characteristics (V⁺ = 15V, V_{REF} = 10 000V, T_A = 25°C unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	DAC1020, DAC1021, DAC1022			DAC1220, DAC1222			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Resolution		10			12			Bits
Linearity Error	T _{MIN} < T _A < T _{MAX} -10V < V _{REF} < +10V, (Note 1) End Point Adjustment Only (See Linearity Error in Definition of Terms)							
10-Bit Parts	DAC1020, DAC1220			0.05			0.05	% FSR
9-Bit Parts	DAC1021			0.10			0.10	% FSR
8-Bit Parts	DAC1022, DAC1222			0.20			0.20	% FSR
Linearity Error Tempco	-10V ≤ V _{REF} ≤ +10V, (Notes 1 and 2)			0.0002			0.0002	% FS/°C
Full-Scale Error	-10V ≤ V _{REF} ≤ +10V, (Notes 1 and 2)		0.3	1.0	0.3	1.0		% FS
Full-Scale Error Tempco	T _{MIN} < T _A < T _{MAX} , (Note 2)			0.001			0.001	% FS/°C
Output Leakage Current I _{OUT 1} I _{OUT 2}	T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX} All Digital Inputs Low All Digital Inputs High			200 200			200 200	nA nA
Power Supply Sensitivity	All Digital Inputs High, 14V ≤ V ⁺ ≤ 16V, (Note 2), (Figure 2)		0.005			0.005		% FS/V
V _{REF} Input Resistance		10	15	20	10	15	20	kΩ
Full-Scale Current Settling Time	R _L = 100Ω from 0 to 99.95% FS All Digital Inputs Switched Simultaneously		500			500		ns
V _{REF} Feedthrough	All Digital Inputs Low, V _{REF} = 20 Vp-p @ 100 kHz J Package (Note 4) N Package		6 2	9 5		6 2	9 5	mVp-p mVp-p mVp-p
Output Capacitance I _{OUT 1} I _{OUT 2}	All Digital Inputs Low All Digital Inputs High All Digital Inputs Low All Digital Inputs High		40 200 200			40 200 200		pF pF pF pF

CD4016M/CD4016C Quad Bilateral Switch

General Description

The CD4016M/CD4016C is a quad bilateral switch which utilizes P-channel and N-channel complementary MOS (CMOS) circuits to provide an extremely high "OFF" resistance and low "ON" resistance switch. The switch will pass signals in either direction and is extremely useful in digital switching.

- Extremely low leakage
- Transmits frequencies up to 10 MHz

$V_{IS} = 5 V_{DD}$
 $V_{DO} - V_{SS} = 10V$
 $R_L = 10 k\Omega$

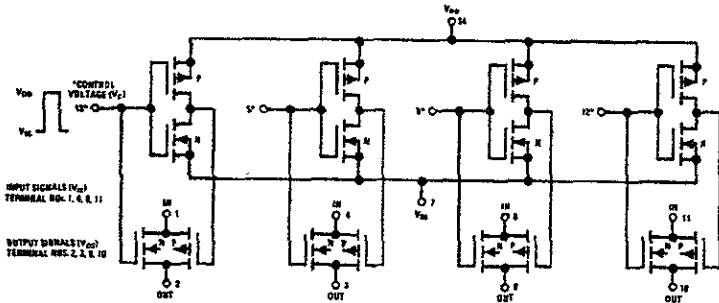
Features

- Wide supply voltage range 3V to 15V
- High noise immunity 0.45 V_{CC} typ. $\pm 7.5 V_{PEAK}$
- Wide range of digital and analog levels 300 Ω typ. $V_{DD} - V_{SS} = 15V$
- Low "ON" resistance $\Delta R_{ON} = 40\Omega$ typ.
- Matched switch characteristics 65 dB typ.
- High "ON/OFF" output voltage ratio @ $f_{in} = 10$ kHz $R_L = 10k$
- High degree of linearity .5% distortion typ. @ $f_{in} = 1$ kHz

Applications

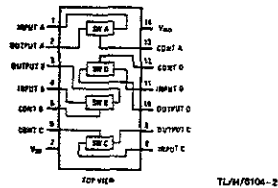
- Analog signal switching/multiplexing
 - Signal gating
 - Squelch control
 - Chopper
 - Modulator
 - Demodulator
 - Commutating switch
- Digital signal switching/multiplexing
- CMOS logic implementation
- Analog to digital/digital to analog conversion
- Digital control of frequency, impedance, phase, and analog-signal gain

Schematic and Connection Diagrams



Note 1: All switch P-channel substrates are internally connected to terminal No. 14.
 Note 2: All switch N-channel substrates are internally connected to terminal No. 7.

Signal-level range $V_{SS} < V_{IC} < V_{DD}$
 Normal operation. Control-line biasing. Switch ON $V_{IC} = V_{DD}$, switch OFF $V_{IC} = V_{SS}$



Order Number CD4016MJ or CD4016CJ
 See NS Package J14A
 Order Number CD4016CN
 See NS Package N14A
 Order Number CD4016MW
 See NS Package W14B

CD4016M/CD4016C Quad Bilateral Switch

Absolute Maximum Ratings

Voltage at Any Pin (Note 1) $V_{SS} - 0.3V$ to $V_{SS} + 15.5V$
 Operating Temperature Range CD4016M $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
 CD4016C $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$

Storage Temperature Range $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
 Package Dissipation 600 mW
 Lead Temp. (Soldering, 10 seconds) $300^{\circ}C$
 Operating V_{DD} Range $V_{SS} + 3V$ to $V_{SS} + 15V$

Electrical Characteristics CD4016M

Symbol	Characteristic	Test Conditions	Limits					Units				
			-55°C		25°C		125°C					
			Min	Typ	Max	Min	Typ		Max			
P_T	Quiescent Dissipation per Package	Terminals All Switches "OFF"	Volts Applied									
		V_{DD} 14 V_{SS} 7 V_C 5, 6, 12, 13 V_{IS} 1, 4, 8, 11 V_{OS} 2, 3, 9, 10	+10 GND $\leq +10$ $\leq +10$			5	0.1	5	300 μW			
		V_{DD} 14 V_{SS} 7 V_C 5, 6, 12, 13 $V_{IS} = V_{OS}$ 1-4, 8-11	+10 GND +10 $\leq +10$			5	0.1	5	300 μW			
V_{THN}	Threshold Voltage N-Channel	$I_{DS} = 10 \mu A$ $V_{DD} = 5V, 10V, \text{ or } 15V$			1.7		1.5		1.3	V		
V_{ThP}	P-Channel	$I_{DS} = 10 \mu A$ $V_{DD} = 5V, 10V, \text{ or } 15V$			-1.7		-1.5		-1.3	V		
SIGNAL INPUTS (V_{IS}) AND OUTPUTS (V_{OS})												
R_{ON}	"ON" Resistance	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	$V_C = V_{DD}$ +7.5V +5V +15V +10V	V_{SS} -7.5V -5V 0V 0V	V_{IS} +7.5V -7.5V $\pm 0.25V$ +5V -5V $\pm 0.25V$ +15V +0.25V 8.5V +10V +0.25V 5.6V	120 120 130 130 130 325 120 120 150 130 130 300	360 360 775 600 600 1670 360 360 775 600 600 1870	200 200 280 250 250 580 200 200 300 250 250 560	400 400 850 660 660 2000 400 400 850 860 860 2000	300 300 470 400 400 900 300 300 498 400 400 880	600 600 1230 960 960 2600 600 600 1230 960 960 2600	Ω
ΔR_{ON}	Δ "ON" Resistance Between Any 2 of 4 Switches		+7.5V +5V	-7.5V -5V	$\pm 7.5V$ $\pm 5V$			10 15				Ω
	Sine Wave Response (Distortion)	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $f_{in} = 1 \text{ kHz}$ $V_C = V_{SS}$ V_{DD}	+5V	-V	5V(p-p) V_{IS} (Note 3)			0.4				%
	Input or Output Leakage-Switch "OFF" (Effective "OFF" Resistance)		+7.5V +5V	-7.5V -5V	+7.5V -7.5V +5V -5V			± 100 ± 100 (Note 2)	125 (Note 2)			pA nA
	Frequency Response-Switch "ON" (Sine Wave Input)	$R_L = 1 \text{ k}\Omega$ $V_{IS} = 5V(p-p)$	$V_C = V_{DD} = +5V, V_{SS} = -5V$ $20 \text{ Log}_{10} \frac{V_{OS}}{V_{IS}} = -3 \text{ dB}$ $V_{DD} = +5V, V_C = V_{SS} = -5V$					40				MHz
	Feedthrough Switch "OFF"	$20 \text{ Log}_{10} \frac{V_{OS}}{V_{IS}} = -50 \text{ dB}$						1.25				MHz
	Crosstalk Between any 2 of the 4 switches (Frequency at -50 dB)	$R_L = 1 \text{ k}\Omega$ $V_{IS}(A) = 5V(p-p)$	$V_C(A) = V_{DD} = +5V$ $V_C(B) = V_{SS} = -5V$ $20 \text{ Log}_{10} \frac{V_{OS}(B)}{V_{IS}(A)} = -50 \text{ dB}$					0.9				MHz

Note 1: The device should not be connected to circuits with the power on. Note 2: $\pm 10 \times 10^{-3}$ Note 3: Symmetrical about 0V.

LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, Hi-Fi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number

of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

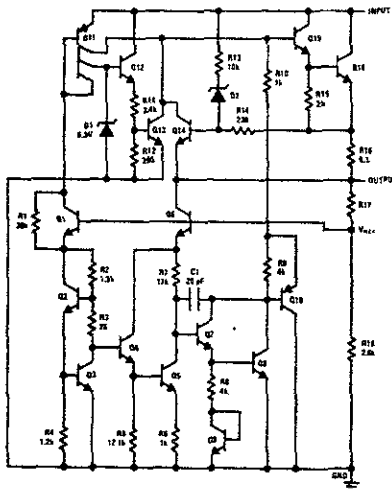
Features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

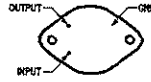
LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

Schematic and Connection Diagrams



TL/H7745-1

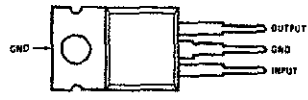
Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum



Bottom View

Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A

Plastic Package
TO-220 (T)



Top View

Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.
 Input Voltage (V_O) = 5V, 12V and 15V 35V
 Internal Power Dissipation (Note 1) Internally Limited
 Operating Temperature Range (T_A) 0°C to $+70^\circ\text{C}$

Maximum Junction Temperature
 (K Package) 150°C
 (T Package) 150°C
 Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)
 TO-3 Package K 300°C
 TO-220 Package T 230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

		Output Voltage			5V			12V			15V			Units	
		Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			15V			23V				
Symbol	Parameter	Conditions			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$			4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
		$P_D \leq 15\text{ W}$, $5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$			4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			(7.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 20$)			(14.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 27$)				(17.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)			V
ΔV_O	Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			3	50		4	120		4	150	mV	
			ΔV_{IN}			(7 $\leq V_{\text{IN}} \leq 25$)			(14.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)				(17.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)		V
			$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$				50			120				150	mV
		$I_O \leq 1\text{ A}$	ΔV_{IN}			(8 $\leq V_{\text{IN}} \leq 20$)			(15 $\leq V_{\text{IN}} \leq 27$)				(18.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)		V
			$T_J = 25^\circ\text{C}$				50			120				150	mV
			ΔV_{IN}			(7.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 20$)			(14.6 $\leq V_{\text{IN}} \leq 27$)				(17.7 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)		V
ΔV_O	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$				10	50		12	120		12	150	mV	
		$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$					25			60			75	mV	
		$250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$												V	
I_O	Quiescent Current	$I_O \leq 1\text{ A}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$				50			120			150	mV		
		$T_J = 25^\circ\text{C}$				8			8			8		mA	
ΔI_O	Quiescent Current Change	$I_O \leq 1\text{ A}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$				8.5			8.5			8.5		mA	
		$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$				0.5			0.5			0.5		mA	
V_{IN}	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$				40			75			90		μV	
		$I_O \leq 1\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O \leq 500\text{ mA}$			62	80		55	72		54	70		dB	
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			62			55			54			dB	
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			(8 $\leq V_{\text{IN}} \leq 18$)			(15 $\leq V_{\text{IN}} \leq 25$)				(18.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 28.5$)		V	
R_O	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{\text{OUT}} = 1\text{ A}$			2.0			2.0			2.0			V	
		$f = 1\text{ kHz}$				8			18			19		m Ω	
		$T_J = 25^\circ\text{C}$				2.1			1.5			1.2		A	
		$T_J = 25^\circ\text{C}$				2.4			2.4			2.4		A	
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, $I_O = 5\text{ mA}$				0.6			1.5			1.8		mV/ $^\circ\text{C}$	
V_{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O \leq 1\text{ A}$				7.5			14.6			17.7		V	

Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically $4^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case and $35^\circ\text{C}/\text{W}$ case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically $4^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case and $50^\circ\text{C}/\text{W}$ case to ambient.

Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of $0.22\ \mu\text{F}$, and a capacitor across the output of $0.1\ \mu\text{F}$. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10\text{ ms}$, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

LM185-1.2/LM285-1.2/LM385-1.2 Micropower Voltage Reference Diode

General Description

The LM185-1.2/LM285-1.2/LM385-1.2 are micropower 2-terminal band-gap voltage regulator diodes. Operating over a 10 μ A to 20 mA current range, they feature exceptionally low dynamic impedance and good temperature stability. On-chip trimming is used to provide tight voltage tolerance. Since the LM185-1.2 band-gap reference uses only transistors and resistors, low noise and good long term stability result.

Careful design of the LM185-1.2 has made the device exceptionally tolerant of capacitive loading, making it easy to use in almost any reference application. The wide dynamic operating range allows its use with widely varying supplies with excellent regulation.

The extremely low power drain of the LM185-1.2 makes it useful for micropower circuitry. This voltage reference can be used to make portable meters, regulators or general purpose analog circuitry with battery life approaching shelf life.

Further, the wide operating current allows it to replace older references with a tighter tolerance part.

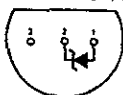
The LM185-1.2 is rated for operation over a -55°C to 125°C temperature range while the LM285-1.2 is rated -40°C to 85°C and the LM385-1.2 0°C to 70°C . The LM185-1.2/LM285-1.2 are available in a hermetic TO-46 package and the LM285-1.2/LM385-1.2 are also available in a low-cost TO-92 molded package, as well as SO and SOT-23. The LM185-1.2 is also available in a hermetic leadless chip carrier package.

Features

- ± 4 mV ($\pm 0.3\%$) max. initial tolerance (A grade)
- Operating current of 10 μ A to 20 mA
- 0.6 Ω max dynamic impedance (A grade)
- Low temperature coefficient
- Low voltage reference—1.235V
- 2.5V device and adjustable device also available
- LM185-2.5 series and LM185 series, respectively

Connection Diagrams

TO-92
Plastic Package (Z)



D900516-01

Bottom View

Order Number LM285Z-1.2,
LM285AZ-1.2, LM285AXZ-1.2,
LM285AYZ-1.2, LM285GXZ-1.2,
LM285BYZ-1.2, LM385Z-1.2,
LM385AZ-1.2, LM385AXZ-1.2,
LM385AYZ-1.2, LM385BZ-1.2,
LM385BAXZ-1.2 or LM385BYZ-1.2
See NS Package Number Z03A

SOT23



D900516-03

Order Number LM385M3-1.2
See NS Package Number MA03B

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

(Note 2)

Reverse Current 30 mA
Forward Current 10 mA

Operating Temperature Range (Note 3)

LM185-1.2 -55°C to +125°C
LM285-1.2 -40°C to +85°C
LM385-1.2 0°C to 70°C

Storage Temperature -65°C to +150°C

Soldering Information

TO-92 package: 10 sec 260°C

TO-46 package: 10 sec 300°C

SO and SOT Pkg

Vapor phase (60 sec) 215°C

Infrared (15 sec) 220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM285A-1.2 LM285AX-1.2 LM285AY-1.2			LM385A-1.2 LM385AX-1.2 LM385AY-1.2			Units (Limit)
		Typ	Tested Limit (Notes 5, 6)	Design Limit (Note 6)	Typ	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	
Reverse Breakdown Voltage	$I_R = 100 \mu A$	1.235 1.230	1.231 1.239	 1.220 1.245	1.235 1.235	1.231 1.239	1.225 1.245	V(Min) V(Max) V(Min) V(Max)
Minimum Operating Current		7	8	10	7	8	10	μA (Max)
Reverse Breakdown Voltage Change with Current	$I_{MIN} \leq I_R \leq 1 \text{ mA}$		1	1.5		1	1.5	mV (Max)
	$1 \text{ mA} \leq I_R \leq 20 \text{ mA}$		10	20		10	20	mV (Max)
Reverse Dynamic Impedance	$I_R = 100 \mu A, f = 20 \text{ Hz}$	0.2		0.6 1.5	0.2		0.6 1.5	Ω (Max)
Wideband Noise (rms)	$I_R = 100 \mu A,$ $10 \text{ Hz} \leq f \leq 10 \text{ kHz}$	60			60			μV
Long Term Stability	$I_R = 100 \mu A, T = 1000 \text{ Hr},$ $T_A = 25^\circ C \pm 0.1^\circ C$	20			20			ppm
Average Temperature Coefficient (Note 7)	$I_{MIN} \leq I_R \leq 20 \text{ mA}$							
	X Suffix		30			30		ppm/°C (Max)
	Y Suffix All Others		50	150		50	150	

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	Typ	LM185-1.2 LM185BX-1.2 LM185BY-1.2 LM285-1.2 LM285BX-1.2 LM285BY-1.2		LM385B-1.2 LM385BX-1.2 LM385BY-1.2		LM385-1.2		Units (Units)
			Tested Limit (Notes 5, 9)	Design Limit (Note 6)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	Tested Limit (Note 5)	Design Limit (Note 6)	
			Reverse Breakdown Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10 \mu\text{A} \leq I_R \leq 20 \text{ mA}$	1,235	1,223 1,247		1,223 1,247	
Minimum Operating Current	LM385M3-1.2	8	10	20	15	20	15	20	μA (Max)
Reverse Breakdown Voltage Change with Current	$10 \mu\text{A} \leq I_R \leq 1 \text{ mA}$ $1 \text{ mA} \leq I_R \leq 20 \text{ mA}$		1	1.5	1	1.5	1	1.5	mV (Max) mV (Max)
Reverse Dynamic Impedance	$I_R = 100 \mu\text{A}$, $f = 20 \text{ Hz}$	1							Ω
Wideband Noise (rms)	$I_R = 100 \mu\text{A}$, $10 \text{ Hz} \leq f \leq 10 \text{ kHz}$	60							μV
Long Term Stability	$I_R = 100 \mu\text{A}$, $T = 1000 \text{ Hr}$, $T_A = 25^\circ\text{C} \pm 0.1^\circ\text{C}$	20							ppm
Average Temperature Coefficient (Note 7)	$I_R = 100 \mu\text{A}$ X Suffix Y Suffix All Others		30 50		30 50			150	ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/ $^\circ\text{C}$ (Max)

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS185H-1.2 for military specifications.

Note 3: For elevated temperature operation, T_J max is:

LM185 150°C

LM285 125°C

LM385 100°C

Thermal Resistance	TO-92	TO-46	SO-8	SOT23
θ_{JA} (junction to ambient)	180°C/W (0.4" leads) 170°C/W (0.125" leads)	440°C/W	165°C/W	283°C/W
θ_{JC} (junction to case)	N/A	80°C/W	N/A	N/A

Note 4: Parameters identified with boldface type apply at temperature extremes. All other numbers apply at $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$.

Note 5: Guaranteed and 100% production tested.

Note 6: Guaranteed, but not 100% production tested. These limits are not used to calculate average outgoing quality levels.

Note 7: The average temperature coefficient is defined as the maximum deviation of reference voltage at all measured temperatures between the operating T_{MAX} and T_{MIN} , divided by $T_{MAX} - T_{MIN}$. The measured temperatures are -55°C , -40°C , 0°C , 25°C , 70°C , 85°C , 125°C .

Note 8: A military RETS electrical specification is available on request.

LM136-5.0/LM236-5.0/LM336-5.0, 5.0V Reference Diode

General Description

The LM136-5.0/LM236-5.0/LM336-5.0 integrated circuits are precision 5.0V shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low temperature coefficient 5.0V zener with 0.6 Ω dynamic impedance. A third terminal on the LM136-5.0 allows the reference voltage and temperature coefficient to be trimmed easily.

The LM136-5.0 series is useful as a precision 5.0V low voltage reference for digital voltmeters, power supplies or op amp circuitry. The 5.0V makes it convenient to obtain a stable reference from low voltage supplies. Further, since the LM136-5.0 operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

The LM136-5.0 is rated for operation over -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ while the LM236-5.0 is rated over a -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range. The LM336-5.0 is rated for operation

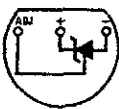
over a 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range. See the connection diagrams for available packages. For applications requiring 2.5V see LM136-2.5.

Features

- Adjustable 4V to 6V
- Low temperature coefficient
- Wide operating current of 600 μA to 10 mA
- 0.6 Ω dynamic impedance
- $\pm 1\%$ initial tolerance available
- Guaranteed temperature stability
- Easily trimmed for minimum temperature drift
- Fast turn-on
- Three lead transistor package

Connection Diagrams

TO-92
Plastic Package

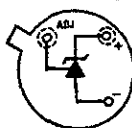


Bottom View

TL/H/5718-4

Order Number LM236AZ-5.0,
LM336Z-5.0 or LM336BZ-5.0
See NS Package Number 203A

TO-46
Metal Can Package

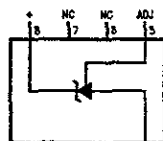


Bottom View

TL/H/5718-5

Order Number LM136H-5.0,
LM136H-5.0/863, LM236H-5.0,
LM136AH-5.0, LM136AH-5.0/863,
or LM236AH-5.0
See NS Package Number H03H

SO Package



TL/H/5718-7

Order Number LM336M-5.0 or
LM336BM-5.0
See NS Package Number M08A

Typical Applications

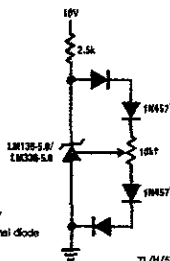
5.0V Reference



TL/H/5718-1

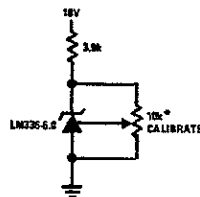
[†] Adjust to 5.00V
^{*} Any silicon signal diode

5.0V Reference with Minimum Temperature Coefficient



TL/H/5718-15

Trimmed 4V to 6V Reference with Temperature Coefficient Independent of Breakdown Voltage



TL/H/5718-3

^{*} Does not affect temperature coefficient

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Reverse Current	15mA
Forward Current	10mA
Storage Temperature	-60°C to +150°C
Operating Temperature Range (Note 2)	
LM136-5.0	-55°C to +150°C
LM236-5.0	-25°C to +85°C
LM336-5.0	0°C to +70°C

Soldering Information

TO-82 Package (10 sec.)	260°C
TO-46 Package (10 sec.)	300°C
SO Package	
Vapor Phase (80 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM136A-5.0/LM236A-5.0 LM136-5.0/LM236-5.0			LM336B-5.0 LM336-5.0			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reverse Breakdown Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$							
	LM136-5.0/LM236-5.0/LM336-5.0 LM136A-5.0/LM236A-5.0, LM336B-5.0	4.9 4.95	5.00 5.00	5.1 5.05	4.8 4.90	5.00 5.00	5.2 5.1	V V
Reverse Breakdown Change With Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $600\ \mu\text{A} \leq I_R \leq 10\text{ mA}$		6	12		6	20	mV
Reverse Dynamic Impedance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$, $f = 100\text{ Hz}$		0.6	1.2		0.6	2	Ω
Temperature Stability (Note 4)	V_R Adjusted 5.00V $I_R = 1\text{ mA}$, (Figure 2) $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ (LM336-5.0)					4	12	mV mV
	$-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ (LM236-5.0) $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM136-5.0)		7 20	18 36				mV mV
Reverse Breakdown Change With Current	$600\ \mu\text{A} \leq I_R \leq 10\text{ mA}$		6	17		6	24	mV
Adjustment Range	Circuit of Figure 1		± 1			± 1		V
Reverse Dynamic Impedance	$I_R = 1\text{ mA}$		0.8	1.6		0.8	2.5	Ω
Long Term Stability	$T_A = 25^\circ\text{C} \pm 0.1^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{ mA}$, $t = 1000\text{ hrs}$		20			20		ppm

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: For elevated temperature operation, T_j max is:

LM136	150°C
LM236	125°C
LM336	100°C

Thermal Resistance	TO-82	TO-46	SO-8
θ_{JA} (Junction to Ambient)	180°C/W (0.4" Leads) 170°C/W (0.125" Leads)	440°C/W	185°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	80°C/W	N/A

Note 3: Unless otherwise specified, the LM136-5.0 is specified from $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, the LM236-5.0 from $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ and the LM336-5.0 from $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$.

Note 4: Temperature stability for the LM336 and LM236 family is guaranteed by design. Design limits are guaranteed (but not 100% percent production tested) over the indicated temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels. Stability is defined as the maximum change in V_{REG} from 25°C to $T_A(\text{min})$ or $T_A(\text{max})$.

LM725 Operational Amplifier

General Description

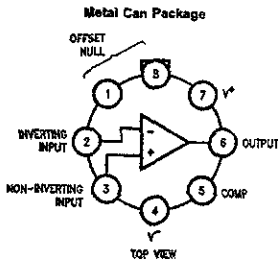
The LM725/LM725A/LM725C are operational amplifiers featuring superior performance in applications where low noise, low drift, and accurate closed-loop gain are required. With high common mode rejection and offset null capability, it is especially suited for low level instrumentation applications over a wide supply voltage range.

The LM725A has tightened electrical performance with higher input accuracy and like the LM725, is guaranteed over a -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ temperature range. The LM725C has slightly relaxed specifications and has its performance guaranteed over a 0°C to 70°C temperature range.

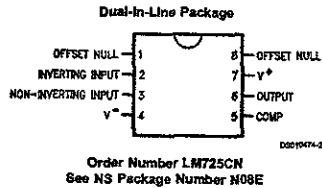
Features

- High open loop gain 3,000,000
- Low input voltage drift $0.6 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
- High common mode rejection 120 dB
- Low input noise current $0.15 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Low input offset current 2 nA
- High input voltage range $\pm 14\text{V}$
- Wide power supply range $\pm 3\text{V}$ to $\pm 22\text{V}$
- Offset null capability
- Output short circuit protection

Connection Diagrams



Order Number LM725H/883, LM725CH
or LM725AH/883
See NS Package Number H08C



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	±22V
Internal Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage (Note 3)	±22V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Lead Temperature

(Soldering, 10 Sec.)

260°C

Maximum Junction Temperature

150°C

Operating Temperature Range

$T_{A(MIN)}$

$T_{A(MAX)}$

LM725

-55°C

to +125°C

LM725A

-55°C

to +125°C

LM725C

0°C

to +70°C

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM725A			LM725			LM725C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Without External Trim)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_B \leq 10\text{ k}\Omega$			0.5		0.5	1.0		0.5	2.5	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		2.0	5.0	2.0	20		2.0	35		nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		42	80	42	100		42	125		nA
Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$										
	$f_o = 10\text{ Hz}$		15		15			15			nV/√Hz
	$f_o = 100\text{ Hz}$		9.0		9.0			9.0			nV/√Hz
	$f_o = 1\text{ kHz}$		8.0		8.0			8.0			nV/√Hz
Input Noise Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$							1.0			pA/√Hz
	$f_o = 10\text{ Hz}$		1.0		1.0			0.3			pA/√Hz
	$f_o = 100\text{ Hz}$		0.3		0.3			0.15			pA/√Hz
	$f_o = 1\text{ kHz}$		0.15		0.15						pA/√Hz
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1.5		1.5			1.5			MΩ
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	±13.5	±14		±13.5	±14		±13.5	±14		V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$	1000	3000		1000	3000		250	3000		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_B \leq 10\text{ k}\Omega$	120			110	120		94	120		dB
Power Supply Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_B \leq 10\text{ k}\Omega$		2.0	5.0		2.0	10		2.0	35	μV/V
Output Voltage Swing	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	±12.5	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5		V
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$		80	105		80	105		80	150	mW
Input Offset Voltage (Without External Trim)	$R_B \leq 10\text{ k}\Omega$			0.7		1.5			3.5		mV
Average Input Offset Voltage Drift (Without External Trim)	$R_B = 50\Omega$			2.0		2.0	5.0		2.0		μV/°C
Average Input Offset Voltage Drift (With External Trim)	$R_B = 50\Omega$		0.6	1.0		0.6			0.6		μV/°C
Input Offset Current	$T_A = T_{MAX}$		1.2	4.0		1.2	20		1.2	35	nA
	$T_A = T_{MIN}$		7.5	18.0		7.5	40		4.0	50	nA
Average Input Offset Current Drift			35	80		35	150		10		pA/°C
Input Bias Current	$T_A = T_{MAX}$		20	70		20	100		125		nA
	$T_A = T_{MIN}$		80	180		80	200		250		nA

Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Conditions	LM725A			LM725			LM725C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	1,000,000			1,000,000			125,000			V/V
	$T_A = T_{MAX}$	500,000			250,000			125,000			
	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$										
	$T_A = T_{MIN}$										
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	110			100			115			dB
Power Supply Rejection Ratio	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	8.0			20			20			$\mu\text{V/V}$
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	± 12			± 10			± 10			V

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

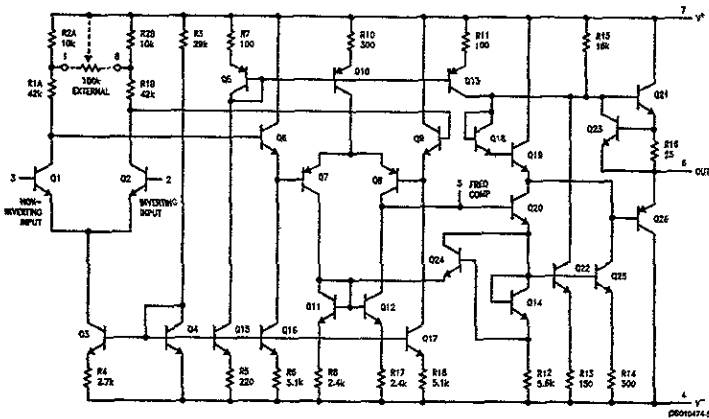
Note 2: Dissate at 100°C/W for operation at ambient temperatures above 75°C .

Note 3: For supply voltages less than 2.2V , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ unless otherwise specified.

Note 5: For Military electrical specifications RETS725AX are available for LM725AH and RETS725CX are available for LM725HL.

Schematic Diagram



LM10 Operational Amplifier and Voltage Reference

General Description

The LM10 series are monolithic linear ICs consisting of a precision reference, an adjustable reference buffer and an independent, high quality op amp.

The unit can operate from a total supply voltage as low as 1.1V or as high as 40V, drawing only 270 μ A. A complementary output stage swings within 15 mV of the supply terminals or will deliver ± 20 mA output current with ± 0.4 V saturation. Reference output can be as low as 200 mV.

The circuit is recommended for portable equipment and is completely specified for operation from a single power cell. In contrast, high output-drive capability, both voltage and current, along with thermal overload protection, suggest it in demanding general-purpose applications.

The device is capable of operating in a floating mode, independent of fixed supplies. It can function as a remote comparator, signal conditioner, SCR controller or transmitter for

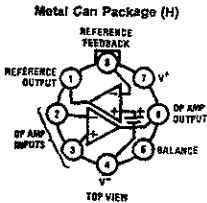
analog signals, delivering the processed signal on the same line used to supply power. It is also suited for operation in a wide range of voltage- and current-regulator applications, from low voltages to several hundred volts, providing greater precision than existing ICs.

This series is available in the three standard temperature ranges, with the commercial part having relaxed limits. In addition, a low-voltage specification (suffix "L") is available in the limited temperature ranges at a cost savings.

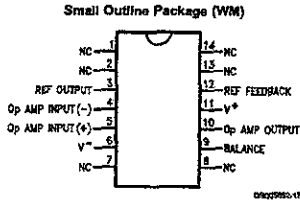
Features

- input offset voltage 2.0 mV (max)
- input offset current 0.7 nA (max)
- input bias current 20 nA (max)
- reference regulation 0.1% (max)
- offset voltage drift: 2 μ V/°C
- reference drift: 0.002%/°C

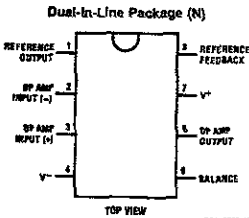
Connection and Functional Diagrams



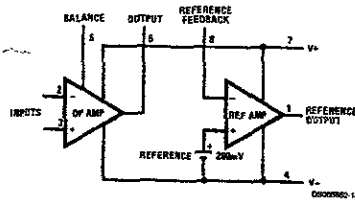
Order Number LM10BH, LM10CH, LM10CLH or LM10H/BS3
 available per SMA# 5962-8760401
 See NS Package Number H08A



Order Number LM10CWM
 See NS Package Number M14B



Order Number LM10CN or LM10CLN
 See NS Package Number N08E



Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 8)

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

	LM101, LM108/ LM10C	LM108L/ LM10CL
Total Supply Voltage	45V	7V
Differential Input Voltage (Note 2)	±40V	±7V
Power Dissipation (Note 3)	internally limited	
Output Short-circuit Duration (Note 4)	continuous	
Storage-Temp. Range	-55°C to +150°C	
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)		
Metal Can	300°C	
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds) DIP	260°C	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	
Infrared (15 seconds)	220°C	

ESD rating is to be determined

Maximum Junction Temperature

LM10	150°C
LM10B	100°C
LM10C	85°C

Operating Ratings

Package Thermal Resistance

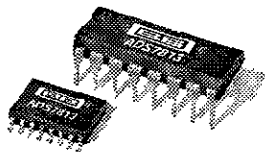
	θ_{JA}	θ_{JC}
H Package	150°C/W	
N Package	87°C/W	
WN Package	90°C/W	
H Package		45°C/W

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics

$T_J = 25^\circ\text{C}$, $T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$ (Boldface type refers to limits over temperature range) (Note 5)

Parameter	Conditions	LM10/LM10B			LM10C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input offset voltage			0.3	2.0		0.5	4.0	mV
				3.0			5.0	mV
Input offset current (Note 6)			0.25	0.7		0.4	2.0	nA
				1.5			3.0	nA
Input bias current			10	20		12	30	nA
				30			40	nA
Input resistance		250	500		150	400		k Ω
		150			115			k Ω
Large signal voltage gain	$V_S = \pm 20\text{V}$, $I_{OUT} = 0$	120	400		60	400		V/mV
	$V_{OUT} = \pm 19.95\text{V}$	80			50			V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 19.4\text{V}$	50	130		25	130		V/mV
	$I_{OUT} = \pm 20\text{ mA}$ ($\pm 15\text{ mA}$)	20			15			V/mV
	$V_S = \pm 0.6\text{V}$ (0.65V), $I_{OUT} = \pm 2\text{ mA}$	1.5	3.0		1.0	3.0		V/mV
	$V_{OUT} = \pm 0.4\text{V}$ ($\pm 0.3\text{V}$), $V_{CM} = -0.4\text{V}$	0.5			0.75			V/mV
Shunt gain (Note 7)	1.2V (1.3V) $\leq V_{OUT} \leq 40\text{V}$, $R_L = 1.1\text{ k}\Omega$	14	33		10	33		V/mV
	0.1 mA $\leq I_{OUT} \leq 5\text{ mA}$	8			6			V/mV
	1.5V $\leq V_{OUT} \leq 40\text{V}$, $R_L = 250\Omega$	8	25		6	25		V/mV
	0.1 mA $\leq I_{OUT} \leq 20\text{ mA}$	4			4			V/mV
Common-mode rejection	-20V $\leq V_{CM} \leq 19.15\text{V}$ (19V)	93	102		90	102		dB
	$V_S = \pm 20\text{V}$	87			87			dB
Supply-voltage rejection	-0.2V $\leq V_{IN} \leq -39\text{V}$	90	96		87	96		dB
	$V_{IN} = 1.0\text{V}$ (1.1V)	84			84			dB
	1.0V (1.1V) $\leq V_{IN} \leq 39\text{V}$	96	106		93	106		dB
	$V_{IN} = -0.2\text{V}$	90			90			dB
Offset voltage drift			2.0			5.0		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset current drift			2.0			5.0		pA/°C
Bias current drift	$T_C < 100^\circ\text{C}$		60			90		pA/°C
Line regulation	1.2V (1.3V) $\leq V_S \leq 40\text{V}$		0.001	0.003		0.001	0.008	%/V
	0.5 mA $\leq I_{REF} \leq 1.0\text{ mA}$, $V_{REF} = 200\text{ mV}$			0.006			0.01	%/V



ADS7813

Low-Power, Serial 16-Bit Sampling ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER

FEATURES

- 20 μ s max CONVERSION TIME
- SINGLE +5V SUPPLY OPERATION
- PIN-COMPATIBLE WITH 12-BIT ADS7812
- EASY-TO-USE SERIAL INTERFACE
- 16-PIN 0.3" PLASTIC DIP AND SOIC
- ± 2.0 LSB max INL
- 87dB min SINAD
- USES INTERNAL OR EXTERNAL REFERENCE
- MULTIPLE INPUT RANGES
- 35mW max POWER DISSIPATION
- NO MISSING CODES
- 50 μ W POWER DOWN MODE

APPLICATIONS

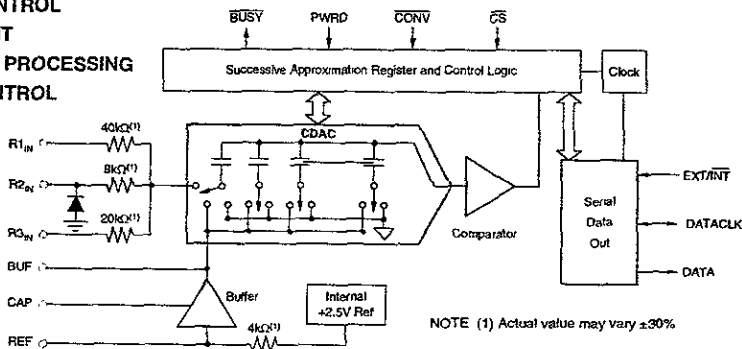
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION SYSTEMS
- ROBOTICS
- INDUSTRIAL CONTROL
- TEST EQUIPMENT
- DIGITAL SIGNAL PROCESSING
- DSP SERVO CONTROL

DESCRIPTION

The ADS7813 is a low-power, single +5V supply, 16-bit sampling analog-to-digital converter. It contains a complete 16-bit capacitor-based SAR A/D with a sample/hold, clock, reference, and serial data interface.

The converter can be configured for a variety of input ranges including ± 10 V, ± 5 V, 0V to 10V, and 0.5V to 4.5V. A high impedance 0.3V to 2.8V input range is also available (input impedance > 10 M Ω). For most input ranges, the input voltage can swing to +16.5V or -16.5V without damage to the converter.

A flexible SPI compatible serial interface allows data to be synchronized to an internal or external clock. The ADS7813 is specified at a 40kHz sampling rate over the -40 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C temperature range. It is available in a 16-pin 0.3" plastic DIP or a 16-lead SOIC package.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel. (520) 746-1111 • Twx: 910-852-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com> • FAXLine: (800) 548-5133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 888-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

At $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$, $f_S = 40\text{kHz}$, $V_S = +5\text{V} \pm 5\%$, using internal reference, unless otherwise specified

PARAMETER	CONDITIONS	ADS7813P, U			ADS7813PB, UB			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
RESOLUTION				16			*	Bits
ANALOG INPUT Voltage Range Impedance Capacitance			See Table 1 See Table 1 35			*	*	μF
THROUGHPUT SPEED Conversion Time Complete Cycle Throughput Rate	Acquire and Convert			20 25			*	μs μs kHz
DC ACCURACY Integral Linearity Error Differential Linearity Error No Missing Codes Transition Noise ⁽²⁾ Full Scale Error ⁽³⁾ Full Scale Error Dnrl Full Scale Error ⁽³⁾ Full Scale Error Dnrl Bipolar Zero Error Bipolar Zero Error Drift Unipolar Zero Error Unipolar Zero Error Drift Recovery Time to Rated Accuracy from Power Down ⁽⁴⁾ Power Supply Sensitivity				± 3 $+3, -2$		*	± 2 $+2, -1$	LSB ⁽¹⁾ LSB Bits LSB % ppm/ $^{\circ}\text{C}$ % ppm/ $^{\circ}\text{C}$ mV ppm/ $^{\circ}\text{C}$ mV ppm/ $^{\circ}\text{C}$ μs LSB
	Ext. 2.5000V Ref Ext. 2.5000V Ref	15	0.5	± 0.5 ± 0.5	16	*	± 0.25 ± 0.25	
	Bipolar Ranges Bipolar Ranges Unipolar Ranges Unipolar Ranges		± 5	± 10		*	*	
	1.0 μF Capacitor to CAP		± 3	± 6		*	*	
	$+4.75\text{V} < (V_S = +5\text{V}) < +5.25$			± 12			*	
AC ACCURACY Spurious-Free Dynamic Range Total Harmonic Distortion Signal-to-(Noise+Distortion) Signal-to-Noise Useable Bandwidth ⁽⁶⁾ Full Power -3dB Bandwidth	$f_{IN} = 1\text{kHz}$ $f_{IN} = 1\text{kHz}$ $f_{IN} = 1\text{kHz}$ $f_{IN} = 1\text{kHz}$	90 85 85	100 -98 89	-90	96 87 87	102 -100 *	-96	dB ⁽⁵⁾ dB dB dB kHz kHz
SAMPLING DYNAMICS Aperture Delay Aperture Jitter Transient Response Overvoltage Recovery ⁽⁷⁾	FS Step		40 20 5 750			*	*	ns ps μs ns
REFERENCE Internal Reference Voltage Internal Reference Source Current Internal Reference Dnrl External Reference Voltage Range External Reference Current Drain	$V_{REF} = +2.5\text{V}$	2.48 2.3	2.5 2.5	2.52 2.7 100	*	*	*	V μA ppm/ $^{\circ}\text{C}$ V μA
DIGITAL INPUTS Logic Levels V_{IL} V_{IH} I_{IL} I_{IH}		-0.3 +2.0		+0.8 $V_S + 0.3\text{V}$ ± 10 ± 10	*	*	*	V V μA μA
DIGITAL OUTPUTS Data Format Data Coding V_{OL} V_{OH} Leakage Current Output Capacitance	$I_{SINK} = 1.6\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 500\mu\text{A}$ High-Z State, $V_{OUT} = 0\text{V}$ to V_S High-Z State	4		Serial Binary Two's Complement +0.4 ± 1	*	*	*	V V μA pF

The information provided herein is believed to be reliable, however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

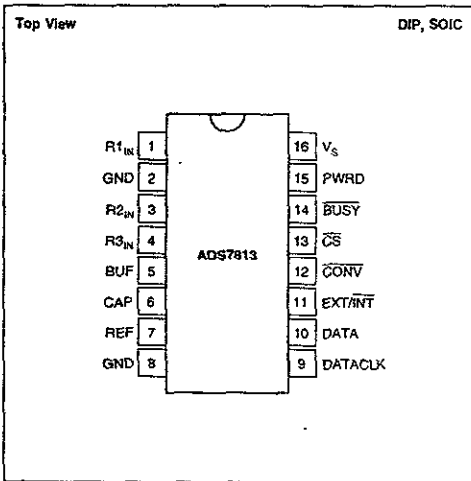


ADS7813

PIN CONFIGURATION

PIN #	NAME	DESCRIPTION
1	R1 _{IN}	Analog Input. See Tables I and IV.
2	GND	Ground
3	R2 _{IN}	Analog Input. See Tables I and IV.
4	R3 _{IN}	Analog Input. See Tables I and IV.
5	BUF	Reference Buffer Output. Connect to R1 _{IN} , R2 _{IN} , or R3 _{IN} as needed.
6	CAP	Reference Buffer Compensation Node. Decouple to ground with a 1 μ F tantalum capacitor in parallel with a 0.01 μ F ceramic capacitor.
7	REF	Reference Input/Output. Outputs internal +2.5V reference via a series 4k Ω resistor. Decouple this voltage with a 1 μ F to 2.2 μ F tantalum capacitor to ground. If an external reference voltage is applied to this pin, it will override the internal reference.
8	GND	Ground
9	DATACLK	Data Clock Pin. With EXT/INT LOW, this pin is an output and provides the synchronous clock for the serial data. The output is tri-stated when CS is HIGH. With EXT/INT HIGH, this pin is an input and the serial data clock must be provided externally.
10	DATA	Serial Data Output. The serial data is always the result of the last completed conversion and is synchronized to DATACLK. If DATACLK is from the internal clock (EXT/INT LOW), the serial data is valid on both the rising and falling edges of DATACLK. DATA is tri-stated when CS is HIGH.
11	EXT/INT	External or Internal DATACLK Pin. Selects the source of the synchronous clock for serial data. If HIGH, the clock must be provided externally. If LOW, the clock is derived from the internal conversion clock. Note that the clock used to time the conversion is always internal regardless of the status of EXT/INT.
12	CONV	Convert Input. A falling edge on this input puts the internal sample/hold into the hold state and starts a conversion regardless of the state of CS. If a conversion is already in progress, the falling edge is ignored. If EXT/INT is LOW, data from the previous conversion will be serially transmitted during the current conversion.
13	CS	Chip Select. This input tri-states all outputs when HIGH and enables all outputs when LOW. This includes DATA, BUSY, and DATACLK (when EXT/INT is LOW). Note that a falling edge on CONV will initiate a conversion even when CS is HIGH.
14	BUSY	Busy Output. When a conversion is started, BUSY goes LOW and remains LOW throughout the conversion. If EXT/INT is LOW, data is serially transmitted while BUSY is LOW. BUSY is tri-stated when CS is HIGH.
15	PWRD	Power Down Input. When HIGH, the majority of the ADS7813 is placed in a low power mode and power consumption is significantly reduced. CONV must be taken LOW prior to PWRD going LOW in order to achieve the lowest power consumption. The time required for the ADS7813 to return to normal operation after power down depends on a number of factors. Consult the Power Down section for more information.
16	V _S	+5V Supply Input. For best performance, decouple to ground with a 0.1 μ F ceramic capacitor in parallel with a 10 μ F tantalum capacitor.

PIN CONFIGURATION



ANALOG INPUT RANGE (V)	CONNECT R1 _{IN} TO	CONNECT R2 _{IN} TO	CONNECT R3 _{IN} TO	INPUT IMPEDANCE (k Ω)
$\pm 10V$	V _{IN}	BUF	GND	45.7
0.3125V to 2.8125V	V _{IN}	V _{IN}	V _{IN}	> 10,000
$\pm 5V$	GND	BUF	V _{IN}	26.7
0V to 10V	BUF	GND	V _{IN}	26.7
0V to 4V	BUF	V _{IN}	GND	21.3
$\pm 3.33V$	V _{IN}	BUF	V _{IN}	21.3
0.5V to 4.5V	GND	V _{IN}	GND	21.3

TABLE I. ADS7813 Input Ranges.

Description

The TSC7660 DC to DC converter will generate a negative output from a positive source. With two external capacitors, the TSC7660 will convert a 1.5 V to 10.0 V input signal to -1.5 V to -10.0 V level. The TSC7660 easily generates -5 V in +5 V systems.

Like analog to digital converters, digital to analog converters, operational amplifiers, and multiplexers require negative supply voltages. The TSC7660 allows +5 V digital logic to incorporate these analog components without an additional main power source. The TSC7660 can reduce total system cost, ease engineering development and reduce space, power and weight.

The TSC7660 charges a capacitor to the applied supply voltage. Internal analog gates connect the capacitor across the supply. Charge is transferred to an output storage capacitor during the voltage conversion. Operation requires only two external capacitors for supply voltage $\leq 6.5\text{ V}$.

Other on-chip are a series DC power supply regulator, an oscillator, voltage level translator, four output power switches, and a unique logic element which senses the negative voltage in the device and ensures that the output channel switches are not forward biased. This assures free operation.

The oscillator, when unloaded, oscillates at a nominal frequency of 10 kHz for an input supply voltage of 5.0 volts. This frequency can be lowered by the addition of an external capacitor to the "OSC" terminal, or the oscillator may be driven by an external clock.

The "LV" terminal may be tied to GROUND to bypass the internal series regulator and improve low voltage (LV) operation. At medium to high voltages (+3.5 to +10.0 volts), the LV terminal is left floating to prevent device latchup.

Features

- Converts +5 V Logic Supply to $\pm 5\text{ V}$ System
- Wide Input Voltage Range 1.5 V to 10.0 V
- Efficient Voltage Conversion 99.9%
- Excellent Power Efficiency 98%
- Low Supply Current 500 μA Max
- Cascade for Output Voltage Multiplication
- Low Cost and Easy to Use
- Only 2 External Capacitors Required

Ordering Information

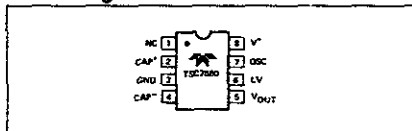
Part No.	Package	Temperature Range
TSC7660CPA	8-Pin Plastic Dip	0° C to +70° C
TSC7660IJA	8-Pin CerDIP	-40° C to +85° C
TSC7660MJA	8-Pin CerDIP	-55° C to +125° C
TSC7660/Y	Chip	25° C

Devices with MIL-STD-883 Processing

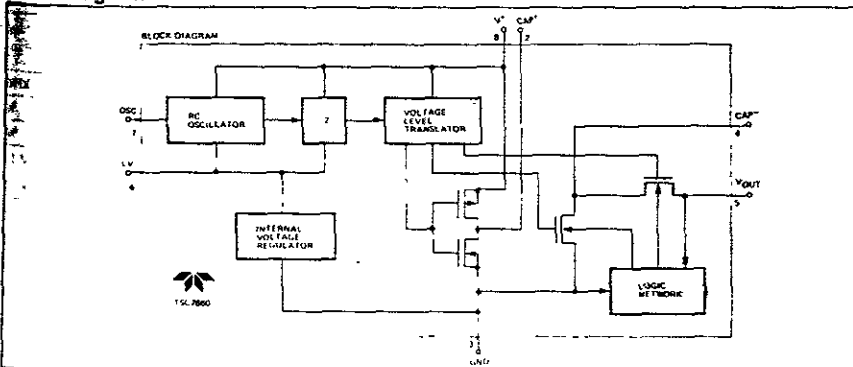
TSC7660MJA/883	8-Pin CerDIP	-55° C to +125° C
----------------	--------------	-------------------

The TSC7660 open circuit output voltage is equal to the input voltage to within 0.1%. The TSC7660 has a 98% power conversion efficiency for a 2 -5 mA load currents.

Pin Configuration



Block Diagram



SN54HC04, SN74HC04 HEX INVERTERS

D2684, DECEMBER 1982—REVISED SEPTEMBER 1987

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers, and Standard Plastic and Ceramic 300-mil DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

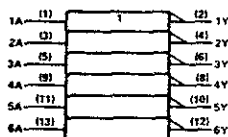
These devices contain six independent inverters. They perform the Boolean function $Y = \bar{A}$.

The SN54HC04 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The SN74HC04 is characterized for operation from -40°C to 85°C .

FUNCTION TABLE
(each inverter)

INPUT A	OUTPUT Y
H	L
L	H

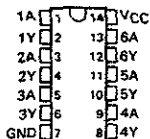
logic symbols†



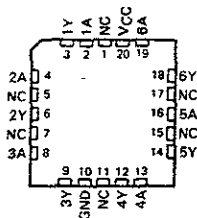
† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

Pin numbers shown are for O, J, and N packages.

SN54HC04 . . . J PACKAGE
SN74HC04 . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54HC04 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

logic diagram (positive logic)



2

HCMOS Devices

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

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1982 Texas Instruments Incorporated

2-23

Apéndice B

**Tabla del termopar tipo J y tabla de caracteres ASCII
Para el AND491.**

Upper 4 bit Lower 4 bit	0000	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1010	1011	1100	1101	1110	1111
XXXX0000	CG RAM (1)		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A
XXXX0001	(2)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B
XXXX0010	(3)		2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C
XXXX0011	(4)		3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D
XXXX0100	(5)		4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E
XXXX0101	(6)		5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
XXXX0110	(7)		6	7	8	9	A	B	C	D	E	F	G
XXXX0111	(8)		7	8	9	A	B	C	D	E	F	G	H
XXXX1000	(1)		8	9	A	B	C	D	E	F	G	H	I
XXXX1001	(2)		9	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
XXXX1010	(3)		A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
XXXX1011	(4)		B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
XXXX1100	(5)		C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M
XXXX1101	(6)		D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N
XXXX1110	(7)		E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
XXXX1111	(8)		F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P

TABLA 2. JUEGO DE CARACTERES DEL EXHIBIDOR

TABLE 4
Iron-constant Type / Thermocouples °C

EMF in Absolute Millivolts										Reference Junctions at 0°C														
DEC. C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	DEC. C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	DEC. C
THERMOELECTRIC VOLTAGE IN ABSOLUTE MILLIVOLTS																								
200	10.000	8.000	6.000	4.000	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.000	10.048	10.096	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	100
190	10.048	7.996	5.996	3.996	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.048	10.096	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	90
180	10.096	7.944	5.944	3.944	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.096	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	10.624	80
170	10.144	7.892	5.892	3.892	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	10.624	10.672	70
160	10.192	7.840	5.840	3.840	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	10.624	10.672	10.720	60
150	10.240	7.788	5.788	3.788	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	10.624	10.672	10.720	10.768	50
140	10.288	7.736	5.736	3.736	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	10.624	10.672	10.720	10.768	10.816	40
130	10.336	7.684	5.684	3.684	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	10.624	10.672	10.720	10.768	10.816	10.864	30
120	10.384	7.632	5.632	3.632	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	10.624	10.672	10.720	10.768	10.816	10.864	10.912	20
110	10.432	7.580	5.580	3.580	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.432	10.480	10.528	10.576	10.624	10.672	10.720	10.768	10.816	10.864	10.912	10.960	10
100	10.480	7.528	5.528	3.528	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.480	10.528	10.576	10.624	10.672	10.720	10.768	10.816	10.864	10.912	10.960	11.008	0
90	10.528	7.476	5.476	3.476	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.528	10.576	10.624	10.672	10.720	10.768	10.816	10.864	10.912	10.960	11.008	11.056	-10
80	10.576	7.424	5.424	3.424	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.576	10.624	10.672	10.720	10.768	10.816	10.864	10.912	10.960	11.008	11.056	11.104	-20
70	10.624	7.372	5.372	3.372	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.624	10.672	10.720	10.768	10.816	10.864	10.912	10.960	11.008	11.056	11.104	11.152	-30
60	10.672	7.320	5.320	3.320	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.672	10.720	10.768	10.816	10.864	10.912	10.960	11.008	11.056	11.104	11.152	11.200	-40
50	10.720	7.268	5.268	3.268	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.720	10.768	10.816	10.864	10.912	10.960	11.008	11.056	11.104	11.152	11.200	11.248	-50
40	10.768	7.216	5.216	3.216	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.768	10.816	10.864	10.912	10.960	11.008	11.056	11.104	11.152	11.200	11.248	11.296	-60
30	10.816	7.164	5.164	3.164	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.816	10.864	10.912	10.960	11.008	11.056	11.104	11.152	11.200	11.248	11.296	11.344	-70
20	10.864	7.112	5.112	3.112	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.864	10.912	10.960	11.008	11.056	11.104	11.152	11.200	11.248	11.296	11.344	11.392	-80
10	10.912	7.060	5.060	3.060	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.912	10.960	11.008	11.056	11.104	11.152	11.200	11.248	11.296	11.344	11.392	11.440	-90
0	10.960	7.008	5.008	3.008	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	10.960	11.008	11.056	11.104	11.152	11.200	11.248	11.296	11.344	11.392	11.440	11.488	-100
-10	11.008	6.956	4.956	2.956	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.008	11.056	11.104	11.152	11.200	11.248	11.296	11.344	11.392	11.440	11.488	11.536	-110
-20	11.056	6.904	4.904	2.904	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.056	11.104	11.152	11.200	11.248	11.296	11.344	11.392	11.440	11.488	11.536	11.584	-120
-30	11.104	6.852	4.852	2.852	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.104	11.152	11.200	11.248	11.296	11.344	11.392	11.440	11.488	11.536	11.584	11.632	-130
-40	11.152	6.800	4.800	2.800	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.152	11.200	11.248	11.296	11.344	11.392	11.440	11.488	11.536	11.584	11.632	11.680	-140
-50	11.200	6.748	4.748	2.748	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.200	11.248	11.296	11.344	11.392	11.440	11.488	11.536	11.584	11.632	11.680	11.728	-150
-60	11.248	6.696	4.696	2.696	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.248	11.296	11.344	11.392	11.440	11.488	11.536	11.584	11.632	11.680	11.728	11.776	-160
-70	11.296	6.644	4.644	2.644	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.296	11.344	11.392	11.440	11.488	11.536	11.584	11.632	11.680	11.728	11.776	11.824	-170
-80	11.344	6.592	4.592	2.592	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.344	11.392	11.440	11.488	11.536	11.584	11.632	11.680	11.728	11.776	11.824	11.872	-180
-90	11.392	6.540	4.540	2.540	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.392	11.440	11.488	11.536	11.584	11.632	11.680	11.728	11.776	11.824	11.872	11.920	-190
-100	11.440	6.488	4.488	2.488	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.440	11.488	11.536	11.584	11.632	11.680	11.728	11.776	11.824	11.872	11.920	11.968	-200
-110	11.488	6.436	4.436	2.436	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.488	11.536	11.584	11.632	11.680	11.728	11.776	11.824	11.872	11.920	11.968	12.016	-210
-120	11.536	6.384	4.384	2.384	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.536	11.584	11.632	11.680	11.728	11.776	11.824	11.872	11.920	11.968	12.016	12.064	-220
-130	11.584	6.332	4.332	2.332	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.584	11.632	11.680	11.728	11.776	11.824	11.872	11.920	11.968	12.016	12.064	12.112	-230
-140	11.632	6.280	4.280	2.280	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.632	11.680	11.728	11.776	11.824	11.872	11.920	11.968	12.016	12.064	12.112	12.160	-240
-150	11.680	6.228	4.228	2.228	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.680	11.728	11.776	11.824	11.872	11.920	11.968	12.016	12.064	12.112	12.160	12.208	-250
-160	11.728	6.176	4.176	2.176	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.728	11.776	11.824	11.872	11.920	11.968	12.016	12.064	12.112	12.160	12.208	12.256	-260
-170	11.776	6.124	4.124	2.124	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.776	11.824	11.872	11.920	11.968	12.016	12.064	12.112	12.160	12.208	12.256	12.304	-270
-180	11.824	6.072	4.072	2.072	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.824	11.872	11.920	11.968	12.016	12.064	12.112	12.160	12.208	12.256	12.304	12.352	-280
-190	11.872	6.020	4.020	2.020	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.872	11.920	11.968	12.016	12.064	12.112	12.160	12.208	12.256	12.304	12.352	12.400	-290
-200	11.920	5.968	3.968	1.968	2.000	0.000	-2.000	-4.000	-6.000	-8.000	-10.000	11.920	11.968	12.016	12.064	12.112	12.160	12.208	12.256	12.304	12.352	12.400	12.448	-300

EMF in Absolute Millivolts										Reference Junctions at 0°C														
DEC. C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	DEC. C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	DEC. C
THERMOELECTRIC VOLTAGE IN ABSOLUTE MILLIVOLTS																								
200	10.000	10.048	10.096	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.000	10.048	10.096	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	100
190	10.048	10.096	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.048	10.096	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	90
180	10.096	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	10.096	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10.528	10.576	10.624	80
170	10.144	10.192	10.240	10.288	10.336	10.384	10.432	10.480	10															

Bibliografía

1. **Microcontrollers Architecture, implementation and programing.**
Kenneth J. Hintz, Daniel Tabak
Mc Graw-Hill
2. **Diseño de sistemas digitales y microprocesadores.**
Jhon P. Hayes
McGraw Hill
3. **Sistemas Digitales principios y Aplicaciones**
Ronald Tocci
Prentice Hall
4. **Principles of electronis circuits**
Stanley G. Paul R. Bond
5. **Instrumentación Insustrial**
Antonio Creus
Marcombo
6. **Manual de Instrumentación aplicada**
D.M. Considine, S.D. Ross
C.E.C.S.A

7. **Introductory Operational Amplifiers and Linear Ics Theory and experimentation**
Robert. F. Coughlin
Prentice Hall

8. **Amplificadores Operacionales integrados**
Woller G. Jung
Parainfo

9. **Apuntes de apoyo para la materia de electrónica Analógica**
Ingeniero Antonio Herrera Mejía
Profesor de la FES Cuautitlán.

10. **Microchip Dato Book**
Microchip Technology Inc.
1997 Edition

11. **Databook**
National Semiconductor