

**ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA**

***DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MODULO
DIDACTICO Y SOFTWARE PARA SENSORES DE
TEMPERATURA DE MEDIO AMBIENTE.***

**TESIS DE GRADO PREVIA A LA
OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO
EN ELECTRONICA Y CONTROL**

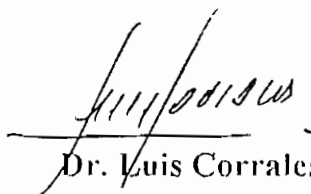
PATRICIO YUMBLA ROJAS

QUITO - ECUADOR

ABRIL DE 1997

Certifico que la presente tesis fue realizada
en su totalidad por el Señor :

Wilson Patricio Yumbra Rojas

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Luis Corrales", written over a horizontal line.

Dr. Luis Corrales
DIRECTOR DE TESIS

AGRADECIMIENTO

A Dios por haberme dado la vida.

A mis padres por toda la ayuda y apoyo
que siempre me brindaron durante toda mi
formación.

A mi familia, amigos y todos los que de
alguna manera colaboraron para que mi
sueño se haga realidad.

Al Dr. Luis Corrales por la dirección de
este trabajo.

DEDICATORIA

Este trabajo va dedicado con mucho cariño
a mis padres que se lo merecen todo.

INDICE

INTRODUCCION

CAPITULO I.

GENERALIDADES.

1.1.- ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIONES.	2
1.2.- SENSORES DE TEMPERATURA Y ACONDICIONADORES DE SEÑAL : TIPOS, CARACTERISTICAS Y APLICACIONES.	4
1.2.1.- METODOS DE MEDICION DE TEMPERATURA.	4
1.2.2.- VARIACION DE LA RESISTENCIA DE UN CONDUCTOR.	4
1.2.3.- VARIACION DE LA RESISTENCIA DE UN SEMICONDUCTOR.	11
1.2.4.- VARIACION DE LA FUERZA ELECTROMOTRIZ CREADA EN LA UNION DE DOS METALES DISTINTOS.	16
1.2.5.- OTROS METODOS DE SENSAR TEMPERATURA.	21
1.2.5.1.- SENSORES DE CUARZO.	21
1.2.5.2.- SENSORES CAPACITIVOS.	22
1.2.5.3.- DIODO 1N4148.	22
1.2.5.4.- CIRCUITO INTEGRADO LM335.	23
1.2.6.- INTENSIDAD DE RADIACION TOTAL EMITIDA POR LOS CUERPOS.	24
1.3.- SELECCIÓN DE LOS SENSORES Y ACONDICIONADORES PARA EDIFICIOS INTELIGENTES.	25
1.3.1.- SELECCIÓN DE LOS SENSORES.	25
1.3.2.- SELECCIÓN DE LOS ACONDICIONADORES DE TEMPERATURA PARA LOS SENSORES ELEGIDOS.	30
1.3.2.1.- ACONDICIONADORES PARA EL RTD.	30

1.3.2.2.- ACONDICIONADORES PARA EL NTC.	32
1.3.2.3.- ACONDICIONADORES PARA EL LM335.	38

CAPITULO II.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LOS CIRCUITOS ACONDICIONADORES DE SEÑAL.

2.1.- DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL ACONDICIONADOR PARA LOS DIFERENTES SENSORES DE TEMPERATURA A USARSE EN ESTA APLICACIÓN.	45
2.1.1.- ACONDICIONADOR DE SEÑAL PARA UN ELEMENTO DE COEFICIENTE DE RESISTENCIA NEGATIVO (NTC).	46
2.1.2.- CIRCUITO ACONDICIONADOR PARA UN SENSOR LM335.	55
2.1.3.- ACONDICIONADOR DE SEÑAL PARA UN SENSOR DE TEMPERATURA RESISTIVO.	61
2.2.- METODOS DE TRANSMISION DE SEÑALES.	68
2.2.1.- TRANSMISION DE SEÑALES ANALOGICAS.	69
2.2.2.- METODOS DE TRANSMISION PARA SEÑALES DIGITALES.	74
2.2.2.1.- TRANSMISIÓN DE DATOS DESBALANCEADA.	75
2.2.2.2.- TRANSMISION DE DATOS BALANCEADA.	76
2.2.2.3.- INTERFACE RS-232C.	77
2.2.2.4.- INTERFACE RS-423	78
2.2.2.5.- INTERFACE RS-422	79
2.2.2.6.- INTERFACE RS-485	81
2.2.2.7.- TRANSMISION DE DATOS POR LAZO DE CORRIENTE.	85
2.3.- DISEÑO DEL CENTRO DE RECOPIACION DE DATOS.	86
2.3.1.- CONVERSION ANALOGICA/DIGITAL.	87

2.3.2.- SISTEMA INTELIGENTE.	89
2.3.3.- MANEJO DE LOS DISPLAYS.	91
2.3.5.- CONVERSION DE DATOS SERIAL TTL/RS-485 EN EL CENTRO DE RECOPIACION DE DATOS.	95
2.4.- DISEÑO DEL SOPORTE PARA LA INTERFACE RS-232.	96

CAPITULO III.

DISEÑO DEL SOFTWARE.

INTRODUCCION	103
3.1.- DISEÑO DEL PROGRAMA DEL MANEJO DE LA INTERFACE, ADQUISICION Y ADMINISTRACION DE DATOS.	104
3.1.1.- DESARROLLO DEL PROGRAMA EN EL MICROCONTROLA- DOR.	105
3.1.2. DESARROLLO DE LA INTERFACE PC. REQUERIMIENTOS PARA EL FUNCIONAMIENTO DEL PROGRAMA.	116
3.1.3.- INDICACIONES PARA EL MANEJO ADECUADO DEL MO- DULO DIDACTICO DE DATOS Y DE LA INTERFACE DE CO- MUNICACIÓN.	121

CAPITULO IV.

PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO Y RESULTADOS.

4.1.- PRUEBAS DE LOS ACONDICIONADORES DE SEÑAL Y RESUL- TADOS.	124
4.1.1.- PRUEBA DEL ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA PA-	125

RA EL NTC.	
4.1.2.- PRUEBA DEL ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA PARA EL LM335.	129
4.1.3.- PRUEBA DEL ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA PARA EL RTD.	132
4.2.- PRUEBAS EN EL CENTRO DE RECOPIACION DE DATOS Y RESULTADOS.	136
4.3.- PRUEBAS EN EL COMPUTADOR Y RESULTADOS.	142
CAPITULO V.	
CONCLUSIONES.	145
ANEXOS.	
BIBLIOGRAFIA	

INTRODUCCION

Los avances tecnológicos en el mundo, nos obligan a tratar de ir a la par con los países desarrollados, por lo que es necesario que cada individuo de este país se ponga al día en sistemas de inteligencia que ya se están aplicando desde hace muchos años atrás en los países desarrollados.

El primer problema que debemos enfrentar es el económico, pues poco o nada se ha hecho para impulsar la tecnología electrónica en nuestro país para que de esta forma no seamos dependientes de lo que países avanzados nos ofrezcan. Es obligación del gobierno motivar el desarrollo de la investigación, así como también es necesario que los Ingenieros nos dediquemos a explotar al máximo la poca infraestructura que tenemos con el fin de liberarnos de la dependencia tecnológica.

En la actualidad la temática de los edificios inteligentes es ya una realidad en nuestro país por lo que el Ingeniero esta obligado a diseñar sistemas de instrumentación que monitoreen los distintos parámetros que tienen que ver con el control de los edificios. En las edificaciones modernas resulta necesario diseñar sistemas de seguridad, acceso, alarmas de incendio, control de iluminación ,administración correcta de la energía y el control de temperatura del medio.

Las personas estamos cada vez buscando la sencillez para realizar un trabajo. Por ejemplo, encender o apagar luminarias en varias habitaciones resulta molesto para muchos por lo que se recurre a la instalación de sensores de movimiento para detectar la presencia de personas en una habitación y de esta forma mantener encendidas o apagadas las luminarias. En los sistemas de aire acondicionado no se usaban sensores de temperatura para regular el aparato ; en la actualidad es requisito indispensable que el sistema posea un sensor.

El presente trabajo, se concreta a la detección de uno de los parámetros que en las edificaciones se hace necesario controlar: *La Temperatura*.

En la actualidad, el confort y la comodidad de las personas constituye un aspecto muy importante a ser tomado en cuenta en ambientes de trabajo, descanso, públicos, etc., la detección y control de la Temperatura es fundamental para cumplir con las condiciones estrictas de confort y comodidad.

En resumen, lo que se pretendió con este trabajo es probar que en nuestro país se pueden desarrollar sistemas de control para edificaciones, usando nuestros propios diseños. Este sistema está diseñado para trabajar con 12 entradas, pero fácilmente se lo puede ampliar para cubrir la necesidad de controlar sistemas de , iluminación, alarmas, seguridad, etc., de un edificio.

El sistema de adquisición de datos desarrollado no solo funciona para aplicaciones de temperatura, por lo que con ligeras modificaciones puede extenderse a trabajar con otras variables como presión y humedad.

El trabajo se oriento partiendo de que para cada piso se construirá una tarjeta de adquisición de datos. Todas ellas serían conectadas a uno de los puertos del computador y con la ayuda del software adecuado manipular toda la información que viene de las tarjetas.

El limitante de introducir estos sistemas en nuestro país es netamente económico. En un futuro no muy lejano el empresario se verá obligado a invertir en estos sistemas por lo que debemos estar listos para tratar de implementarlos y de esta forma no importar toda la tecnología del extranjero.

A continuación se presenta un breve resumen del contenido de esta tesis detallando los aspectos principales en cada capítulo :

En el capítulo I se realiza un estudio de los sensores de temperatura : Tipos, características y aplicaciones ; para posteriormente seleccionar aquellos que se podrían aplicar en los edificios inteligentes.

En el capítulo II se procede al diseño y construcción de los acondicionadores para los diferentes sensores de temperatura. En este acápite se estudian los diferentes métodos de transmisión de señales analógicas y digitales : diseños, características y componentes. En este mismo capítulo se diseña y construye el centro de recopilación de datos, cuya función es convertir las señales analógicas que vienen de los acondicionadores en señales digitales que ingresarán al computador vía serial y mostrar la temperatura de los sensores en displays. Finalmente se diseña el soporte de la Interface RS-232 para el computador , abarcando el protocolo RS-485 para transmisión de datos a largas distancias.

El Capítulo III trata del diseño del programa del manejo de la Interface, adquisición y administración de datos. Este programa se desarrolla en Visual Basic bajo ambiente Windows.

CAPITULO N° 1.

GENERALIDADES

1.1.- ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIONES.

El uso de sensores para captar la variación de una magnitud en el tiempo en el control industrial, edificios y otras aplicaciones, es muy necesario como punto de partida de sistemas sofisticados que permiten el control óptimo de procesos.

Una de las variables que generalmente se sensa es la temperatura. Por ejemplo, en aplicaciones industriales para controlar la temperatura de: hornos, mezclas, líquidos, etc ; en aplicaciones agro-industriales como: cultivo de flores, invernaderos, etc ; en aplicaciones Doméstico-Industriales para el control de temperatura en edificios, viviendas, sitios públicos, etc.

Una de las aplicaciones mencionadas: el control de la temperatura en edificios “Inteligentes”, es una necesidad que las personas exigen en la actualidad con mayor frecuencia y es por tal motivo que el presente trabajo se orienta a la búsqueda del sensor o sensores que más convenga para este tipo de aplicaciones.

Sensar la temperatura en edificios es tan complejo como en cualquier sistema industrial; por tal razón, se requiere que el diseñador elija correctamente el tipo de sensor a usar, partiendo del rango de temperatura a controlar. Dependiendo del tipo de sensor, el diseño del acondicionador cambiará de uno a otro. En todos los acondicionadores de señal, el objetivo es obtener señales de voltaje o corrientes normalizadas de ser posible y relación lineal con la temperatura.

A más de lo expresado hasta aquí, en el presente trabajo se aborda el problema de transmitir la señal proporcionada por el sensor a grandes distancias; por ejemplo, hacia un centro de control. En un edificio, esta distancia puede estar en el orden de las decenas de metros.

Sensar la temperatura de un ambiente y transmitir su valor a un centro de control, generalmente alejado, es por lo mismo un problema que debe enfrentar y resolver cada vez con más frecuencia un ingeniero en control.

El destino final de los datos transmitidos es en la actualidad un computador, donde los datos pueden ser manipulados y presentados en pantallas en forma gráfica, lo cual hace que la interpretación de resultados sea más sencilla y elegante para el usuario. Eventualmente, los datos recibidos también pueden ser guardados en archivos de datos para su posterior análisis con el propósito, por ejemplo, de ayudar en temas de mantenimiento preventivo.

1.2.- SENSORES DE TEMPERATURA Y ACONDICIONADORES DE SEÑAL : TIPOS, CARACTERISTICAS Y APLICACIONES.

1.2.1.- MÉTODOS DE MEDICION DE TEMPERATURA.

Generalmente, un sistema electrónico de medición de temperatura consta de los siguiente elementos principales:

- Un elemento primario, sensor de temperatura.
- Un acondicionador de señal para el tratamiento de la señal entregada por el sensor.
- Un dispositivo de muestreo de la variable en el tiempo, ya sea este análogo o digital.

Para sensar variaciones de temperatura en un sistema determinado existen dispositivos que convierten la señal física en señal eléctrica; este dispositivo es llamado un *Transductor*. Una definición establece que el transductor es un dispositivo que al ser afectado por la energía de un sistema de transmisión, proporciona energía en la misma forma o en otra a un segundo sistema de transmisión. Esta transmisión de entrega puede ser eléctrica, mecánica, química, óptica o térmica.

Para medir la temperatura se utilizan diversos fenómenos que son influidos por la temperatura. A continuación se concentra el estudio alrededor de aquellos sensores que puedan medir la temperatura de un ambiente y generar una señal eléctrica a la que se pueda acondicionar para que sea transmitida a grandes distancias.

1.2.2.- VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA DE UN CONDUCTOR (SONDAS DE RESISTENCIA).

La medida de temperatura usando sondas de resistencia es una de las opciones que se estudió para usarla en aplicaciones ambientales.

El sensor consiste generalmente de un arrollamiento de alambre conductor adecuadamente bobinado entre capas de material aislante y protegido con un revestimiento de vidrio o cerámica. El material que forma el conductor se caracteriza por tener un **coeficiente de temperatura** determinado.

Los conductores muestran generalmente un aumento de resistencia conforme aumenta la temperatura. El valor de resistencia real depende del coeficiente de temperatura, mientras que la resistencia teórica de un elemento conductor (resistencia en el punto de hielo) viene dada por el área seccional (diámetro del hilo conductor) y la **resistividad** (δ) del material. Para que un conductor pueda ser usado como sensor de temperatura, deberá tener un **coeficiente de temperatura** (α) relativamente alto, con el propósito de obtener cambios de resistencia altos a pequeñas variaciones de temperatura y además este coeficiente de temperatura deberá ser constante dentro del rango de temperatura a medirse.

A continuación se presenta en la Tabla 1.1 los valores de coeficientes de temperatura y resistividad típicos de los conductores usados como sensores de temperatura:

Material	Valor de α , entre 0 y 100°C ($\Omega/\Omega^\circ\text{C}$)	Resistividad a 20°C ($\mu\Omega\cdot\text{cm}$)
Aluminio	0.0042	2.69
Constantan(55%Cu, 45% Ni)	+/-0.00002	49.0
Cobre	0.0043	1.673
Oro	0.0039	2.3
Indio	0.0047	9.0
Hierro	0.00651	9.71
Níquel	0.00681	68.14
Nicorm(60%Ni, 16%Cr, 24%Fe)	0.0002	100.0
Paladio	0.00377	10.8

Platino	0.00392	10.6
Rodio	0.00457	4.7
Plata	0.0041	1.63
Tungsteno	0.0046	5.5

Tabla 1.1. Coeficientes de Temperatura y resistividad de los materiales resistivos más típicos

Originalmente, el hilo de cobre se uso como elemento resistivo: su principal desventaja es la baja resistividad y de allí la excesiva longitud de hilo necesario para su aplicación práctica. En la actualidad, el platino es el material más utilizado.

Los elementos sensores que usan Níquel y algunas de sus aleaciones, son usados en mediciones de temperatura con rangos pequeños. Para todos los elementos bobinados es importante que sean templados después de ser bobinados; el templado es esencial para obtener una relación R/T estable (relación de resistencia en función de la temperatura).

La relación R/T de un elemento de hilo de platino entre -183 y +630°C, viene dado por la ecuación de *Callendar-Van Dusen*:

$$R = R_0 + R_0 \cdot \alpha(t - \delta(0.01t - 1)(0.01t) - \beta(0.01t - 1)(0.01t)^3)$$

En donde: R_t = resistencia a la temperatura t , °C

R_0 = resistencia a 0°C.

α , β , δ son constantes; α esta usualmente determinada por la medición de los elementos resistivos a 100°C, β a partir de una medida de resistencia por debajo de 0°C, usualmente en el punto de oxígeno (-182.96 °C) y δ se determina mediante me-

didas de resistencia por encima de 100 °C como el punto de ebullición del azufre (+444.7°C); los valores típicos son:

$$\alpha = 0.00392$$

$$\beta = 0 \text{ (si } t \text{ es positiva) y } 0.11 \text{ (si } t \text{ es negativa)}$$

$$\delta = 1.49$$

Una relación aproximada para la característica de resistencia en función de la temperatura de los conductores entre 0 y 100°C viene dada por la ecuación:

$$R_t = R_o(1 + \alpha \cdot t)$$

donde: R_t = resistencia del conductor a la temperatura t (°C).

R_o = resistencia a la temperatura de referencia que normalmente es 0°C.

α = coeficiente de temperatura de resistencia.

t = diferencia entre la temperatura de referencia y la de operación.

Cuando la relación resistencia-temperatura (R/T) no es lineal, se suele aplicar la siguiente ecuación:

$$R_t = R_o(1 + \alpha t + \beta t^2 + \delta t^3 + \dots)$$

En donde: α , β , δ son los coeficientes de temperatura de la resistencia.

Principales características de los Sensores resistivos.

1.- **Coficiente de temperatura de la resistencia.** Esta propiedad implica directamente la sensibilidad de los sensores a cambios de temperatura. El coeficiente de,

temperatura deberá ser constante dentro del rango de temperatura que se desea medir para que la variación de resistencia sea lineal. Este cambio de resistencia (ΔR) se puede medir usando un *punte de Wheatstone*, el cual se calibra para indicar la temperatura que modifica la resistencia en lugar del cambio de resistencia misma.

Como se observó en la Tabla 1.1, todos los conductores metálicos (excepto el Constantán), tienen un coeficiente de temperatura de resistencia positiva, de manera que la resistencia se incrementa con el aumento de temperatura. Algunos materiales, como el carbón y el germanio, tienen coeficiente de temperatura negativo.

2.- Resistividad. Esta es una característica muy importante en estos sensores, ya que cuanto mayor sea la variación de la resistencia con la temperatura, mayor será la variación por grado de temperatura (mayor sensibilidad).

3.- Relación lineal resistencia-temperatura. La Figura.1.1 muestra la variación de resistencia con la temperatura para varios materiales usados. La gráfica indica que la resistencia del platino y del cobre se incrementa casi linealmente con incrementos de temperatura, mientras que la característica para el níquel es definitivamente no lineal.

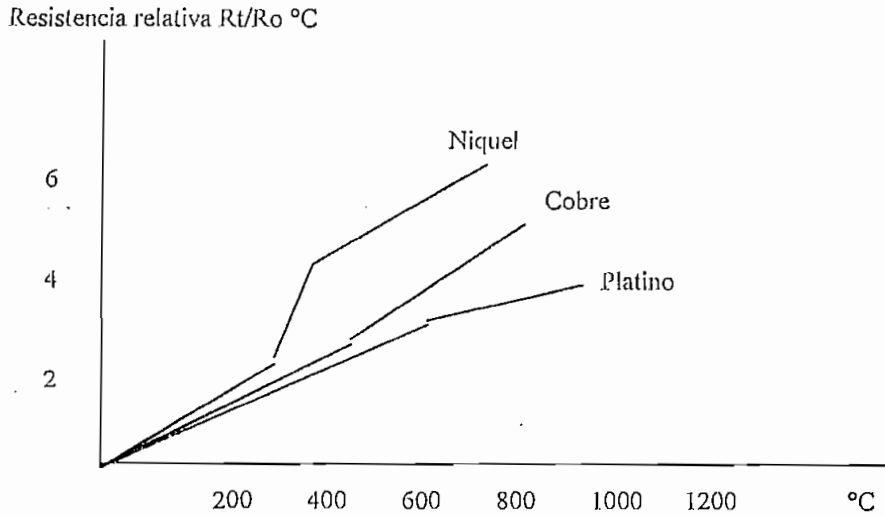


Figura. 1.1 Resistencia relativa (R/R_0) contra temperatura para algunos metales

El platino es el material más adecuado desde el punto de vista de sensibilidad y de estabilidad y además para rangos bajos de temperatura tiene una característica lineal, que constituye la característica más importante en este tipo de sensores; el inconveniente es que su costo es elevado. En general la sonda de resistencia de platino utilizada en la industria tiene una resistencia de 100Ω a 0°C , este sensor es el más comúnmente usado.

En la Tabla 1.2. se indican las características de las sondas de resistencia de platino, de níquel y cobre, que son las más importantes en este tipo de sensores.

Metal	Resistividad $\mu\Omega/\text{cm}$	Coefficiente temp. $\Omega/\Omega^\circ\text{C}$	Intervalo útil de temp. $^\circ\text{C}$	ϕ min. de hilo en mm.	Costo relativo	Resis. sonda a 0° , ohm.	Pre-cisión $^\circ\text{C}$
Platino	9.83	0.00392	-200 a 150	0.05	Alto	25,100,130	0.1
Níquel	6.38	0.0063 a .006	-150 a 300	>	Medio	100	0.50
Cobre	1.56	0.00425	-200 a 120	>	Bajo	10	0.10

Tabla 1.2. Características de las sondas resistivas más importantes

Quizás el principal problema con los transductores resistivos, es que en el rango de variación de temperatura se tienen variaciones de resistencia muy pequeñas; por ejemplo, podemos mencionar que en un sensor resistivo de platino el cambio de resistencia es de 0.385Ω por cada $^{\circ}\text{C}$. Esto dá la posibilidad de aplicar electrónica integrada en la medición de temperatura usando este tipo de sensores para que la medición sea precisa. Generalmente, a estos sensores hay que inyectarlos una señal de corriente (corriente de excitación) para realizar mediciones en voltaje. Por el elemento sensor circulará una corriente que generará un voltaje entre los terminales del elemento, el cual deberá ser correctamente amplificado y tratado.

Finalmente, es necesario mencionar que estos dispositivos están disponibles en varias presentaciones o configuraciones. En la Figura. 1.2. se presentan las diferentes formas de los RTD en circuitos tipo puente.

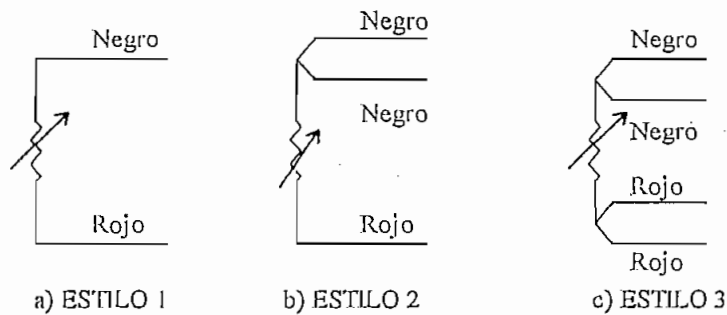


Figura. 1.2. Diferentes configuraciones de los RTD's.

El Estilo 1 de RTD es usado en ambientes en donde los cambios de temperatura no afectan a las resistencias del puente. Esta configuración se puede usar en la siguiente circuito tipo puente (Figura. 1.3.)

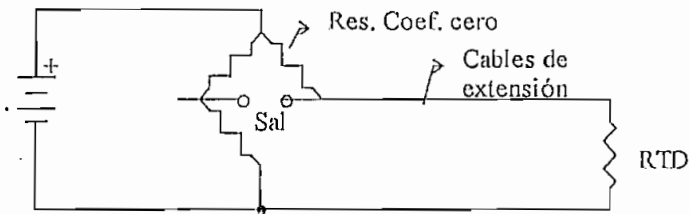


Figura. 1.3. Configuración tipo puente usando un RTD Estilo 1.

El Estilo 2 es la configuración más usada. El tercer cable en uno de los terminales sirve para compensar las variaciones de las resistencias del puente debido a las variaciones de temperatura en el medio. Como ejemplo del uso de este tipo se muestra la Figura. 1.4.

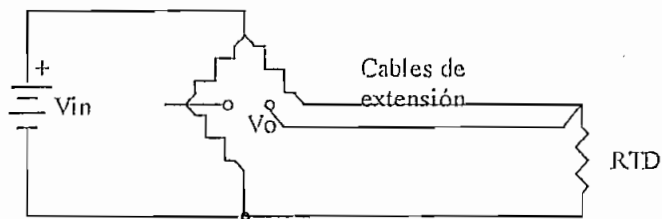


Figura. 1.4. Configuración tipo puente usando un RTD Estilo 2.

El Estilo 3, que usa dos cables de conexión en cada terminal, está construido para realizar mediciones con la más alta precisión. Este tipo de sensor se suele usar junto a una fuente de corriente que alimenta al sensor por dos de sus terminales, mientras que por los otros dos terminales se realiza la medición. A continuación se presenta una configuración tipo puente usando un RTD Estilo 3 (Figura. 1.5.).

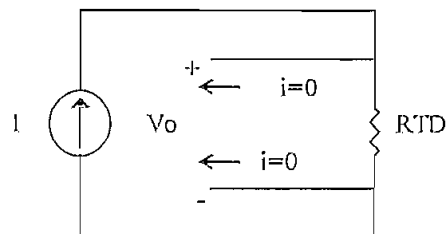


Figura. 1.5. Configuración tipo puente usando un RTD Estilo 3.

1.2.3.- VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA DE UN SEMICONDUCTOR (TERMISTOR - NTC).

Los termistores o NTCs (Coeficientes de resistencia negativa) son elementos semiconductores electrónicos con un coeficiente de temperatura de resistencia negativo; mucha gente prefiere llamarlos Termistores mientras que otros los llaman NTCs. El rango de medida de estos sensores se encuentra entre -50°C y $+300^{\circ}\text{C}$.

Estos elementos sensores poseen un elevado coeficiente de temperatura negativo, y además presentan una curva de resistencia no lineal, esta relación viene dada por la siguiente ecuación:

$$R_t = R_o \cdot e^{\beta \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)}$$

dónde :

R_t = Valor de resistencia a la temperatura absoluta T .

R_o = Valor de resistencia a la temperatura absoluta $T_o = 298.15^{\circ}\text{K}(25^{\circ}\text{C})$.

β = constante del material.

Los valores típicos de β se encuentran entre 3000 y 4500, determinados a partir de medidas de resistencia en el punto del hielo y a una temperatura normalmente por encima de la temperatura ambiental, usualmente 50°C. Los valores de resistencia (normalmente denominados resistencia fría) a 25°C pueden estar entre 500Ω hasta 10 MΩ. En el mercado, muchos de los NTCs se especifican por el valor de resistencia a 25°C.

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

Una gran desventaja de los termistores es que debido a que son semiconductores son mas susceptibles a permanentes descalibraciones más que los RTDs o las termocuplas .

Los termistores tienen un tamaño físico relativamente pequeño, elevado coeficiente de temperatura de valor negativo, constante de tiempo pequeña y un elevado rango de resistencia base (la resistencia base normalmente esta dada a 25°C). Cuando se utilizan para la medida de temperaturas las corrientes a través de los termistores deben mantenerse muy bajas (típicamente menores que 100uA) para asegurar una disipación de potencia casi nula y por lo tanto un autocalentamiento despreciable.

Los termistores se conectan en puentes de Wheatstone o a otros circuitos de medida de resistencia. Al poseer un alto coeficiente de resistencia de temperatura poseen una mayor sensibilidad que los sensores resistivos, esta característica permite captar variaciones menores de 1°C. El tiempo de respuesta de estos sensores va a depender de la capacidad térmica y de la masa del termistor, el cual puede variar desde fracciones de segundo hasta minutos.

Características principales de los Termistores.

1.- **Sensibilidad.** En algunos casos, la resistencia de un Termistor a temperatura ambiente puede variar hasta un 6% del valor de resistencia a 0°C por cada grado centígrado que varíe la temperatura.. El uso de termistores esta muy difundido en aplicaciones en donde se presenta una rango de temperatura bajo -50°C a 300°C. Los termistores son sensores más sensibles que las resistencias de platino.

2.- **Resistencia/Temperatura.** La Figura. 1.6. muestra que un termistor tiene un coeficiente de temperatura de resistencia muy elevado y negativo. Su relación R/T es no lineal.

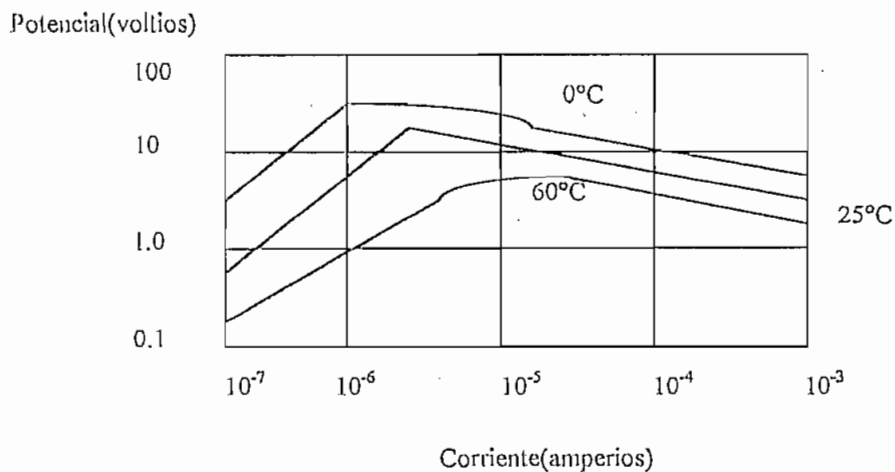


Figura. 1.6. Característica resistencia-temperatura.

3.- **Voltaje-corriente.** En esta característica (Figura. 1.7.) se puede observar que la caída de voltaje a través de un termistor aumenta con el incremento de corriente hasta que alcanza un valor pico, más allá del cual, la caída de voltaje decrece con el incremento de corriente.

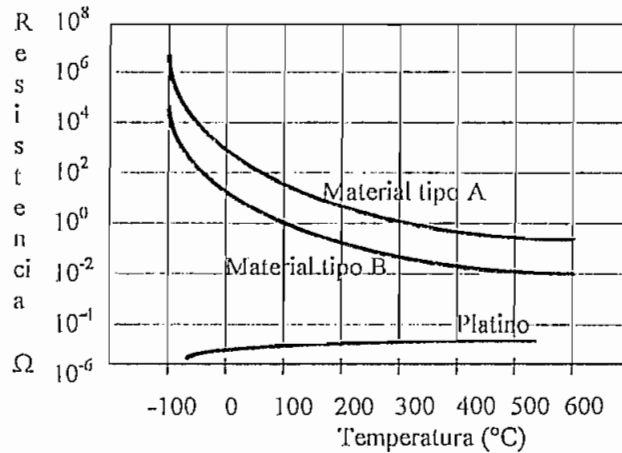


Figura. 1.7. Característica Voltaje-corriente de un termistor.

Las corrientes mayores para voltajes aplicados mayores, producen suficiente calor para elevar la temperatura del termistor por encima de la temperatura ambiente y entonces su resistencia decrece.

Como resultado de esto, se toma más corriente y la resistencia disminuye aún más. La corriente continua incrementándose hasta que la disipación de calor del termistor se iguala a la potencia suministrada a él. Por consiguiente, en cualquier condición ambiental fija, la resistencia de un termistor es función de la potencia que se disipa sobre él, siempre que dicha potencia sea la necesaria para incrementar la temperatura por encima de la temperatura ambiente.

En estas condiciones la temperatura de un termistor se puede elevar de 100°C a 200°C disminuyendo su resistencia a un milésimo de su valor a baja corriente.

4.- Estabilidad. Esta característica indica que las propiedades físicas del elemento no variarán durante la vida útil del mismo. Hay que señalar que para obtener una buena estabilidad en los termistores es necesario envejecerlos adecuadamente.

Por último se debe mencionar que existen varias formas de presentación de termistores, que coinciden con las formas de presentación de los RTD.

En la Figura. 1.8. se muestran los diferentes tipos de configuraciones que recomienda el fabricante para obtener una relación lineal entre voltaje y temperatura o entre resistencia y temperatura.

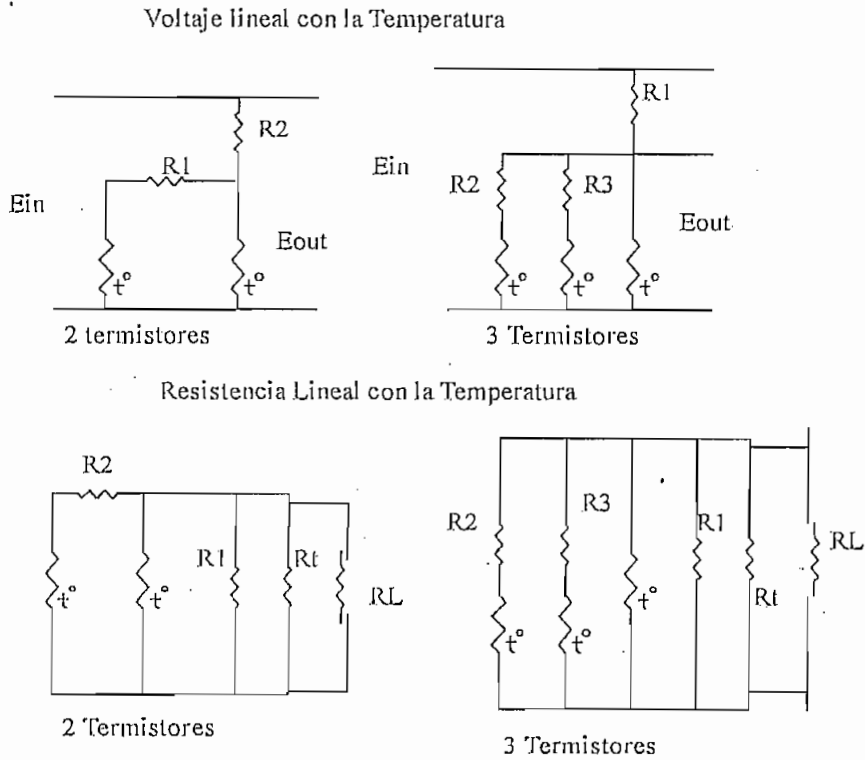


Figura. 1.8. Configuraciones de los termistores y redes para linealización de voltaje o resistencia en relación con la temperatura.

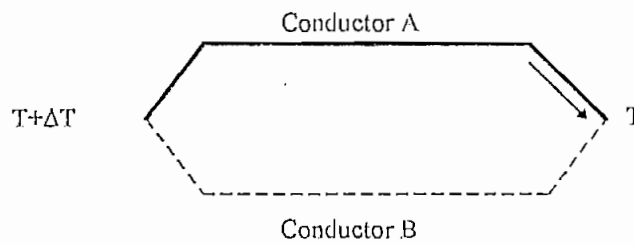
1.2.4.- VARIACIÓN DE LA FUERZA ELECTROMOTRIZ CREADA EN LA UNIÓN DE DOS METALES DISTINTOS (TERMOPAR)

La transducción de temperatura por medios termoeléctricos se basa en el efecto Seebeck (Thomas J. Seebeck), cuando dos conductores diferentes A y B (ver Figura. 1.9..) forman un circuito (uniendo los dos extremos) y las dos uniones se mantienen a temperaturas diferentes; una de las uniones tiene una Temperatura T , el

otro extremo una temperatura superior $T' + \Delta T'$, debido a este motivo circula una corriente eléctrica que aumenta con la diferencia de temperatura de las dos uniones.

Otros dos efectos están relacionados con el efecto Seebeck :

- Cuando una corriente fluye a través de una unión de dos conductores diferentes, se absorbe o libera calor dependiendo de la dirección de la corriente, este constituye el *efecto Peltier*.
- Cuando fluye una corriente a través de un conductor largo del cual existe un gradiente de temperatura, se absorbe o libera calor en el hilo, esto constituye en *el efecto Thomson*.



Efecto Seebeck

Figura. 1.9. Circuito termopar básico.

Los valores de la fem obtenida se encuentran tabulados en tablas y depende del tipo de termopar usado. En la Figura. 1.10. se presentan las características de los termopares.

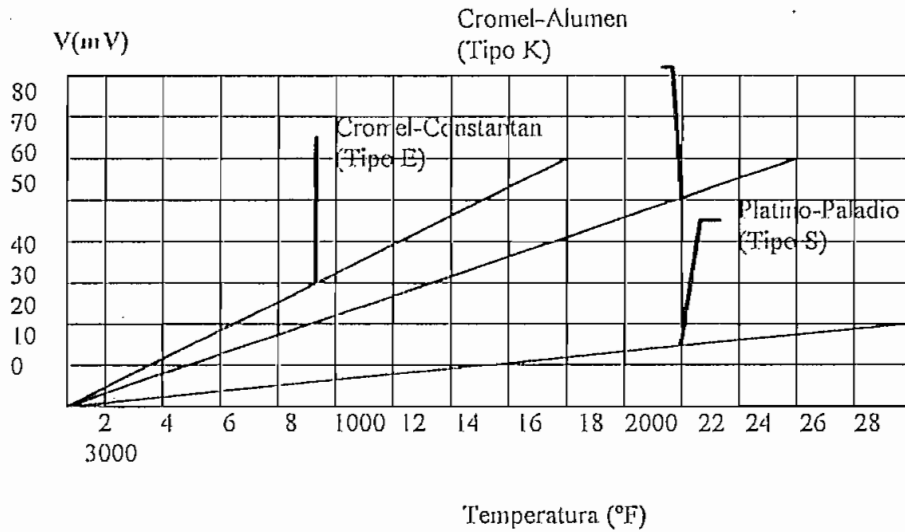


Figura. 1.10. Característica tensión-temperatura de un termopar.

Se debe enfatizar que la relación de voltaje y temperatura no es lineal en todo el rango de medición de cada termocupla, por lo que resulta indispensable incluir en el circuito acondicionador un circuito que permita la linealización de esta relación (voltaje-temperatura) dependiendo del rango de temperatura en el que se desee sensor y del tipo de termopar a usar.

Si en esta aplicación se usara un termopar, se debería escoger uno que sea lo más sensible posible a variaciones de temperatura y conocer si es o no necesario el diseño de un circuito para linealizar la relación voltaje - temperatura, para luego amplificarla.

En la siguiente tabla. Tabla 1.3. se van a presentar las características de los termopares:

TIPO	Intervalo de medida	Rem. mV/°C	Error del termopar
Cobre-Constantan Tipo T	-185°C a -60°C	0.052	+ - 2%
	-60°C a +95°C		+ - 0.8%
	95°C a +370°C		+ - 0.75%
Hierro - Constantan Tipo J	0°C a 425°C	0,055	+ - 2.2°C
	425°C a 750°C		
	0°C a 300°C		+ - 0.5°C
	300°C a 550°C		
Cromel-Alumen Tipo K	0°C a 400°C	0.04	+ - 3°C
	400°C y superior		+ - 0.75°C
Pt-Pt/Rh 13% Tipo R	0°C a 1100°C	0.012	+ - 1°C
	1100°C a 1400°C		+ - 2°C
	1400°C a 1600°C		+ - 3°C
Pt-Pt/Rh 10% Tipo S	0°C a 1100°C	0.010	+ - 1°C
	1100°C a 1400°C		+ - 2°C
	1400°C a 1600°C		+ - 3°C

Tabla 1.3. Características principales de los Termopares.

Como se observa en esta tabla, en general este tipo de sensor cubre un amplio rango de temperatura, por este motivo este elemento es usado en aplicaciones industriales en los cuales se tienen que sensar temperaturas elevadas que sobrepasan los 100°C o alrededor de ella. De la misma tabla se puede observar que las variaciones de la fem por cada grado centígrado de variación de la temperatura; es decir, la sensibilidad es muy pequeña en este tipo de sensor.

Para esta aplicación podemos seleccionar los tipos T, J, K de los termopares presentados en esta tabla. Dicha selección se la hace en base del rango de medida bajo que cubren estos tres tipos de sensores.

Según la relación voltaje-temperatura dada por tablas que los fabricantes presentan en sus manuales, se puede llegar a la conclusión de que de los tres sensores anteriormente seleccionados (tipos J y K) presentan cierta linealidad en un rango bajo de temperatura; siendo el termopar tipo K el que presenta una linealidad mejor en los rangos antes mencionados.

El voltaje de una termocupla no puede ser medido directamente por un voltímetro porque, las uniones físicas de los conductores del instrumento de medida con los terminales del sensor dan lugar a dos juntas adicionales, lo que significa que se forman dos nuevas termocuplas. Esto se representa en la Figura.1.11. (Se usará como ejemplo el termopar tipo T (Cobre-Constantan).

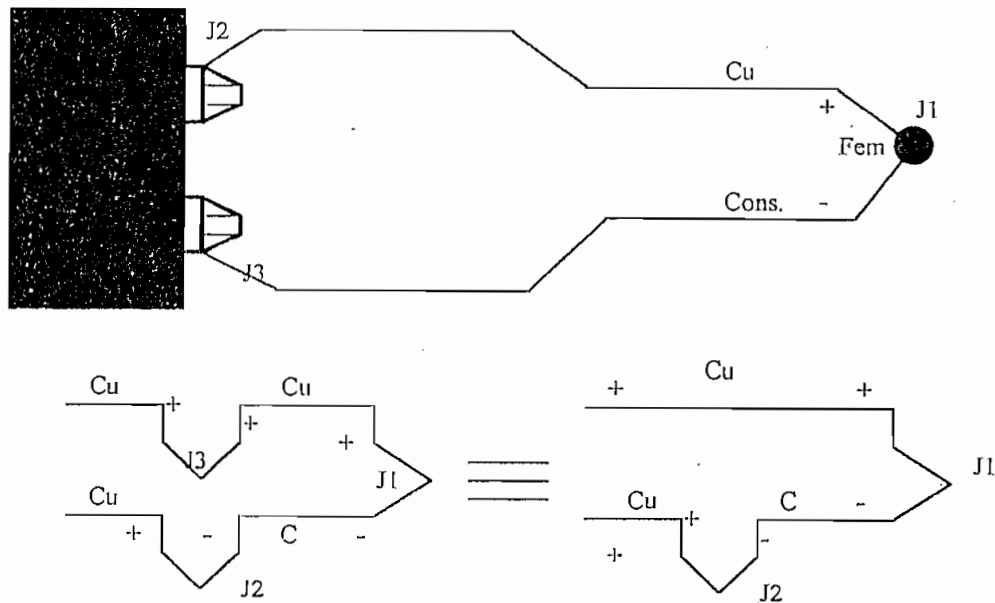


Figura. 1.11. Equivalente eléctrico de la medición de voltaje de un termopar.

Al ser la junta Cobre-Cobre no se forma ninguna junta, por lo tanto $V_3=0$, con lo que el circuito equivalente tiene únicamente dos termopares o dos juntas. Si la relación voltaje - temperatura de un termopar es:

$$V = \alpha T_{J1}$$

donde:

α = coeficiente Seebeck

V = voltaje en mV de la junta a la temperatura T_{J1} .

T_{J1} = Temperatura de la junta en un instante.

Entonces, el voltímetro medirá:

$$V = V_1 - V_2 = \alpha(T_{J1} - T_{J2})$$

Llevando la relación de °C, se tiene:

$$V = V_1 - V_2 = \alpha((T_{J1} + 273.15) - (T_{J2} + 273.15)) = \alpha(T_{J1} - T_{J2})$$

Si además llevamos la junta J2 a 0°C (poner dicha junta en un baño de hielo), se tendrá la relación inicial, es decir:

$$V = \alpha T_{J1}$$

El mismo resultado se podrá lograr poniendo dicha junta (J_2) a una temperatura conocida (de referencia). Esto último se logra poniendo otro sensor, pudiendo ser este un RTD o un termistor o C.I. Este proceso es conocido como "Compensación por Software".

1.2.5.- OTROS MÉTODOS DE SENSAR TEMPERATURA.

Además de los sensores de temperatura mencionados anteriormente, que son los más conocidos en el mercado, existen otros tipos de sensores que responden a un fenómeno físico y que por medio del tratamiento de la variación de una magnitud física determinada permite con ciertas ventajas sobre los sensores ya mencionados

captar variaciones de temperatura. Dependiendo del tipo de sensor podemos mencionar que las dos características más importantes que mejoran respecto a los otros sensores son : el costo y la linealidad, influyendo esta última en la complejidad del circuito acondicionador.

1.2.5.1.- CRISTALES DE CUARZO

Además de su aplicación como elementos controladores de frecuencia en circuitos oscilantes, pueden ser usados como sensores de temperatura. Estos sensores son muy sensibles a los cambios de temperatura. Este fenómeno es aprovechado para sensar la temperatura dentro del rango: -50 a $+250^{\circ}\text{C}$, estos cristales tienen la característica de que la variación de la frecuencia con la variación de la temperatura es casi lineal.

Cuando los cristales de cuarzo se conectan a un circuito oscilador y se excitan a su tercer armónico (típicamente alrededor de 30MHz) el cristal puede proporcionar una sensibilidad de $1\text{ KHz}/^{\circ}\text{C}$. El funcionamiento de este tipo de sensores es: la señal del oscilador sensor se compara con la frecuencia de un oscilador de referencia y la diferencia de las dos señales puede ser visualizada sobre un contador de frecuencia.

1.2.5.2.- SENSORES CAPACITIVOS.

Entre otro tipo de sensores muy usados se encuentran los capacitivos, que se basan en los cambios inducidos por temperatura en las características del dieléctrico. Estos sensores han sido utilizados principalmente en la medición de rangos bajos de temperatura. El dieléctrico es seleccionado para optimizar la dependencia con la temperatura en un rango de medida deseado. Estos sensores son de respuesta rápida (por debajo de 1ms); la ausencia relativa de errores debido a los campos magnéticos reporta una ventaja en los termómetros capacitivos.

1.2.5.3.- DIODO 1N4148 .

Este es un diodo usado como sensor de temperatura. La teoría de estado sólido demuestra que existe una relación entre la temperatura y el voltaje de umbral de las juntas semiconductoras PN (Ver ec. 1). En las juntas de silicio por ejemplo, el voltaje umbral con voltaje de polarización directo disminuye 2.3 mV cuando la temperatura aumenta en 1°C. Una cosa muy importante en estos dispositivos es que existe una relación lineal entre la variación de voltaje y la variación de temperatura.

$$\frac{dV}{dT} = \frac{V}{T} - \eta \cdot VT \left(\frac{1}{I_0} * \frac{dI_0}{dT} \right) = \frac{V - (V_{GO} + m\eta \cdot VT)}{T} \quad (\text{ec. 1})$$

donde:

$$V_{GO} = 1.21 \cdot V (\text{Para el Si})$$

$$m = 1.5$$

$$\eta = 2$$

Por lo tanto:

$$\frac{dV}{dT} = -2.25 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

Fácilmente se puede deducir que la corriente que circule por el sensor debe ser constante, ya que el voltaje sobre los terminales del mismo no deberá depender de la corriente que circula por la unión, sino únicamente de la variación de la temperatura.

1.2.5.4.- CIRCUITO INTEGRADO LM335/LM235/LM135.

La falta de linealidad de termistores, termopares, algunas uniones semiconductoras, etc., propiedad que en este integrado es muy confiable, hace que sea muy usado en aplicaciones de baja temperatura (menores que 200°C).

Existen tres versiones de este tipo de elementos semiconductores fabricados por National Semiconductor ; estos se diferencian únicamente en el rango de temperatura que cubren y además el costo (el integrado LM335 es mucho más barato que los otros dos):

LM135	-40°C - 125°C
LM235	-40°C - 100°C
LM335	-55°C - 150°C

Algo muy importante que se debe considerar en estos sensores, es que la medida de la temperatura no se dá directamente en grados centígrados sino en escala Kelvin, siendo la equivalencia de $1^{\circ}\text{C} = 1^{\circ}\text{K}$, pero en rango $T^{\circ}\text{C} = T^{\circ}\text{K} + 273$.

Cualquiera de ellos puede ser usado para sensar temperatura ambiental. Todos ellos entregan una tensión de salida de 10mV por grado Kelvin (o por grado centígrado), siendo necesario amplificarla adecuadamente para obtener valores de voltajes manipulables.

1.2.6.- INTENSIDAD DE RADIACIÓN TOTAL EMITIDA POR LOS CUERPOS (PIROMETROS DE RADIACIÓN).

Por ser este un tema que no compete mucho en este trabajo, se indicará brevemente el principio de funcionamiento, características y diversos usos que se los pueden dar.

Los pirómetros de radiación están basados en la ley de Stefan Boltzmann, la cual dice que la Intensidad de energía radiante emitida por la superficie de un cuerpo aumenta proporcionalmente a la cuarta potencia de la temperatura absoluta del cuerpo. El método Pirométrico está basado en las leyes de radiación. Los pirómetros de radiación son sistemas sensores de temperatura remotos consistentes en tres subsistemas:

Óptico. Su función principal es enfocar la radiación de entrada sobre el detector.

Detector. Los detectores de infrarrojo dependiendo de la sensibilidad del mismo detectan la radiación en el rango de infrarrojo (IR) emitida por cuerpos calientes.

Electrónica. La electrónica de los pirómetros puede variar de acuerdo a su complejidad. Se utilizan circuitos muy simples consistentes en una unión de referencia. Junto a este tipo de circuitos se tienen un circuito acondicionador y amplificador.

El rango de medición de temperatura de los pirómetros se extiende hasta los 4000°C. La precisión de los pirómetros se muestra en % de la salida a fondo de escala. Además, en estos aparatos se especifica la repetitividad; otra importante característica es el tiempo de respuesta que depende exclusivamente del tipo de detector a ser usado. Los pirómetros de radiación responden rápidamente a los cambios de temperatura, ya que la captación de la energía radiante es prácticamente instantánea, el orden de respuesta está entre 10 a 100 milisegundos, esto resulta ser un gran ventaja sobre los otros sensores estudiados. El rango de temperatura que cubre este tipo de sensor es mucho más amplio que el resto de sensores, llegando a cubrir rangos de hasta 6000°C, temperatura que con otro sensor es difícil alcanzar.

La aplicación que se les da a los pirómetros de radiación es generalmente industrial, siendo este sensor muy indispensable para tomar mediciones en medios altamente corrosivos que afectan la vida útil de cualquier sensor con su protección, pues los pirómetros no tienen contacto físico con el medio. El único inconveniente de este método es que entre el pirómetro y el medio a sensor no deberá existir ningún medio refractario que impida la captación de la radiación del medio por el pirómetro.

Hay que aclarar que un sistema pirométrico no necesita de acondicionadores de señal adicionales, ya que las respuestas del sistema son directamente en magnitud.

des de temperatura o voltaje ya linealizados y muchos de ellos tienen un sistema de transmisión de datos RS-232 para comunicación serial con el computador.

1.3.- SELECCIÓN DE LOS SENSORES Y ACONDICIONADORES PARA LOS EDIFICIOS INTELIGENTES.

1.3.1. SELECCIÓN DE LOS SENSORES.

La selección de un sensor de temperatura implica una serie de factores a ser tomados en cuenta en las diferentes aplicaciones. En esta parte se describirá cada uno de los factores analizándolos con esta aplicación.

a) Ambiente a sensar ; este factor se refiere al tipo de fluido del que se va a medir la temperatura. Si el medio es corrosivo, se deberá usar una vaina de protección. Si el sensor no es protegido adecuadamente conforme transcurre el tiempo el sensor se degradará, cometiendo errores en la medición. Para cada uno de los sensores existe un tipo de protección dependiendo del medio en el que va a trabajar.

Para esta aplicación no hace falta una protección exigente, pues bastará que el sensor este protegido de contactos físicos, sin la necesidad de usar una vaina de protección. Existen varias técnicas de protección, como revestir al sensor con una capa de crema epóxica en las uniones o conexiones físicas con el cables de extensión; este método no altera de ninguna forma la respuesta del sensor a cambios de temperatura. Más que protección, para este caso se deberá tomar mucha precaución en que los terminales del sensor estén debidamente aislados entre si para no alterar la medición.

b) Rango de temperatura a Sensar ; el rango de medida influye notablemente en la selección de los sensores de temperatura. En la parte de los anexos se presenta un gráfico de los rangos que cubren cada uno de los sensores (Anexo A.2. Característica de los sensores de temperatura).

Los sensores de hilo de platino se utilizan cuando el rango a medir tiene una dimensión razonable dentro del rango utilizable.

Los rangos estrechos necesitan tener un cambio de resistencias elevado. Los cambios de resistencia elevados en los termistores, permiten que dichos elementos sean usados para sensar temperaturas con rangos estrechos.

Los circuitos integrados, cubren un rango muy pequeño de temperatura a sensar, estos sensores se usan en aplicaciones en los que el rango no sobrepase los 200°C.

Para esta aplicación se definió un rango de temperatura a sensar entre 0°C y 50°C, tomando en cuenta esta característica, cualquier sensor podrá ser conveniente en la medición de este parámetro.

c) Linealidad de la característica eléctrica y la temperatura ; quizás este es el factor más importante a ser tomado en cuenta en la selección de un sensor ; de que un sensor posea una característica más lineal que otro, dependerá la complejidad del circuito acondicionador.

Muchos de los sensores garantizan un aproximación lineal en ciertos rangos de temperatura. Por ejemplo, la termocupla tipo K garantiza una linealidad para temperaturas menores a los 1000°C, el circuito integrado LM335 posee una linealidad entre -55°C y 150°C. La linealidad del RTD es muy notable en rangos de temperatura bajos. Los NTCs no presentan muestras de linealidad en ningún rango considerable, por lo que para estos sensores el acondicionador será más complejo que en los dos primeros sensores

Para esta aplicación resulta muy importante elegir un sensor con la mejor característica lineal, ya que el rango que se va a sensar es pequeño. Por ejemplo, sería absurdo usar un termopar tipo J, ya que este sensor sirve para aplicaciones industria-

les donde la temperatura está en el orden de los 1000°C y presenta una pobre característica lineal en los rangos de temperatura ambiental.

d) La sensibilidad ; los termopares tienen sensibilidades en el orden de los $6\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, los diodos tienen variaciones de $2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ en sus terminales, el C.I. LM335 tiene una sensibilidad de $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$. La resistividad en los RTDs esta relacionado con la sensibilidad, así para el sensor Pt100 se tiene una resistividad de $0.390\ \Omega/^{\circ}\text{C}$. En los Termistores dependiendo del tipo la resistencia puede variar hasta un 6% por grado centígrado.

En esta aplicación se prefieren todos los sensores que representen la mayor sensibilidad posible porque, las variaciones de voltaje o resistencia en cambios de temperatura pequeños están en el orden de voltajes de ruido introducidos por los dispositivos eléctricos y conexiones en los circuitos de acondicionamiento.

e) El tiempo de respuesta expresado en la constante de tiempo ; es otro de los criterios a ser tomado en cuenta en la selección de un sensor. Por ejemplo, es muy diferente sensor temperatura un fluido estático cuya constante de tiempo no interesa mucho; pero si se trata de un fluido en movimiento es necesario que se tenga una constante de tiempo rápida para captar las variaciones de temperatura lo mas rápido posible. La constante de tiempo de un elemento sensor de temperatura es proporcional a la relación de su capacidad calorífica y el calor transferido entre el material medido y el elemento.

En esta aplicación, se trata de sensor temperatura de un fluido estático, por tal razón el tiempo de respuesta en variaciones de temperatura no es de importante consideración en este caso.

f) Los circuitos de acondicionamiento asociados con el sensor ; principalmente los circuitos de acondicionamiento de señal afectan a la selección del sensor. Normalmente se suele determinar el sensor, para luego seguir con el diseño del circuito de acondicionamiento a usar. Instalaciones en las que todos los niveles eléctricos están

normalizados (4 a 20 mA o 0 a 10 V) se pueden utilizar sensores tanto termoelectrónicos como resistivos, debido a que existen para ambos tipos acondicionadores de señal empaquetados integralmente. Los circuitos típicos asociados con los sensores de temperatura se describirán en el siguiente capítulo.

g) Resolución; la primera condición para el diseño de circuitos acondicionadores y selección de sensores es la resolución en la cual se va a trabajar. Pues bien, el ser humano no percibe variaciones de 1°C , por lo que resulta innecesario obtener muestreos con décimas de grado centígrado. Esto no significa que la sensibilidad no sea tomada en cuenta. En esta aplicación se pretende lograr un error menor o igual a 1°C .

h) Calibración; aunque este factor no está relacionado directamente con el diseño de los acondicionadores, se deberá pensar en que todos los acondicionadores y sensores deberán tener un patrón de calibración, para esto necesitamos de un instrumento o método de medición confiable, el cual nos indicará el valor de temperatura que existe en el ambiente en determinado instante; todos los sensores serán calibrados en función a la temperatura que marque dicho instrumento o método de medición.

Como instrumento de calibración podemos usar un equipo de los existentes en el mercado tomando en cuenta las características del mismo y como método quizás podamos recurrir a tablas de datos almacenadas en el computador. En el primer caso, por disponer de un medidor confiable en el laboratorio de instrumentación, se puede usar módulo de termocupla 80TK Fluke para termopar tipo K, el cual tiene las siguientes características:

Rango de Temperatura: 0°C a 200°C

Sensibilidad: 0.1°C

Resolución: $1\text{mV}/^{\circ}\text{C}$.

Escalas: Centígrada y Fahrenheit.

Fuente de alimentación: Batería de 9 V.

En cuanto al diseño de acondicionadores de señal; por ser estos sensores tan distintos unos de otros en la magnitud física que responde a la variación de la temperatura no se puede generalizar o estandarizar un modelo de acondicionador para todos los sensores que serán usados en esta aplicación; pero se tratará de unificar la idea de calibración de cada uno de ellos, así como la corrección del offset y la sensibilidad de los mismos, tratando en lo posible de que tales parámetros sean corregidos de la misma forma en todos ellos y que las condiciones de funcionamiento sean las mismas en todos los acondicionadores.

A continuación se presentará una tabla con todas las características principales de todos los sensores a ser usados en esta aplicación, y la justificación de la selección de estos sensores.

	Rango de Temperatura	Velocidad Respuesta	Linealidad (Rango)	Costo	Sensibilidad	Corriente de excitación	error entre 0 y 50 °C
NTC	-50 a +300°C	Rápido	No lineal	Medio	6% de la Resistencia a 25°C (alta)	<100uA	± 0.2%
LM335	-50 a +150°C	Lento	Buena linealidad	Bajo	10mV / °C (alta)	400uA a 5mA	< 0.5 °C
RTD	-200 a 150°C	Lento	Rangos pequeños	Caro	0.385Ω / °C (baja)	<10 mA	0.1 °C

Tabla 1.5. Características de los sensores de temperatura seleccionados.

Algunas características comunes en los tres sensores:

- Se encuentran comúnmente en el mercado.

- Necesitan fuente de excitación. Generalmente tienen que ser alimentados con fuentes de corriente constantes.
- El diseño de los acondicionadores para los tres sensores es relativamente sencillo.
- Tienen la desventaja de autocalentarse, es decir poseen una disipación de potencia que puede influir en la medición de la temperatura. Se deberán tomar en cuenta las especificaciones técnicas que dan los fabricantes. (Ver anexo A.2.).

Tanto el NTC y el LM335 son comerciales y baratos en nuestro mercado. El LM335 y el RTD presenta una muy buena característica lineal en el rango de temperatura a medir. La sensibilidad en el LM335 y el NTC es importante en aplicaciones ambientales. Finalmente como se verá a continuación el diseño de circuitos acondicionadores de temperatura es sencillo en los tres tipos de sensores escogidos.

1.3.2. SELECCIÓN DE LOS ACONDICIONADORES DE TEMPERATURA PARA LOS SENSORES ELEGIDOS.

1.3.2.1.- ACONDICIONADORES PARA EL RTD.

Un circuito acondicionador típico usado en los sensores resistivos se ilustra en la Figura. 1.12:

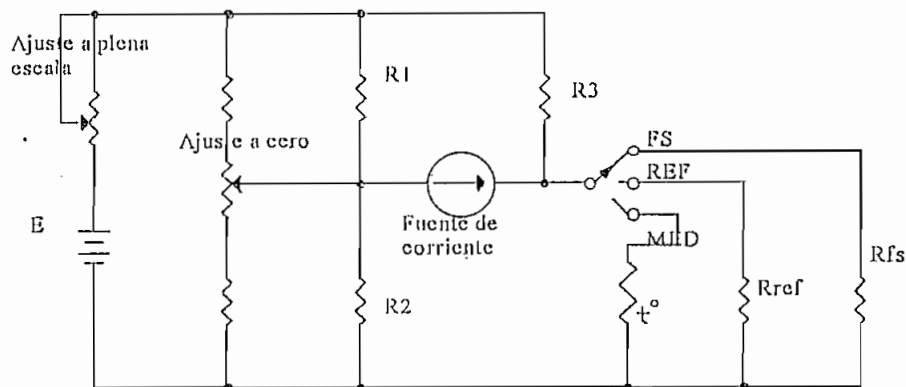


Figura. 1.12. Circuito puente con un termómetro de resistencia como uno de los elementos del puente

El interruptor de tres posiciones conecta tres resistencias en paralelo, R_{ref} es una resistencia fija de referencia con 0°C , esta resistencia es usada para la calibración a esta temperatura. R_{fs} es otra resistencia fija igual al elemento del termómetro para lecturas a plena escala del indicador de corriente, con el interruptor en la posición FS, el circuito es calibrado para todo el rango de escala. El interruptor se pone en la posición MED y conecta la resistencia R_f en el circuito. Esta resistencia permite sensor la temperatura de cualquier sistema.

Como se podrá apreciar el circuito mostrado es un puente de Wheatstone que tiene ciertas ventajas para medir variaciones de resistencias correspondiente al termómetro de resistencia; una de ellas es que las variaciones o alteraciones en el puente se puede considerar que afecta por igual a todos los elementos del puente. El puente de Wheatstone es comúnmente usado en el tratamiento de señales pequeñas.

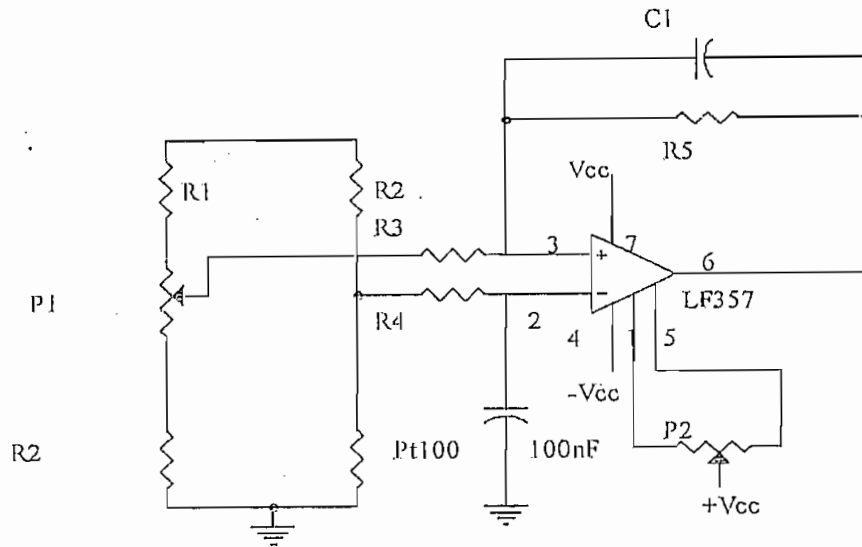


Figura. 1.13. Acondicionador de señal para un sensor Pt100.

En el circuito de la Figura. 1.13. se usa un sensor resistivo Pt100 por el que circulará aproximadamente 1 mA a 1°C. El diseño de este tipo de circuitos se basa la aplicación de la siguiente ecuación (la cual fue explicada anteriormente):

$$R_t = R_0(1 + \alpha \cdot t)$$

El potenciómetro P_1 permite calibrar el circuito a 0°C. La sensibilidad del equipo depende del valor de voltaje de salida respecto al voltaje de entrada. La corriente de excitación a través del transductor va a influir notablemente en la sensibilidad, si dicha corriente aumenta, la sensibilidad del circuito aumenta, al mismo tiempo que la potencia de disipación también aumenta. Este tipo de configuración es la recomendable a usar, tanto por la sencillez del circuito acondicionador como por los resultados obtenidos.

En fin, muchas aplicaciones más se podrían mencionar usando un sensor de temperatura resistivo; en el diseño de circuitos acondicionadores usando este tipo de sensores se deberá tomar en cuenta las características del sensor anteriormente explicadas.

1.3.2.2.- ACONDICIONADORES PARA EL NTC.

En el circuito de la Figura. 1.14. se presenta un circuito que permite linealizar la característica V/T del NTC usando el método de resistencia en paralelo.

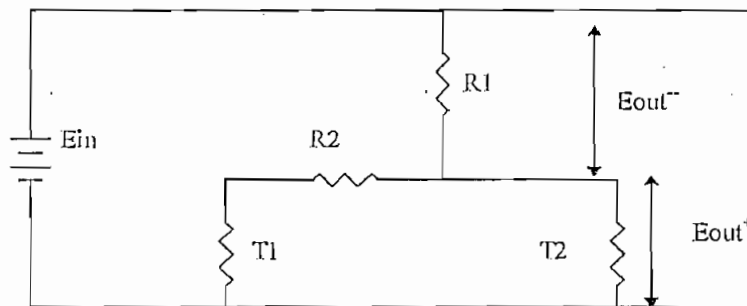


Figura. 1.14. Circuito de linealización para un termistor.

Las resistencias R_1 y R_2 están dimensionadas por el diseñador o en muchos casos por el fabricante del sensor, dependiendo del tipo de termistor (número de catálogo); por ejemplo, al recurrir a termistores cuyo fabricante es OMEGA, estos tienen disponibles tablas con datos: de rango de temperatura, voltaje de alimentación E_{in} , dimensionamiento de las resistencias R_1 y R_2 , e incluso la tabla de voltaje de salida E_{out} en función de la temperatura. Pero, en muchos de los NTCs comerciales en nuestro medio es necesario que el diseñador recurra a obtener la tabla de la variación de la resistencia en función de la temperatura. Por ejemplo, en los NTCs a usar-

se en esta aplicación el único dato que se tiene es la corriente máxima de excitación para que el sensor funcione adecuadamente.

A continuación se presenta el acondicionador de señal propuesto con estas consideraciones (Figura. 1.15.).

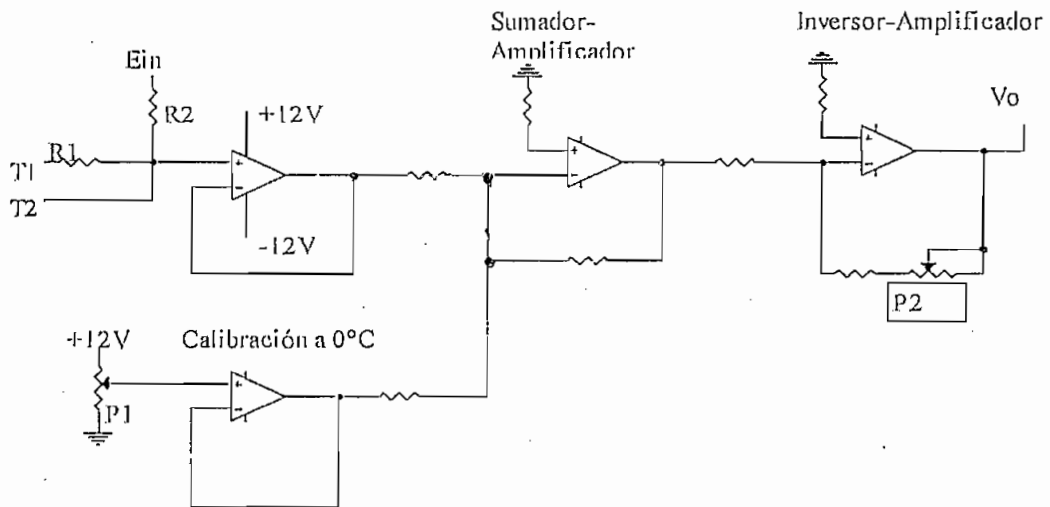


Figura. 1.15. Divisor de voltaje como acondicionador en un termistor

Como se puede ver en el gráfico anterior, la respuesta lineal del circuito va a depender de la relación entre R_1 y R_2 . El potenciómetro P_1 , se usa para la compensación del offset a 0°C , mientras que el potenciómetro P_2 dá la ganancia necesaria en todo el rango de temperatura a medir. Se debe tomar en cuenta que es necesario desacoplar la señal del sensor del resto del circuito a través de circuitos amplificadores de corriente. A pesar de usar circuitos integrados comunes como amplificadores, este circuito presenta excelentes resultados.

A continuación se presenta un circuito acondicionador usando un circuito linealizador por tramos; es decir, se toma la curva de respuesta del termistor en todo el rango de temperatura a medir y se la subdivide en tramos, cada uno de ellos es so-

metido a una diferente amplificación, al final se obtendrá una curva de respuesta lineal.

Dicho amplificador recibe una señal exponencial decreciente(característica del sensor), entregando a su salida una señal lineal decreciente (Ver Figura. 1.16.); para invertir la señal (variación creciente), se deberá restar la señal decreciente de un valor constante, posteriormente dicha señal deberá se amplificada a valores requeridos por el diseñador.

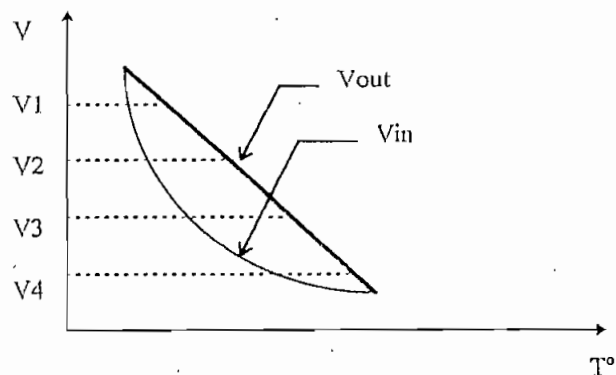


Figura. 1.16. Relación V_{in} y V_o con la temperatura.

Profundizando en la linealización, este método no es más que añadir resistencias conectadas en paralelo con una resistencia de realimentación, con el objeto de reducir la amplificación (relación entrada-salida). A continuación se presenta el circuito que permite la linealización de un termistor con este método.

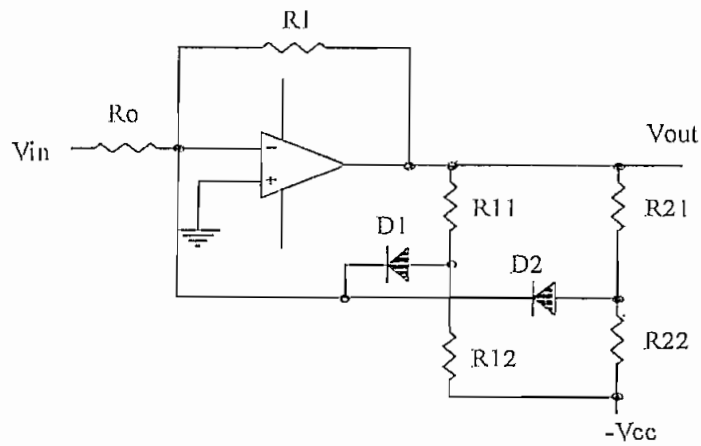


Figura. 1.17. Circuito de linealización por el método de linealización por tramos.

D_1 y D_2 se polarizan dependiendo del voltaje de salida V_{out} a través de R_{11} , R_{21} , R_{12} , R_{22} y de V_{in} por medio de la realimentación R_1 . La polarización de los diodos D_1 y D_2 permitirán conectar las resistencias R_{11} y R_{21} respectivamente en paralelo con la resistencia de realimentación R_1 , lo que permitirá disminuir la ganancia del amplificador, para de esta forma linealizar la curva de entrada del termistor (Ver Figura. 1.16.). Para determinar la polarización de los diodos, se observa que el cátodo está conectado a la entrada no inversora del amplificador, el que a su vez se conecta a tierra; por lo tanto los diodos D_1 y D_2 se polarizarán cuando el voltaje en el ánodo sea mayor que cero y esto se logra por las resistencias R_{11} y R_{12} alimentadas por V_{out} y $-V_{cc}$ respectivamente.

Este tipo de circuito tiene la idea de ser tipo escalera. Para lograr una linealización aceptable en todo el rango se deberá disponer de la mayor cantidad de diodos y resistencias en la misma configuración. A pesar de la complejidad en el circuito de linealización, este circuito no supera a los resultados obtenidos por el primer método.

El tercer método de acondicionamiento de la señal de un termistor, es usando un Puente de Wheatstone. El principio de funcionamiento con este sensor es el mismo que para un sensor resistivo RTD. La Figura. 1.18. se muestra a continuación.

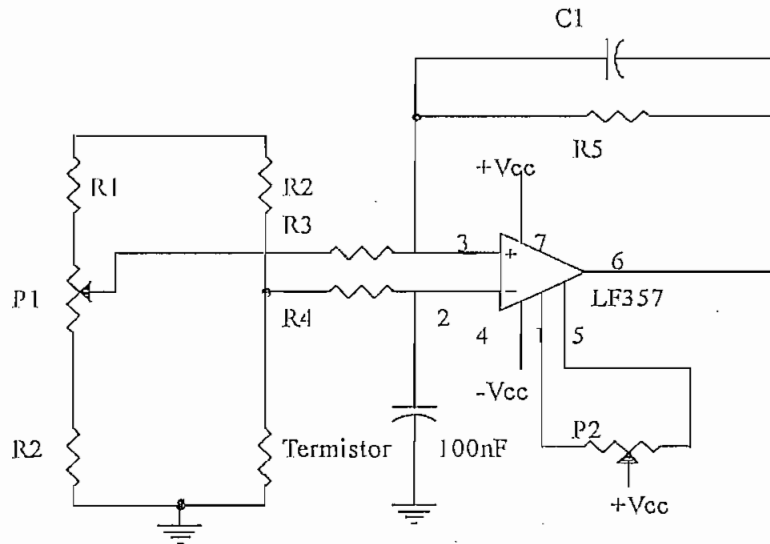


Figura. 1.18. Circuito Acondicionador Tipo Puente para un Termistor.

A pesar de que el circuito tipo puente tiene la función exclusiva de percibir variaciones pequeñas en uno de los brazos del mismo y no mejorar la respuesta de linealidad de los elementos del puente; al trabajar con resistencias R1, R2 altas (1000 veces mayores) comparadas con el termistor; la característica de linealidad es aceptable mientras que la sensibilidad es muy pobre. Esto se debe exclusivamente a la baja corriente que circula por el sensor.

Otro de los tipos de circuitos en los que se puede usar una resistencia NTC es el que se propone a continuación:

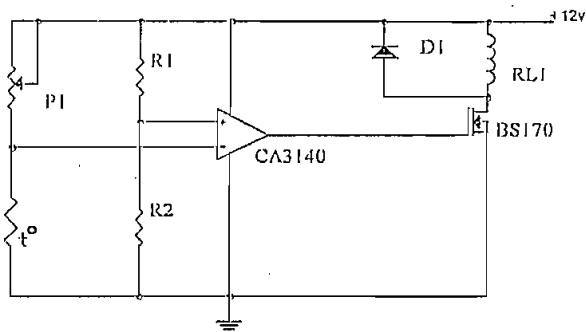


Figura. 1.19. Termostato para baja Temperatura usando un resistor NTC.

En la Figura. 1.19. se usa como montaje un circuito tipo puente, cuyos brazos están formados por resistencias (P_1 , R_1 , R_2 y t). P_1 debe estar de acuerdo al valor de la NTC en el rango de temperatura a usar. Como el comportamiento de la NTC no es lineal es recomendable en este tipo de circuitos únicamente como conmutadores.

La lógica de este circuito está determinada para un trabajo de un termostato por baja temperatura ; de igual forma se puede desarrollar un sistema para que el termostato trabaje para altas temperaturas.

1.3.2.3.- ACONDICIONADORES PARA EL LM335.

Como se explicó anteriormente, este tipo de sensor es totalmente lineal en los rangos de temperatura ambientales y la sensibilidad del mismo es muy alta. Estas dos características permiten que el circuito de acondicionamiento no sea muy complicado.

Al igual que para los sensores anteriores, existe una variedad de formas de acondicionar la señal en estos dispositivos.

Una primera forma elevada en costo es la mostrada en la Figura. 1.20. En el circuito se usa del integrado LM336 que es una fuente de corriente constante cuyo costo encarece el acondicionador, pero que es muy necesaria cuando se pretenden llegar a tener resultados con resoluciones de precisión menores a 1°C .

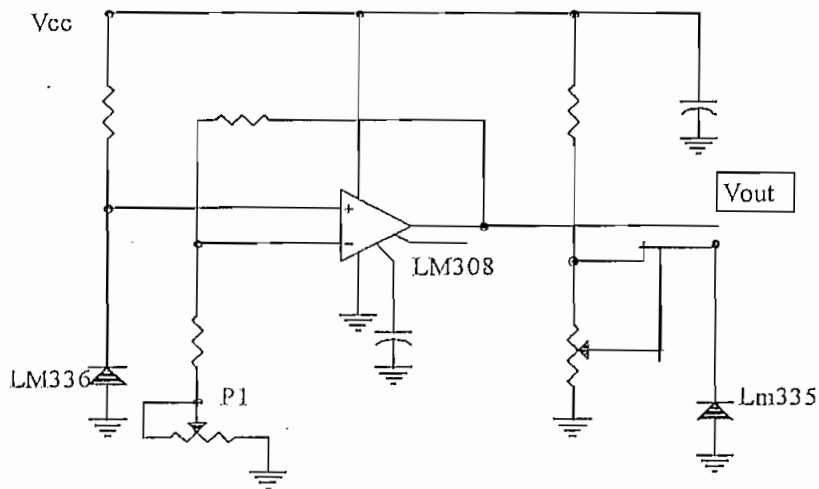


Figura. 1.20. Circuito acondicionador para el circuito integrado LM335.

Se usará ahora una configuración tipo puente muy aplicada en este tipo de sensores (Figura. 1.21.).

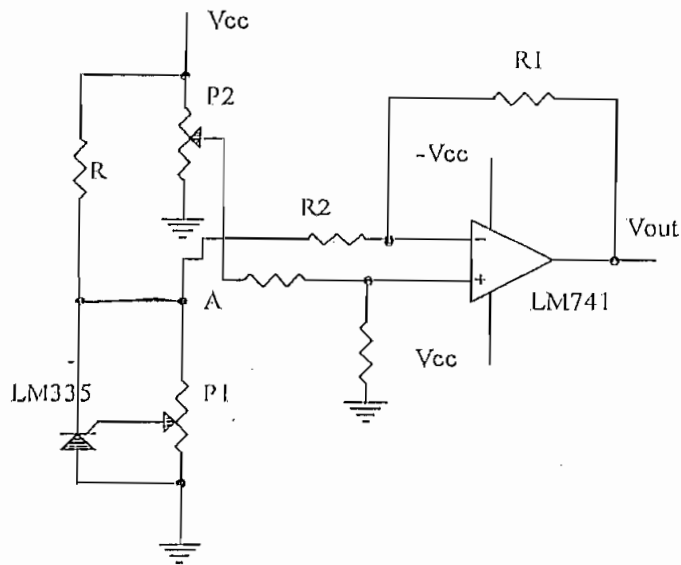


Figura. 1.21. Circuito acondicionador de señal para un LM335 usando la configuración puente.

En el circuito (Figura. 1.21.) se muestra claramente que el puente es equilibrado o calibrado con el potenciómetro P₁. Este potenciómetro además corrige el offset. En el punto A se tendrán variaciones de voltaje de 10mV por cada grado centígrado de variación, por lo tanto el voltaje en A será:

$$V_A = 2.73 \pm (T * (10\text{mV}/^\circ\text{C}))$$

donde:

T = Temperatura ambiente en determinado instante.

El potenciómetro P₂ tiene la función de restar el valor de 2.73 V del punto V_A, para que el error resultante sea amplificado a los valores deseados por el diseñador usando un amplificador diferencial, dándonos como resultado:

$$V_{out} = V_A - 2.73 = -(2.73 \pm (T \cdot (10 \text{mV}/^\circ\text{C})) - 2.73) \cdot R_1 / R_2$$

$$V_{out} = \pm(T \cdot (10 \text{mV}/^\circ\text{C})) \cdot R_1 / R_2$$

El voltaje a la salida del puente es debidamente amplificado a través de un operacional común como es el LM741, para obtener niveles de voltajes manipulables. Es usual usar una fuente de corriente en lugar de la resistencia R_1 , para de esta manera alimentar con una corriente constante de 10mA al integrado LM335 al pretender mayor sensibilidad, pero se deberá tener precaución que a medida que se aumenta la corriente al integrado se aumenta la disipación de potencia del mismo.

Finalmente es aconsejable en el diseño de estos circuitos que la amplificación se la realice en varias etapas.

CAPITULO N° 2.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LOS CIRCUITOS
ACONDICIONADORES DE SEÑAL.

En el capítulo anterior se seleccionaron varios sensores que podrían emplearse en esta aplicación. Es el objetivo de este acápite diseñar y construir los circuitos acondicionadores para los mismos.

Para comprender mejor el alcance de este trabajo, la Figura 2.1. muestra un diagrama de bloques generalizado del sistema de medición completo.

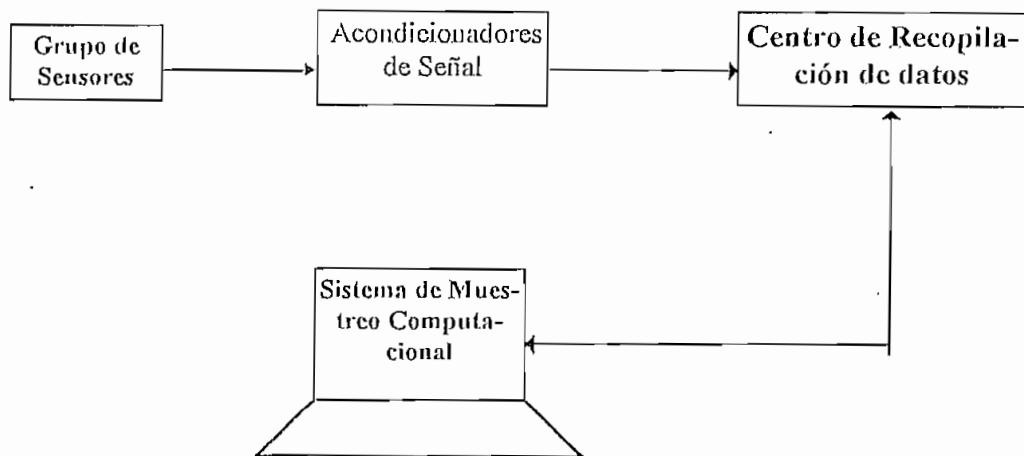


Figura. 2.1. Diagrama del Sistema de Medición.

- **Grupos de sensores** : Son los tres tipos de sensores escogidos para emplearse en esta aplicación, esto es : NTC, LM335, Pt100.
- **Acondicionadores de Señal** : Circuitos diseñados para mejorar la señal proveniente de los sensores y adecuarlas para enviarlas al centro de recopilación de datos.
- **Centro de Recopilación de datos** : Su función es convertir las señales analógicas provenientes de los acondicionadores a señales digitales y así transmitir las al computador para su procesamiento y despliegue de los datos de temperatura en el monitor del PC.

- **Sistema de muestreo computacional** : Esta constituido por un programa visual que permite la administración de la información que llega desde el Centro de Recopilación de Datos vía RS-485.

2.1.- DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL ACONDICIONADOR PARA LOS DIFERENTES SENSORES DE TEMPERATURA A USARSE EN ESTA APLICACION.

En el diseño de los circuitos acondicionadores se tratará, donde sea posible, de diseñar un solo modelo de acondicionador de señal .

En la Figura 2.2 se muestra el diagrama de bloques general de las partes principales del circuito acondicionador.

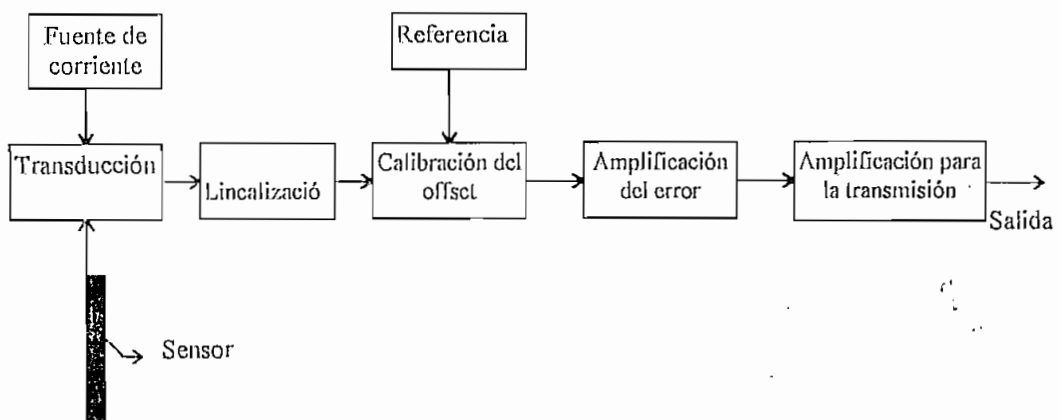


Figura. 2.2. Diagrama de bloques del Circuito Acondicionador.

- **Transducción.** En esta etapa, se realiza la conversión de la propiedad del sensor que varía al producirse variaciones en la temperatura. Para los tres sensores seleccionados se necesita de la presencia de una **fuentes de corriente constante**.

La parte de transducción necesariamente tiene que ser exclusiva para cada sensor (depende de las características físicas de cada uno) ; en el diseño de esta parte se procedió de acuerdo a lo que el fabricante del sensor recomienda en los manuales.

- **Linealización.** Esta etapa sirve para linealizar la respuesta del sensor. Para este bloque se aplicarán las recomendaciones y configuraciones que el fabricante presenta en sus manuales para la linealización dentro del rango de trabajo.

- **Calibración del Offset.** En esta etapa y con ayuda del **Nivel de referencia**, se tiene como objetivo fijar el valor inferior del rango que se va a medir (en este caso el nivel bajo será para una temperatura de 0°C).

- **Amplificación del error.** En esta etapa se tiene como objetivo amplificar el rango dentro del cual se va a realizar la medición. Para este caso se deberá tomar en cuenta que la señal debe ingresar a un conversor análogo digital y este acepta señales entre 0 y 5 voltios.

- **Amplificación para la transmisión.** Aquí las señales son amplificadas para ser enviadas al centro de recopilación de datos : un método para transmitir señales analógicas.

2.1.1. ACONDICIONADOR DE SEÑAL PARA UN ELEMENTO DE COEFICIENTE DE RESISTENCIA NEGATIVA (NTC).

Para el diseño del acondicionador de este tipo de sensor, se escogió dos sensores NTC, buscando obtener el circuito de transducción más adecuado en cuanto a

linealidad. El problema de trabajar con este tipo de sensores en nuestro mercado, es que muchas veces no se dispone de tablas que permita conocer el comportamiento de la resistencia al variar la temperatura. Debido a esto, fue necesario obtener la característica de la resistencia vs. la temperatura por cuenta del diseñador (Figura. 2.3.).

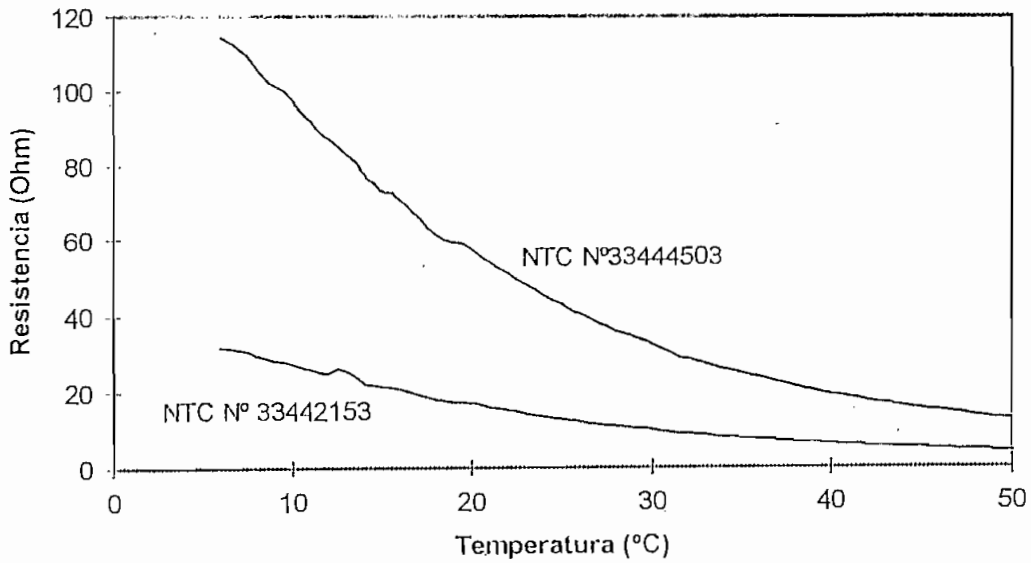


Figura. 2.3. Respuesta del NTC a variaciones de Temperatura.

En base al circuito de la Figura 2.4. se pueden obtener las ecuaciones para las salidas positiva y negativa del circuito acondicionador. De un sencillo análisis de divisor de voltaje se obtienen las siguientes ecuaciones de voltaje de salida E_{out}^+ y E_{out}^- :

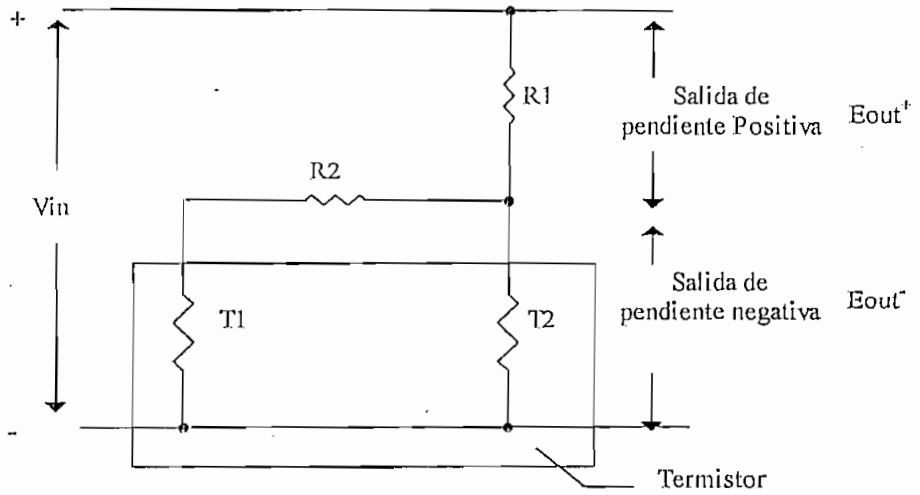


Figura. 2.4. Circuito Transductor para un Termistor.

$$E_{out}^+ = \frac{R_1 * V_{in}}{R_1 + (R_2 + T_1) \parallel T_2} = \frac{R_1 * V_{in}}{R_1 + \frac{(R_2 + T_1) * T_2}{R_2 + T_1 + T_2}}$$

$$E_{out}^+ = \frac{V_{in} * R_1 * (R_2 + T_1 + T_2)}{R_1 * (R_2 + T_1 + T_2) + (R_2 + T_1) * T_2}$$

$$E_{out}^+ = \frac{V_{in}}{1 + \frac{(R_2 + T_1) * T_2}{R_1 * (R_2 + T_1 + T_2)}}$$

(Ecuacion 2.1.)

$$E_{out}^- = \frac{(R_2 + T_1) \parallel T_2 * V_{in}}{R_1 + (R_2 + T_1) \parallel T_2} = \frac{(R_2 + T_1) * T_2 * V_{in}}{R_2 + T_1 + T_2} \cdot \frac{1}{R_1 + \frac{(R_2 + T_1) * T_2}{R_2 + T_1 + T_2}}$$

$$E_{out}^- = \frac{V_{in} * (R_2 + T_1) * T_2}{R_1 * (R_2 + T_1 + T_2) + (R_2 + T_1) * T_2}$$

$$i_{out}^- = \frac{V_{in}}{\frac{R_1 * (R_2 + T_1 + T_2)}{(R_2 + T_1) * T_2} + 1} \quad (\text{Ecuacion 2.2.})$$

La Tabla 2.1 muestra las principales características eléctricas del sensor y del circuito acondicionador para el correcto acondicionamiento de señal de estos sensores.

Características	NTC 334445043	NTC 33442153
Rango de temperatura	-5°C a +100°C	-5°C a +100°C
Ecuación para salida Positiva	$E_{out}^+ = \frac{V_{in}}{1 + \frac{(R_2 + T_1) * T_2}{R_1 * (R_2 + T_1 + T_2)}}$	
Ecuación para salida Negativa	$E_{out}^- = \frac{V_{in}}{\frac{R_1 * (R_2 + T_1 + T_2)}{(R_2 + T_1) * T_2} + 1}$	
**IT max	19.5 μA	32 μA
Resistencia a 25 °C	50 KΩ ± 7%	15 KΩ ± 7%

** IT max es el valor de corriente que alimentan al elemento sensor. Es recomendable que no se sobrepase de estos valores.

Tabla 2.1. Características Físicas de los Termistores a usar.

Como segundo paso, se determinaron los rangos de trabajo tanto de temperatura y voltaje del sensor. Para la presente aplicación, el rango de Temperatura es de 0°C-50°C lo que equivale a un rango de voltaje en E_{out}^+ de 0 a 1000 mV (lo que significa que la resolución será de 20 mV/°C).

De la ecuación de voltaje de salida de esta etapa " E_{out}^+ ", en función del voltaje de alimentación V_{in} , para la salida de pendiente positiva se tiene :

$$E_{out}^+ = \frac{V_{in}}{1 + \frac{(R_2 + T_1) * T_2}{R_1 * (R_2 + T_1 + T_2)}}$$

Donde : T_1 y T_2 corresponde a los valores de resistencia medida en Ω a una temperatura dada, para cada uno de los sensores.

Seguidamente se hizo cumplir las condiciones de máxima corriente aplicada a cada sensor (ver dato de I_{Tmax} en la Tabla 2.1), con el fin de calcular los valores de las resistencias R_1 y R_2 . De la Figura. 2.4. se tiene:

$$\frac{V_{in}}{R_1 + T_2} \leq 20 \mu A$$

$$T_{2CRITICO} = 12.7K \text{ a } 50^\circ C.$$

$$\Rightarrow V_{in} = 20 \mu A * (R_1 + 12.7K)$$

Para $V_{in} = 1 V$ se tiene :

$$R_1 = 37K$$

El Cálculo para R_2 es :

$$\frac{V_{in}}{R_1 + R_2 + T_1} \leq 33 \mu A$$

$$T_{ICMICO} = 4 K \text{ a } 50^\circ C.$$

$$\Rightarrow R_2 = 2.2 K$$

Hay que tomar en cuenta que en el cálculo anterior los valores de las resistencias R_1 y R_2 no son los definitivos, pues se debe jugar con sus valores para que el voltaje E_{out+} sea lo más lineal posible.

Con los valores de R_1 , R_2 y V_{in} determinados se puede graficar una curva teórica de E_{out+} vs. La Temperatura. La Figura. 2.5. muestra el resultado.

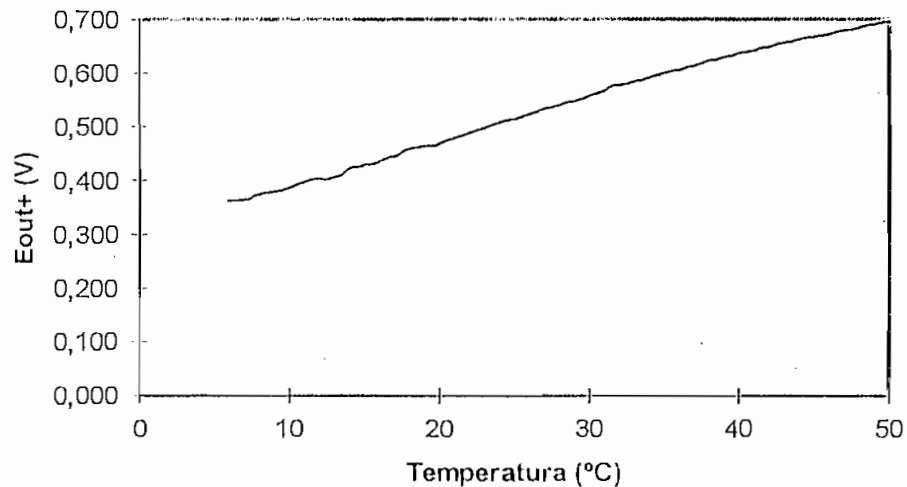


Figura. 2.5. Gráfico de E_{out+} Vs. Temperatura.

Conocido el valor de V_{in} necesario para la alimentación al sensor y el voltaje de salida del mismo, a continuación se procedió a probar el circuito de la Figura 2.6., recomendado por el fabricante.

$$V_{in} = 1V = \frac{R_3}{R_3 + R_4} * 12V$$

$$R_3 + R_4 = 10K$$

$$R_3 = 833.33\Omega \cong 820\Omega$$

$$R_4 = 9.180K\Omega \approx 9.1K\Omega$$

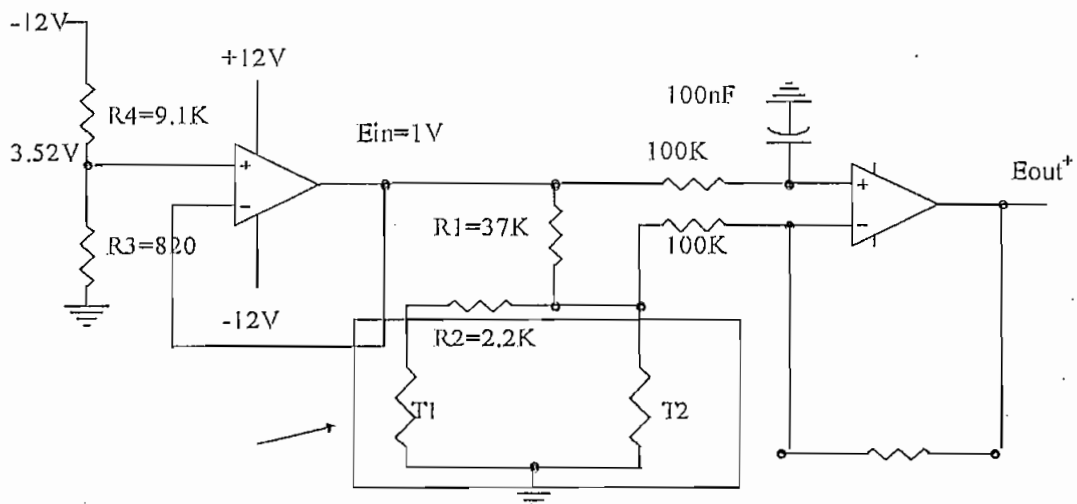


Figura. 2.6. Circuito de transducción para el Termistor.

A continuación se procedió a corregir el offset, procurando que para una temperatura de 0°C , el voltaje de salida E_{out}^{+} sea $0V$. De la gráfica de E_{out}^{+} en función de la temperatura se deduce que a 0°C el circuito transductor mide :

$$E_{out}(0^{\circ}C) = 0.3V$$

Este es el voltaje que debió ser compensado ; con este objetivo se diseño un circuito divisor de voltaje con un operacional en configuración seguidor de voltaje para acoplar impedancias entre la referencia y el resto del circuito ; obteniéndose el circuito ilustrado en la Figura 2.7.

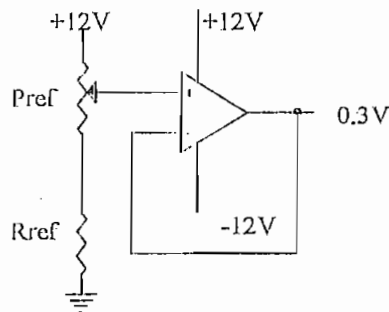


Figura. 2.7. Circuito del voltaje de referencia V_{ref} .

$$V_{ref} = 0.3V = \frac{R_{ref}}{P_{ref} + R_{ref}} * 12V$$

$$\text{Si } P_{ref} = 10K$$

Entonces:

$$R_{ref} = 256\Omega \approx 240\Omega$$

Posteriormente se diseñó la etapa de ganancia para lograr ampliar el rango del voltaje hasta 10V con el fin de aumentar la relación señal/ruido de las señales transmitidas por cables . Es decir, a una temperatura de 50°C se tendrá un voltaje de 10V. Esto se logró con dos etapas de amplificación. La primera amplifica hasta +5V y la segunda a -10V.

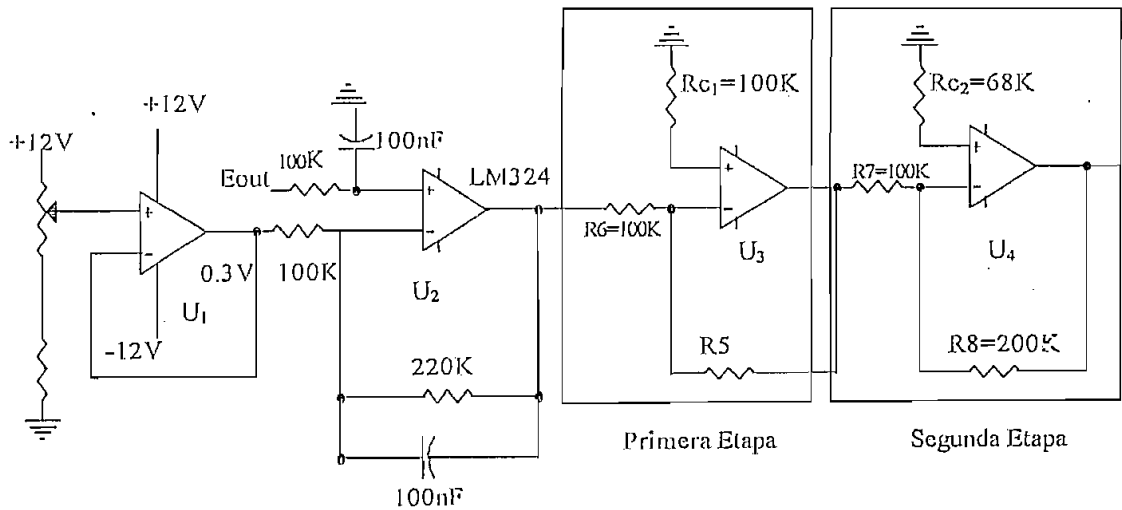


Figura. 2.8. Circuito de corrección del Offset y Amplificación.

Para la primera etapa (C.I. U_3):

$$V_{sal}(50^\circ C) = G * [E_{out}(50^\circ C) - 0.3V] = 5V$$

$$G = \frac{5V}{0.696 - 0.3} = 12.63$$

$$\text{Pero } G = -\frac{R_5}{R_6}$$

$$\text{Siendo } R_5 \approx 13 * R_6$$

$$R_5 = 1,3M$$

$$R_6 = 100K$$

Para amplificar a -10V en la segunda etapa (C.I. U_4) se utiliza un procedimiento similar al anterior, es decir :

$$V_{sal}(50^{\circ}\text{C} - 10\text{V}) = G * [V_{sal}(50^{\circ}\text{C})] = 10\text{V}$$

$$G = \frac{10\text{V}}{5} = 2$$

$$\text{Pero } G = -\frac{R_8}{R_7}$$

$$\text{Siendo } R_8 = 2 * R_7$$

$$R_7 = 100\text{K}$$

$$R_8 = 200\text{K}$$

El cálculo de las resistencias R_{c1} y R_{c2} :

$$R_{c1} = R_5 \parallel R_6 = 100\text{K} \parallel 1.3\text{M} \approx 100\text{K}$$

$$R_{c2} = R_7 \parallel R_8 = 100\text{K} \parallel 200\text{K} \approx 68\text{K}$$

Finalmente, cada una de las señales más importantes de los diferentes puntos del acondicionador fueron amplificadas para ser transmitidas al Centro de Recopilación de datos. Esto solo por razones didácticas En la sección Anexos (A.1.1.) se muestra el Circuito Acondicionador para NTC completo más las señales más importantes amplificadas.

2.1.2. CIRCUITO ACONDICIONADOR PARA UN SENSOR LM335.

De la misma forma que para el NTC, se procedió con el sensor LM335. A continuación en la Tabla 2.2 muestra las principales características de este sensor.

Parámetro	
Rango de medición	-40°C a +100°C
Rango de corriente de excitación permisible	400 μ A a 5mA
Impedancia dinámica a $IR_1 = 1\text{mA}$	0.5 Ω
Sensibilidad	10 mV/°C
No linealidad a $IR_1 = 1\text{mA}$ en todo el rango	0.3°C

Tabla 2.2. Características del sensor de temperatura LM335.

El Circuito Integrado LM335 tiene un funcionamiento semejante al diodo; es decir, se polariza el integrado inyectando corriente constante en los terminales ánodo y cátodo del mismo. Se pueda lograr una sensibilidad de 10mV/°K (teórico). Para la calibración este sensor dispone de un pin con el cual se logra variar el voltaje y ajustarlo a un valor de temperatura determinado. Para el caso presente se obtuvo 2.73V a una temperatura de 0°C. El circuito de transducción se muestra en la Figura. 2.9. U_1 y U_2 independizan las impedancias de salida del sensor y el voltaje de referencia respectivamente, del resto del circuito.

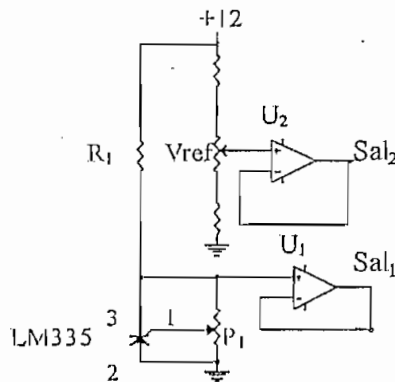


Figura. 2.9. Circuito de Transducción para el sensor LM335.

El dimensionamiento de R_1 es muy importante, ya que define el rango de trabajo del integrado, el cual es: $400\mu\text{A}$ a 5mA . Fuera de este rango hay un mal funcionamiento. Se eligió 1.2 mA como corriente que fluye por el sensor. Despreciando la impedancia dinámica del sensor ($\approx 0.5\ \Omega$ a 1 mA . ver tabla 2.2.), se tiene:

$$I \approx \frac{12\text{V}}{R_1} = 1.2\text{ mA}$$

$$R_1 = 10\text{K}$$

Con $R_1 = 10\text{ K}$ se garantiza que el integrado LM335 este alimentado con 1.2mA , de esta forma se consigue una sensibilidad de $10\text{ mV}/^\circ\text{K}$ según las especificaciones del fabricante. El potenciómetro P_1 se calibró hasta que en la salida "Sal₁" del circuito anterior se mida 2.73V . a la temperatura de 0°C .

Posteriormente en el circuito de la Figura 2.10 se elimina el offset del voltaje del sensor (C.I. U_1), restando 2.73V (C.I. U_2) para que a 0°C se tenga 0V . En esta etapa de corrección del offset también se amplifica la señal hasta un nivel de 5 voltios (C.I. U_3), para obtener una sensibilidad en el acondicionador de $100\text{ mV}/^\circ\text{C}$.

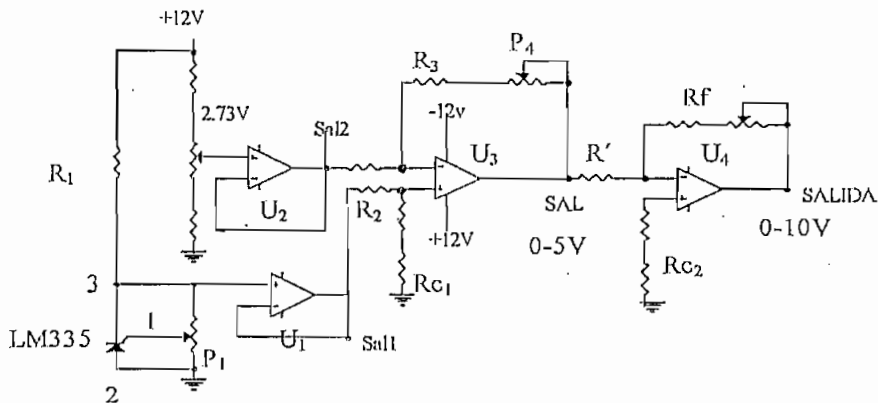


Figura. 2.10. Circuito de Corrección del Offset para el sensor LM335.

De la Figura. 2.10. se calculó R_3 , R_2 , P_4 :

$$\text{Sal}_2 = 2.73\text{V}$$

$$\text{Sal}_1 = 10\left[\frac{\text{mV}}{\text{K}}\right] * (T[^\circ\text{C}] + 273)$$

$$\text{Sal}[0 - 5\text{V}] = (\text{Sal}_1 - \text{Sal}_2) * G$$

Pero G (Ganancia del lazo en el C.I. U_3) deberá ser calculada para que a una temperatura de 50°C el voltaje en $\text{Sal} = 5\text{V}$, entonces:

$$G = \frac{5\text{V}}{10\frac{\text{mV}}{\text{C}} * 50^\circ\text{C}} = 10$$

$$G = \frac{R_3 + P_4}{R_2} = 10$$

$$\text{Si } R_2 = 100\text{K}\Omega$$

entonces:

$$R_3 = 1\text{M}$$

$$P_4 = 20\text{K}$$

Además :

$$R_{e1} = (R_3 + P_4) \parallel R_2 = (1\text{M} + 20\text{K}) \parallel 100\text{K} \approx 100\text{K}$$

Seguidamente, con el amplificador U_4 se amplifica la señal, para llegar hasta 10V para su transmisión. La etapa final tiene una ganancia G_1 .

$$G_1 = \frac{R_f}{R'}$$

De esta forma en Salida[0–10V] el voltaje sea:

$$\text{Salida}[0-10V] = -\text{Sal}[0-5V] * \frac{R_f}{R'}$$

A la temperatura de 50°C, Salida[0–5V]= 5V, y se desea obtener Salida[0–10V]= 10V, por lo tanto :

$$G_1 = \frac{R_f}{R'} = \frac{10V}{5V} = 2$$

$$\text{Si } R' = 100K$$

entonces:

$$R_f = 200K$$

La resistencia R_{c2} se calcula de la siguiente forma:

$$R_{c2} = R_f \parallel R' = 200K \parallel 100K \approx 68K$$

Adicionalmente, dos señales son amplificadas a 10 V para su transmisión. Estas señales son Sal_1 y Sal_2 . Sal_2 es la señal correspondiente al voltaje de referencia de 2.73V y que se amplifica a $Salida_2 = 8.3V$. para ser transmitida, Sal_1 es la señal del sensor cuya variación es entre 2.73V y 3.23V, y fue amplificada a niveles de voltaje de $Salida_1$ entre 9.36V y 11 V. Se eligieron los voltajes de 8.3V y 9.36V con el fin de reconocer cada una de las señales transmitidas al centro de recopilación de datos con fines de mantenimiento. En la Figura. 2.11. se muestran las etapas que efectúan la amplificación respectiva.

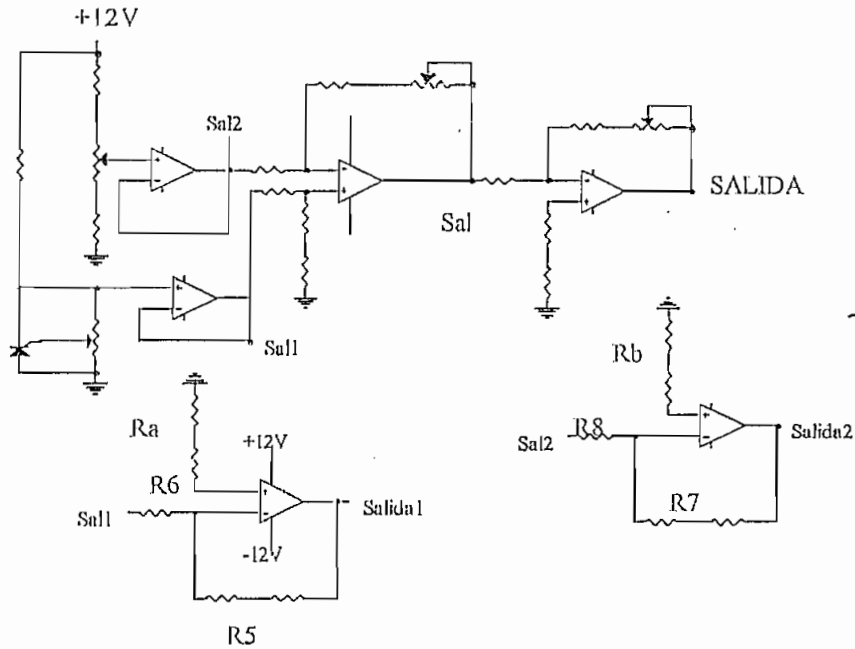


Figura. 2.11. Acondicionador para el sensor LM335.

$$\text{Salida}_2 = 8.3\text{V} = -2.73 * G$$

$$G = \frac{8.3\text{V}}{2.73} = 3.04$$

$$G = \frac{R_7}{R_8} = 3$$

De donde :

$$R_8 = 100\text{K}$$

$$R_7 = 300\text{K}$$

Además :

$$R_b = R_7 \parallel R_8 = 100\text{K} \parallel 300\text{K} \approx 72\text{K} + 2.7\text{K}$$

Por otra parte :

$$\text{Salida}_1 = -\text{Sal}_1 * G$$

$$\text{Salida}_1 = -\text{Sal}_1 * \frac{R_5}{R_6}$$

Los valores de R_5 y R_6 son determinados en base al voltaje del sensor a 50°C , esto es 3.23 V. Por lo tanto :

$$\text{Salida}_1 = -11\text{V}$$

$$\text{Sal}_1 = 3.23$$

$$G = \frac{-11}{3.23} = 3.4$$

$$G = \frac{R_5}{R_6} = 3.4$$

$$R_5 = 340\text{K}$$

$$R_6 = 100\text{K}$$

Finalmente :

$$R_a = R_5 \parallel R_6 = 340\text{K} \parallel 100\text{K} \approx 72\text{K} + 5.1\text{K}$$

2.1.3.- ACONDICIONADOR DE SEÑAL PARA UN SENSOR DE TEMPERATURA RESISTIVO.

Luego de realizar las pruebas respectivas de diferentes configuraciones circuitales para este sensor, en base a las dadas por el fabricante (OMEGA), se optó por

la configuración tipo puente como método de transducción. El diagrama circuital del circuito completo se presenta en la Figura. 2.12.

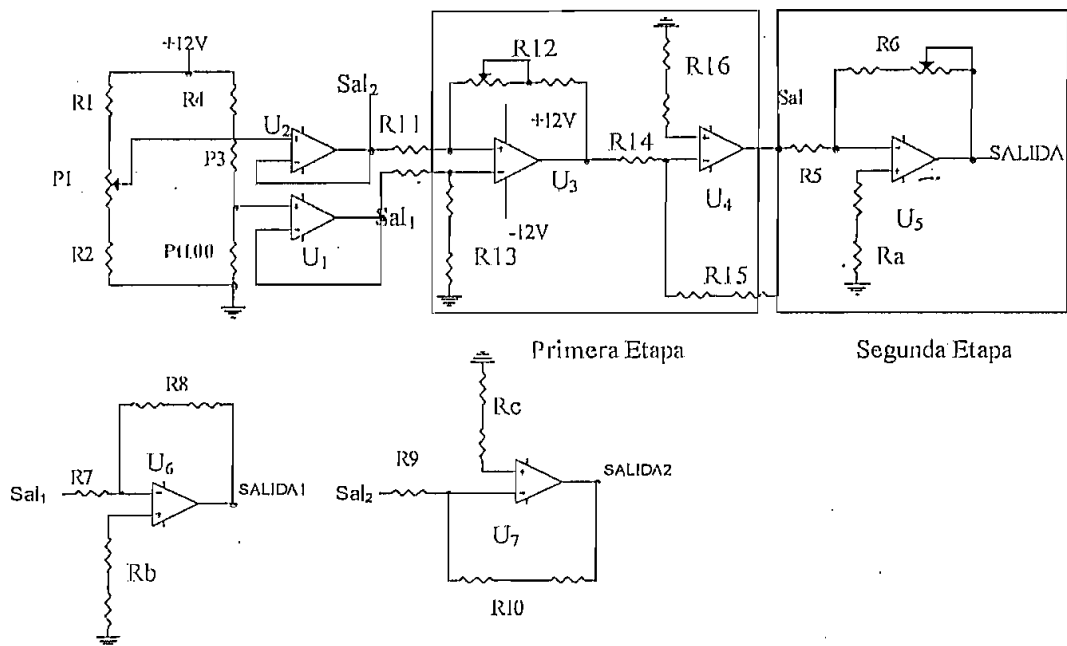


Figura. 2.12. Circuito de Transducción para un Sensor Resistivo.

El circuito de transducción de la Figura. 2.12 está formado por: R_1 , R_2 , P_3 , R_4 , P_1 y Pt100, en el cual R_1 , R_2 y P_1 definen el voltaje de referencia. Como se sabe, el sensor Pt100 tiene la característica principal de tener un valor de 100Ω a 0°C . Con el puente en equilibrio, el voltaje en el punto Sal_1 debe ser igual al voltaje en Sal_2 el cual es la referencia. Otro factor a ser tomado en cuenta en este diseño es que la corriente que circule por el Pt100 tendrá que ser aproximadamente 1mA. El voltaje en Sal_1 para una temperatura de 0°C será:

$$V_{Sal1}(0^\circ\text{C}) = \frac{Pt100}{Pt100 + P_3 + R_4} * (+12\text{V}) \quad \text{Ec.(2.3.)}$$

Además hay que tomar en cuenta que el fabricante recomienda una circulación de corriente $\approx 1\text{mA}$, si se aumenta la corriente aumentarán las pérdidas por disipación que influye notablemente en la medición de la temperatura. Por lo que :

$$\frac{12V}{P_1 + 100(0^\circ\text{C}) + P_3 + R_4} = 1\text{mA} \quad \text{Ec.(2.4.)}$$

De la Ec.(2.4) se determina los valores de P_3 y R_4 a la temperatura de 0°C :

$$R_4 = 10K$$

$$P_3 = 5K$$

P_3 se calibra para que la salida $\text{Sal}_1(0^\circ\text{C}) = 100\text{ mV}$:

$$V_{\text{sal}_1}(0^\circ\text{C}) = \frac{100}{100 + 1.9K + 10K} * (12V) = 100\text{ mV}$$

Como se explicó anteriormente, este voltaje debe ser igual al voltaje de referencia en el punto Sal_2 .

$$V_{\text{Sal}_2}(0^\circ\text{C}) = \frac{R_2}{R_2 + P_1 + R_1} * 12V = 100\text{mV}$$

P_1 permite calibrar el voltaje de referencia, por lo esta parte se diseño para un rango de voltaje entre 90 mV y 120mV . Para $V_{\text{Sal}_2} = 90\text{mV}$:

$$V_{\text{Sal}_2}(0^\circ\text{C}) = \frac{R_2}{R_2 + P_1 + R_1} * 12V = 90\text{mV} \quad \text{Ec.(2.5.)}$$

Para $V_{\text{Sal}_2} = 120\text{mV}$:

$$V_{\text{Sal2}}(0^\circ\text{C}) = \frac{R_2 + P_1}{R_2 + P_1 + R_1} * 12V = 120mV \quad \text{Ec. (2.6)}$$

Dividiendo Ec (2.5) / Ec (2.6):

$$\frac{R_2}{R_2 + P_1} = \frac{90}{120}$$

$$R_2 = 3 * P_1$$

$$\text{Si } P_1 = 5K$$

$$R_2 = 15K$$

De Ec(2.5) se obtiene R1:

$$\frac{15K}{15K + 5K + R_1} = \frac{90mV}{12V}$$

entonces:

$$R_1 = 1.98 M\Omega \approx 2 M\Omega$$

Como siguiente paso se calcula la diferencia entre el voltaje dado por el sensor V_{Sal1} y el $V_{\text{Sal2}} = 100 \text{ mV}$ y el resultado se amplifica hasta llegar a niveles de voltaje entre 0 y 5 voltios (primera etapa). De las pruebas realizadas se determinó que el $V_{\text{Sal1}}(50^\circ\text{C}) = 120 \text{ mV}$. Por lo que la ganancia en la primera etapa se calculó así :

$$G_1 = \frac{V_{\text{Sal}}(0 - 5V)}{V_{\text{Sal1}} - V_{\text{Sal2}}}$$

A la temperatura de 50°C se tiene :

$$G_1 = \frac{5V}{120mV - 100mV} = 250$$

Para la primera etapa se diseñaron dos subetapas de amplificación (C.I. U_3 y U_4) debido a que la diferencia entre V_{Snl1} y V_{Snl2} son muy pequeñas.

En el amplificador U_3 se multiplica x10 el resultado de la diferencia :

$$G_{11} = \frac{R_{12}}{R_{11}} = 10$$

de donde:

$$R_{12} = 1M\Omega$$

$$R_{11} = 100K\Omega$$

Además :

$$R_{13} = R_{12} \parallel R_{11} = 1M \parallel 100K \approx 91K + 10K$$

En el amplificador U_4 multiplica x25 el resultado anterior

$$G_{12} = \frac{R_{15}}{R_{14}} = 25$$

de donde:

$$R_{15} = 2.2M\Omega + 330K\Omega$$

$$R_{14} = 100K\Omega$$

El cálculo de R_{16} es el siguiente :

$$R_{16} = R_{15} \parallel R_{14} = 2.53M \parallel 100K \approx 91K + 5.1K$$

Al igual que se realizó para los acondicionadores de temperatura anteriores, las señales más importantes del circuito fueron amplificadas a niveles de -10 voltios para permitir su transmisión análogamente. SALIDA, SALIDA₁, SALIDA₂ son las señales transmitidas.

En el caso de la señal Sal, esta se amplifica en la Segunda etapa con el C.I. U₅:

$$V_{SALIDA} = V_{SAL} * G_2$$

$$G_2 = \frac{R_6}{R_5} = \frac{10V}{V_{SAL(50^{\circ}C)}} = \frac{10}{5} = 2$$

De Donde :

$$R_5 = 100k$$

$$R_6 = 200k$$

Ra se calcula de la siguiente forma :

$$Ra = R_5 \parallel R_6 = 100K \parallel 200K \approx 56K + 10K$$

Para el caso de SAL₁, por ser una señal pequeña, se amplificó V_{P1100(50°)} hasta 2V.

$$\text{SALIDA}_1 = \text{SAL}_1 * G_3$$

$$G_3 = \frac{R_8}{R_7} = \frac{2V}{V_{Pt100(50^\circ C)}} = \frac{2}{\frac{Pt100(50^\circ C)}{Pt100(50^\circ C) + P_3 + R_4} * 12} = \frac{Pt100(50^\circ C) + P_3 + R_4}{Pt100(50^\circ C)} * \frac{2}{12}$$

$$\frac{Pt100(50^\circ C) + P_3 + R_4}{Pt100(50^\circ C)} * \frac{2}{12} = \frac{120 + 1.9K + 10K}{120} * \frac{2}{12} = 19.47$$

De donde :

$$\text{Si: } R_7 = 100K$$

entonces:

$$R_8 \approx 1.8M\Omega + 120K\Omega$$

Para el cálculo de Rb :

$$Rb = R_7 \parallel R_8 = 100K \parallel 1.92M \approx 91K + 5.1K$$

En el caso de SAL₂, se tiene que amplificar el voltaje de corrección del offset. El valor de Vref para este sensor es de 100 mV.

$$\text{SALIDA}_3 = \text{SAL}_3 * G_4$$

$$G_4 = \frac{R_{10}}{R_9} = \frac{2V}{100mV} = 20$$

De donde :

Si: $R_9 = 100K$

entonces:

$R_{10} \approx 2M$

Además :

$$R_c \approx R_9 \parallel R_{10} = 100K \parallel 2M \approx 91K + 5.1K$$

Los valores calculados son teóricos, por lo que fue necesario realizar un reajuste en los valores de resistencias, para obtener los resultados pretendidos.

2.2. METODOS DE TRANSMISION DE SEÑALES.

Resulta imprescindible estudiar en este trabajo las posibles formas de transmisión de señales análogas o datos. La Figura. 2.13. muestra un diagrama de bloques general del sistema de medición de temperatura, poniendo énfasis en cuanto a distancias de los diferentes componentes se refiere.

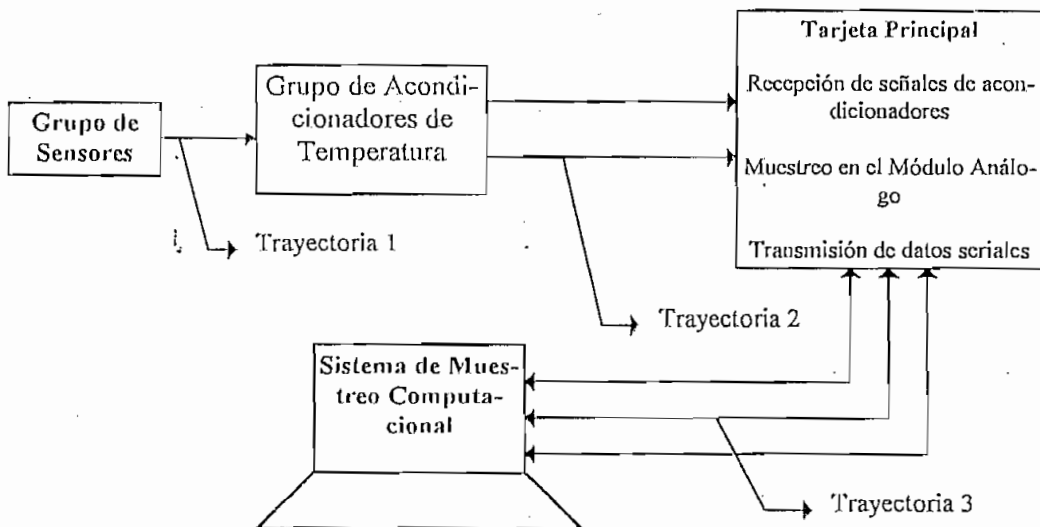


Figura. 2.13. Diagrama General del Sistema de Medición de temperatura

Trayectoria 1.- Esta trayectoria comprende el espacio físico que existe entre los sensores y los acondicionadores de señal, la distancia de la misma está alrededor de los 50 cm. y el tipo de señal que transporta es análoga, ya sea voltaje o resistencia; el número de cables es de 2 o 3 por cada uno de los 3 sensores.

Trayectoria 2.- Esta trayectoria comprende el espacio físico entre los acondicionadores de señal y la tarjeta principal, en la cual existe una señal análoga de voltaje DC y la distancia está alrededor de los 10 metros; el número de cables es de 4 de señales y 2 de polarización más la tierra por cada uno de los 3 acondicionadores.

Trayectoria 3.- Esta trayectoria comprende el espacio entre la tarjeta principal y el computador de muestreo. En esta trayectoria se deberá usar una transmisión digital; la distancia entre estas partes es de 30 metros en este trabajo(en esta trayectoria se pueden cubrir distancias de hasta 300 mts).

2.2.1. TRANSMISION DE SEÑALES ANALOGICAS.

En teoría, no es recomendable transmitir datos en forma análoga a grandes distancias (más de 15 metros), ya que los cables presentan una impedancia y ocasionan caídas de tensión cuyo valor dependerá de la longitud del cable lo que equivale a decir que son alcatorias. En el presente trabajo se optó por enviar señales análogas desde los acondicionadores a la tarjeta principal ; principalmente porque esta tarjeta se encuentra relativamente cerca. Si se hubiese optado transmitir en forma digital se requeriría de un conversor análogo digital por cada una de los 12 señales de los acondicionadores, lo que resulta muy costoso de aplicar.

Técnicas de Transmisión de señales análogas.

En esta parte se mencionarán diferentes diseños de circuitos que transmitan señales análogas sin sufrir alteración en el medio de transmisión.

Transmisión por Lazos de Corriente.

Esta técnica usa como norma enviar señales de corriente entre 4 y 20 mA. La técnica consiste en transformar las señales de voltaje dadas por el sensor y convertirlas en señales de corriente, menos alteradas por el ruido.

Uno de los circuitos que permite transferir señales análogas usando este método es el mostrado en la Figura. 2.14. En el circuito, se usa un transistor NPN en configuración emisor común para transmitir las señales; como receptor se usa un Foto-Transistor, cuyo voltaje depende de la intensidad de luz en el led.

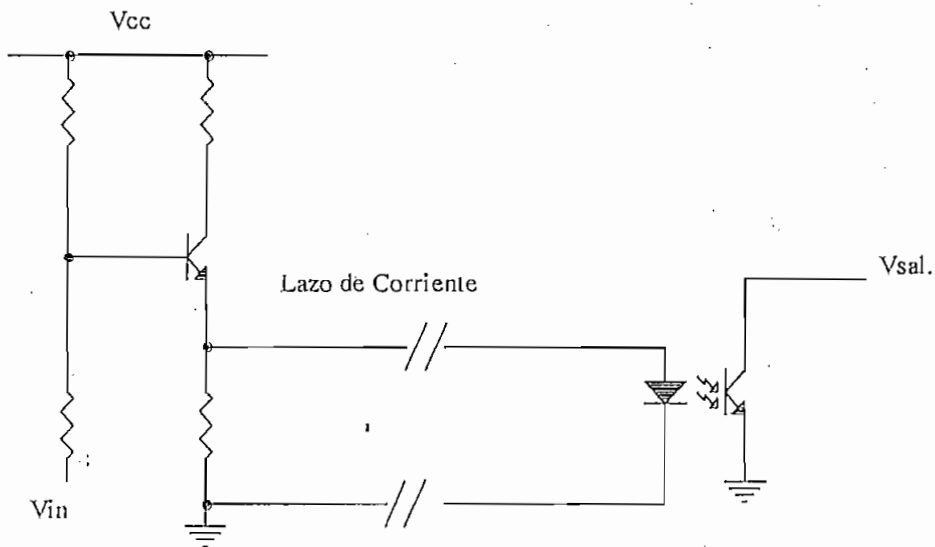


Figura. 2.14. Convertidor Voltaje-corriente y corriente-voltaje para Transmisión (Primer método).

Un segundo método se muestra en el circuito de la Figura 2.15., el cual basa su funcionamiento en que para cierto valor de voltaje de entrada se tiene una determinada corriente de salida, este valor de corriente tiene que ser igual a la corriente que fluye a través de una resistencia que se la puede llamar de realimentación o de

salida (R_{sal}). De esta manera, si R_{sal} varía en su valor el voltaje de salida varía también en el mismo sentido, para mantener siempre un valor de corriente constante.

Como el rango de corriente para este método es de 4 a 20 mA, resulta imprescindible lograr que a 0 voltios se tenga 4mA en el lazo. El fondo de escala, que corresponde a 20mA se logra controlando la ganancia del amplificador. El circuito que se muestra a continuación (Figura. 2.15.), corresponde al circuito transmisor.

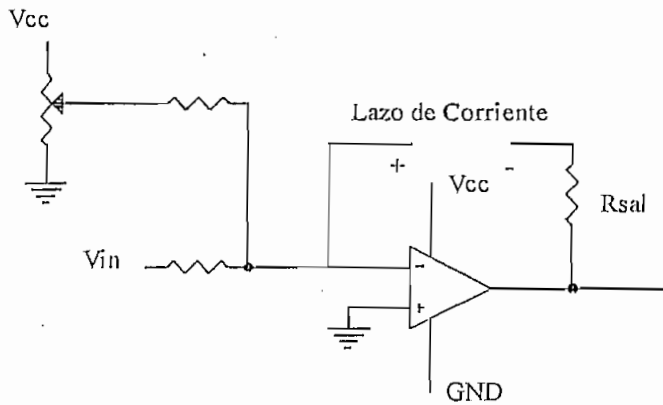


Figura 2.15. Convertidor Voltaje-corriente para Transmisión (Segundo método).

En cualquier proyecto es más sencillo manipular variaciones de voltaje que de corriente. Por tal razón se hace necesario el uso de un circuito adicional que permita convertir los datos de corriente transmitidos a sus respectivos valores de voltaje. Con este fin, el circuito de recepción se basa en un método de conversión corriente-voltaje.

Al circular la señal de corriente sobre la resistencia del receptor se obtiene la respectiva señal de voltaje que posteriormente es amplificada a niveles entre 0 y 5 voltios. El circuito se muestra en la Figura. 2.16.

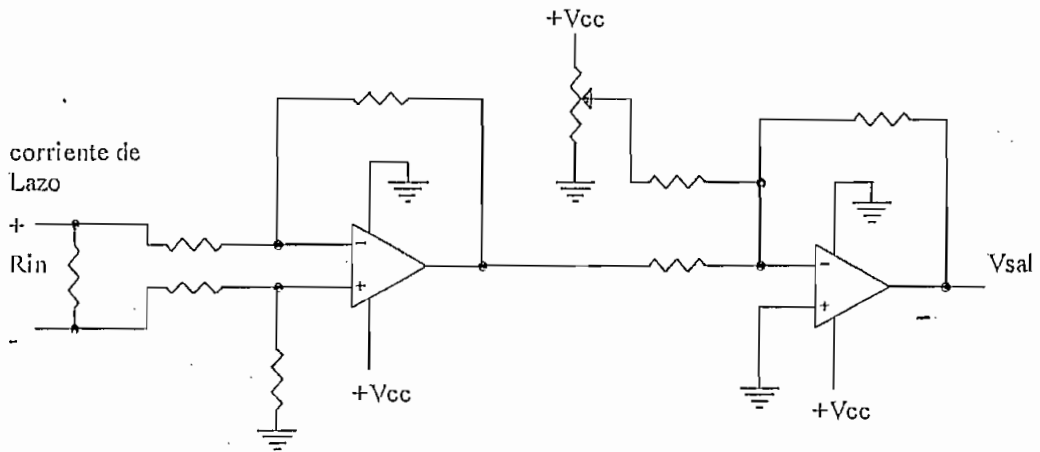


Figura. 2.16. Convertidor Corriente-Voltaje para Recepción (Segundo método).

Compensación por caídas de tensión en la línea de transmisión.

Esta técnica es la más sencilla de usar pero no tan confiable; consiste en recurrir a las características físicas del cable (Impedancia y capacitancia por unidad de longitud) y evaluar en el mismo las atenuaciones del voltaje de la señal transmitida para establecer una relación entre el voltaje y distancia ; usando circuitos sumadores de voltaje se compensan las caídas en el lado de la recepción.

Transmisión por Amplificación de voltaje de las señales.

Como última técnica se puede mencionar la más factible de usar en esta aplicación, por costo y por la corta distancia a cubrir. Dado que las señales a transmitir son continuas (frecuencia cero), éstas serán casi inmunes al ruido estático dependiendo del tipo de cable ; las caídas del voltaje en el cable transmisor no influirá notablemente ya que la distancia que se cubrirá es inferior a los 10 metros. En la pruebas realizadas se lograron determinar que son inferiores a 100 mV.

La Figura. 2.17. muestra un circuito transmisor y receptor para la aplicación de este método de transmisión de señales análogas.

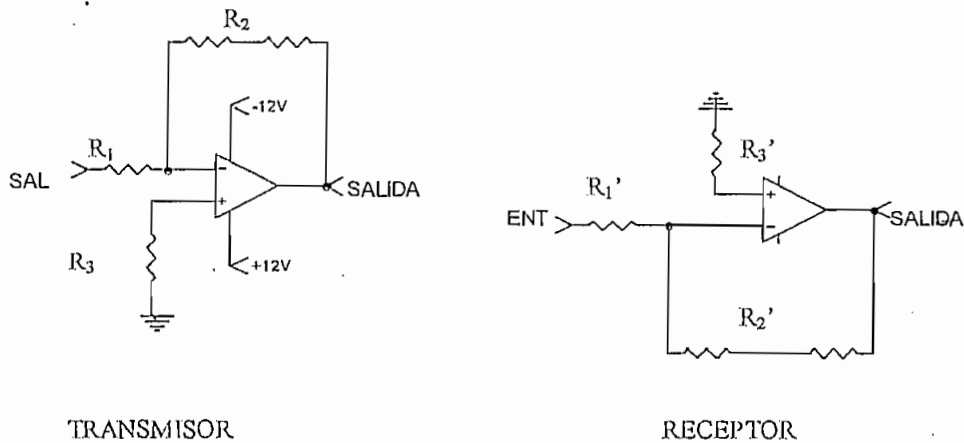


Figura. 2.17. Circuito Transmisor y Receptor de señales análogas.

En la Figura. 2.17. se observa que este método de transmisión está conformado por simples circuitos amplificadores de voltaje. El circuito transmisor es un amplificador inversor, que amplifica las señales a ser transmitidas hasta un nivel de -10V, mientras que el circuito receptor es un reductor inversor a señales menores a +5V. Las resistencias R_1 , R_2 y R_3 son calculadas en base a la señal de entrada del transmisor; mientras que R_1' , R_2' y R_3' se dimensionan para obtener la señal transmitida original.

Cables de extensión para los sensores y acondicionadores

El sensor de temperatura puede conectarse directamente al circuito acondicionador; al calentarse los elementos de dicho circuito por la circulación de corriente en pleno funcionamiento, el sensor va a sufrir alteraciones por efecto del acondicionador; por lo tanto, es necesario implementar un cable de extensión para ubicar al sensor en la parte más adecuada del ambiente.

Para los sensores a usarse, existen diferentes cables de extensión que por sus características especiales no pueden ser reemplazados por cables comunes, pues se debe tener en cuenta que por dichos cables circularán señales eléctricas muy pequeñas.

Como ejemplos de cables que se pueden usar en estas aplicaciones podemos mencionar los siguientes:

Cable de Instrumentación.- Recomendados para aplicaciones en instrumentación y control a niveles de voltaje de 100mV, dicho cable es sensible al ruido, por lo que no es aconsejable el uso en ambientes industriales. Los cables se encuentran interiormente trenzados en pares con un revestimiento también por pares (shielded), además posee un cable adicional para tierra. Las distancias que se pueden cubrir con estos cables en aplicaciones no industriales que es nuestro caso es de 3 metros promedio en señales análogas en voltaje o corriente.

OMEGA ofrece un *cable refractable* para sensores, el cual emplea el material TPE (Thermoplastic Elastomer), el cual pertenece a la familia de los termoplásticos, los cuales presentan características solamente existentes en los componentes de caucho como resistencia a estiramientos, material duro, etc. Las características de este tipo de cable son las siguientes:

Protección.- TPE (Thermoplastic Elastomer).

Usos.- En termocuplas tipos J; K; T; E; RTD's y Termistores.

Longitud Máxima permitida.- Hasta 4 pies o 1,2 metros.

Otro tipo de cable muy común en nuestro mercado para esta aplicación, es el *Cable Estereofónico* de 1, 2 ó 3 hilos más tierra. Estos cables sirven para transmitir señales en el orden de los milivoltios y tienen una doble capa de protección y aislamiento de aluminio, lo que le hace inmune al ruido. Este cable será usado como ex-

tensión de los sensores por ser común en nuestro mercado y por los buenos resultados obtenidos.

2.2.2. METODOS DE TRANSMISION PARA SEÑALES DIGITALES.

En todo sistema de transferencia de datos, se hace indispensable la comunicación digital usando los diferentes tipos de protocolos de comunicación que existen para transmisión serial. La salida de comunicación de los microcontroladores son niveles TTL; para cubrir demandas de largas distancias, estos niveles no satisfacen con los requerimientos de garantizar una transmisión efectiva sin pérdidas de datos debido a las caídas de tensión por falta de corriente en las señales y a la influencia del ruido estático en las líneas de transmisión. Por tal razón se recurre a los diferentes protocolos de comunicación serial asincrónica para largas distancias cuyo uso a nivel industrial o domésticos es muy común.

El diseño de interfaces entre sistemas no es simple. Existen algunos parámetros o factores que deben ser tomados en cuenta, dentro de los cuales se pueden incluir:

- Velocidad de transmisión de datos
- Formato del dato
- Longitud del cable
- Modo de transmisión
- Tipo de conector
- Configuración del sistema
- Rango del bus en modo común.

Existen dos modos de operación para drivers (transmisores) y receivers (receptores) en la transmisión de datos, cuyas características se verán a continuación. Estos dos modos son :

- Desbalanceado, llamada también modo de transmisión simple (Un simple cable) ;
- Balanceado o modo de transmisión diferencial (Cable diferencial).

2.2.2.1. TRANSMISIÓN DE DATOS DESBALANCEADA.

La transmisión de datos desbalanceada usa un simple conductor con un voltaje referencial a una tierra común entre el driver y receiver (Transmisor y receptor). La ventaja de usar una transmisión desbalanceada es que se pueden tener muchos transmisores y receptores con la misma referencia a tierra, esto minimiza la cantidad de conductores, lo cual está directamente relacionado con el costo. La desventaja está en que las fuentes externas de ruido pueden fácilmente perturbar a las señales transmitidas. La Figura.2.18. muestra la aplicación y configuración de esta línea. En esta figura : D representa al driver y R al Receiver; y se llama de 3 canales porque tiene tres vías de comunicación más tierra, lo que da un total de 4 líneas.

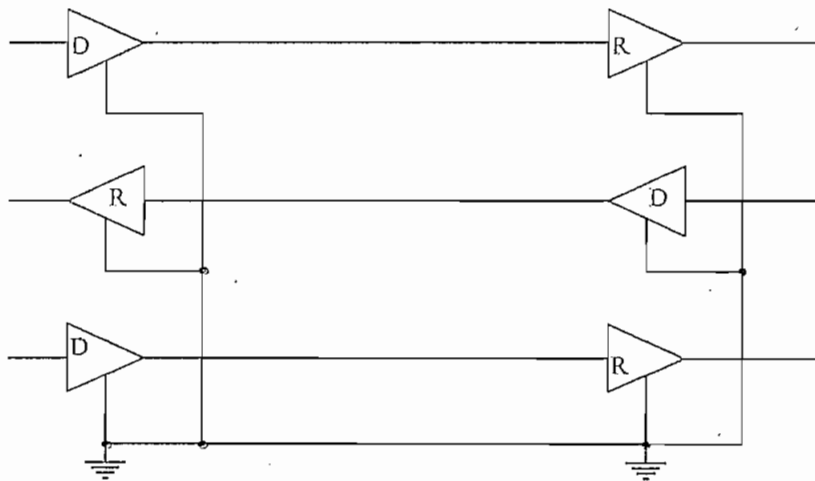


Figura. 2.18. Transmisión de datos desbalanceada de 3 canales, 4 líneas.

2.2.2.2. TRANSMISION DE DATOS BALANCEADA.

La transmisión de datos balanceada requiere de dos cables de señal y un tercer cable para tierra. Los estados lógicos están dados por la diferencia de potencial entre las dos líneas y no con respecto a tierra. La pareja de cables tiene por misión anular el efecto del ruido externo sobre los datos transmitidos, ya que el ruido afecta a las dos líneas de transmisión, y en el receptor el dato de salida es el resultado de la diferencia de las dos señales de entrada eliminándose de esta manera el ruido en la transmisión. Esto resulta una ventaja sobre la línea desbalanceada, ya que en ella solamente existe un cable de transmisión. La Figura. 2.19. muestra la aplicación de este modo de transmisión. En la Figura cada canal usa 2 líneas de transmisión.

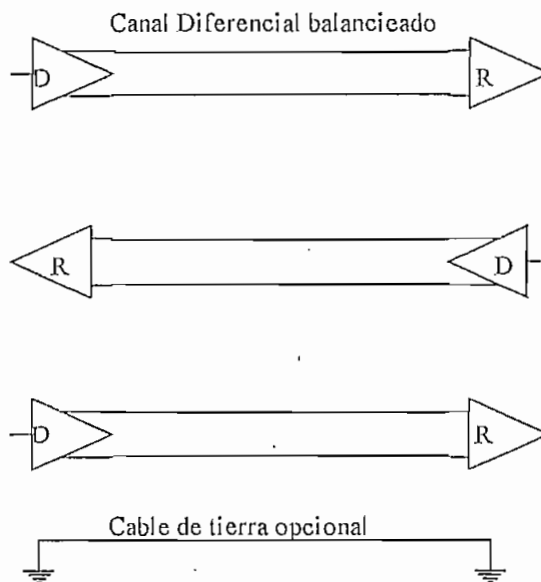


Figura. 2.19. Transmisión de datos Balanceada. 3 canales, 7 líneas, tierra opcional.

El uso de uno u otro protocolo de comunicación dependerá directamente de los factores que influyen en la selección de la interface.

2.2.2.3 INTERFACE RS-232C.

Es un protocolo muy usado en equipos de comunicación de datos e interfaces. Muchos terminales como plotters, impresoras seriales, unidades de disco externas, microcontroladores, etc., usan este tipo de interface.

La mayoría de los computadores modernos poseen la interface RS-232C en su pórtico serial. Ya que el computador usa niveles lógicos en TTL para la manipulación de datos, se hace necesario el diseño de una interface de conversión a RS-232C y viceversa. Uno de los diseños que permite lograr este objetivo es el de la Figura. 2.20. El integrado 1488 tiene la función de transmisor y usa un canal diferencial como entrada, es decir en los pines 4 y 5 del mismo deberán ingresar la señal TTL; como recepción se usa un integrado 1489 cuya configuración interna es un Buffer inversor de corriente.

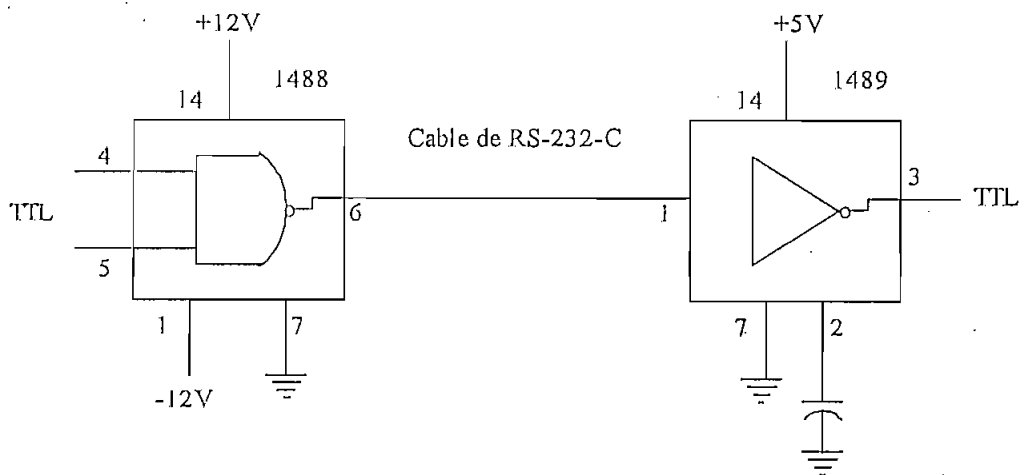


Figura. 2.20. Driver/receiver para TTL/RS-232C .

Existen muchos integrados y circuitos que permiten la comunicación RS-232C. Para este trabajo se deberá mencionar el uso del integrado MAX232 que sirve como driver/receiver para TTL/RS-232C, el cual fue usado en este trabajo.

2.2.2.4. INTERFACE RS-423

Esta interface es una mejora de la RS-232C. Como receptor usa una línea simple y otra para tierra en modo de transmisión desbalanceada y por lo tanto permite una diferencia en el potencial a tierra entre el transmisor y receptor. La Figura. 2.21. muestra la estructura de esta líneas (Figura.2.21.a) y un circuito de aplicación (Figura. 2.21.b), usando el integrado DS3691 como transmisor y el integrado DS26L32 como receptor.

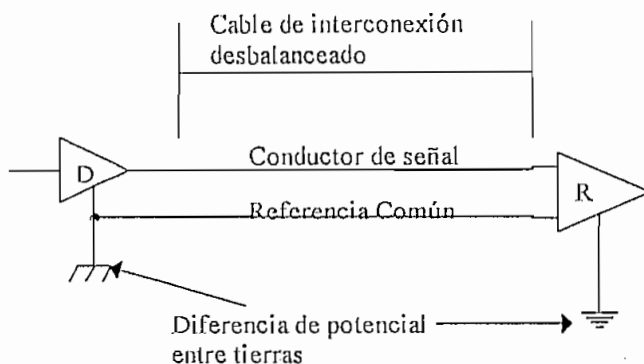


Figura. 2.21.a. Estructura de una Interface RS-423

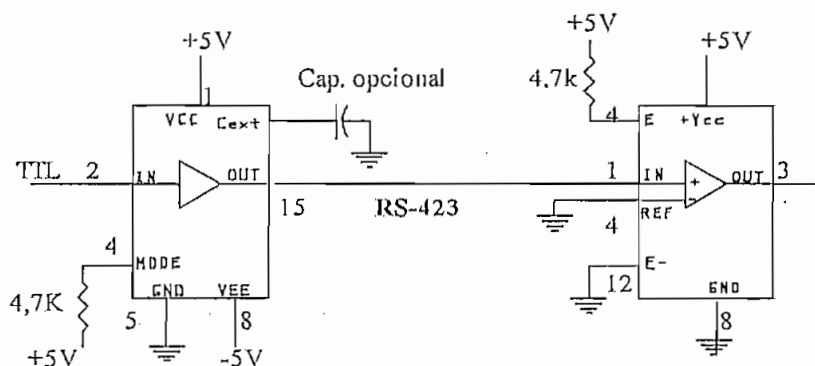


Figura. 2.21.b. Diseño de una Interface RS-423.

2.2.2.5. INTERFACE RS-422

Esta interfaz es una mejora de la interfaz RS-423, permite cubrir velocidades más grandes a distancias también más grandes. Como característica principal se puede decir que este protocolo usa el modo de transmisión balanceado. La estructura y un circuito de aplicación se puede observar en la Figura. 2.22.

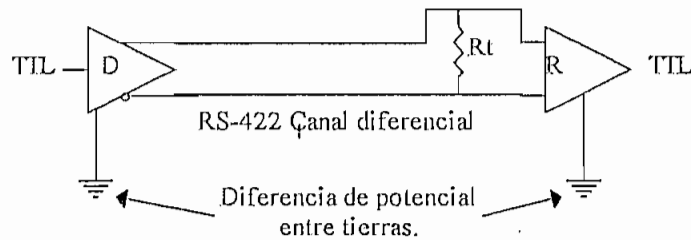


Figura. 2.22.a. Estructura de una Interfase Balanceada RS-422

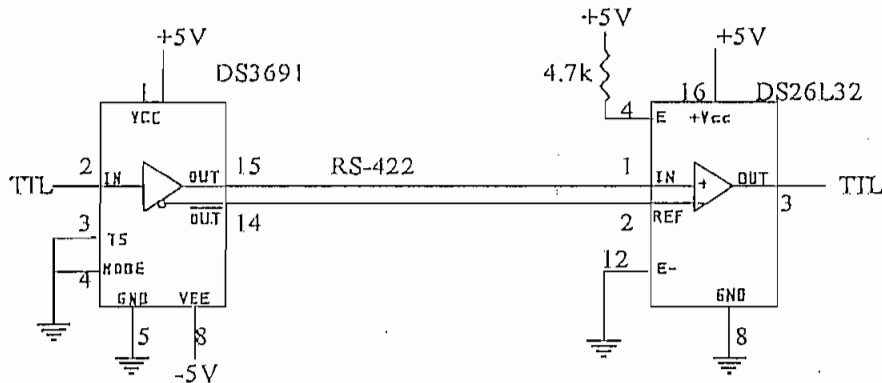


Figura. 2.22.b. Driver/Receiver para TTL/RS-422

En la Figura. 2.22. se puede observar que la interfaz se construye con los mismos dispositivos como transmisor y receptor que la interfaz RS-423, con la diferencia que esta interfaz usa como medio de transmisión un canal diferencial. La Resistencia R_t , en la Figura 2.22.a. se usa como impedancia de entrada del receptor. Se recomienda el uso de esta interfaz cuando:

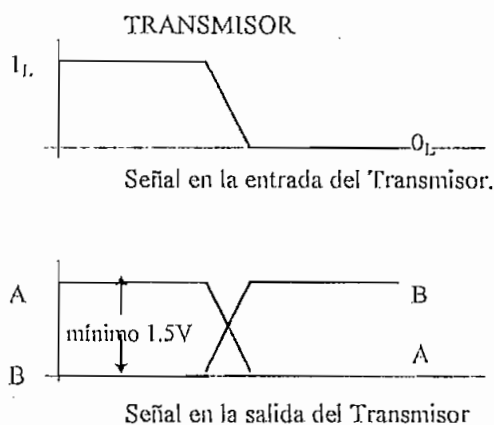
- El cable de interconexión está expuesto a fuentes de ruido las cuales alteran el estado de la señal transmitida.
- La transmisión de datos es Full-Duplex, es decir dos dispositivos hacen las veces de receptor y transmisor al mismo tiempo ó existe un solo transmisor y hasta un número de 10 receptores. Para lograr tener una comunicación full-Duplex el protocolo RS-422 necesita de 4 líneas balanceadas.

- El cable de interconexión es tan largo eléctricamente para usar una transmisión desbalanceada.

2.2.2.6. INTERFACE RS-485

Esta interface es una mejora de la interface RS-422, ya que permite tener una mayor cantidad de dispositivos conectados en red (32 transmisores/receptores). La interface RS-485 usa canal diferencial y solamente dos líneas con lo cual se establece una comunicación half-Duplex.

Para una salida válida en el transmisor de la interface RS-485, la diferencia de voltaje entre las líneas A(+ o no inversora) y B(- o inversora) deberá ser mayor a 1.5 voltios, siendo lo típico una diferencia de 5 voltios. Cuando en la entrada T_{IL} del integrado se presenta un nivel 1_L la salida A será al menos 1.5 voltios más positiva que la salida B, mientras que para un 0_L la salida B será al menos 1.5 voltios más positiva que A. En el receptor la diferencia entre las entradas para un estado lógico válido deberá ser de al menos 0.2 voltios. Si A es al menos 0.2 V más positiva que B a la salida del receptor se tendrá 1_L; si B es 0.2 voltios más positivo que A se tendrá un 0_L. Si la diferencia entre las dos entradas es menor a 0.2V se tendrá un nivel impredecible. Todo este análisis es igualmente válido para cualquier interface que usa canal diferenciado. (Ver Figura. 2.23.).



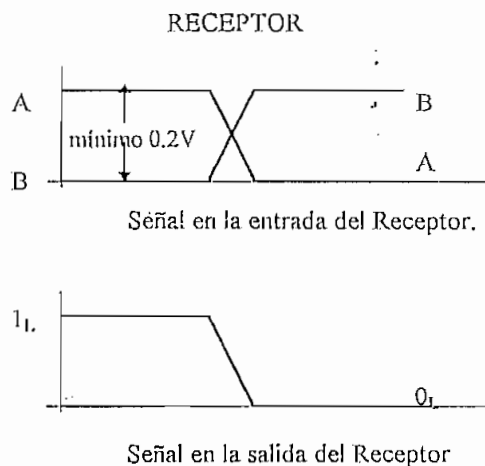


Figura. 2.23. Señales en la Interface RS-422/485.

Para aplicar este tipo de interface, existen varios fabricantes y circuitos integrados. La Texas Instruments, tiene disponibles la serie 7517X. National Semiconductor, DS369X y Motorola la serie 9517X. Maxim Semiconductor tiene los C.I. de la serie MAX48X.

Algo muy importante de tomar en cuenta en las interfaces RS422/485 es que el cable deberá ser tratado como una línea de transmisión que tiene su impedancia característica, la cual a distancias cortas y bajas velocidades tiene 0 ohmios, pero, en largas distancias, el cable presenta una impedancia. Esto implica que en toda línea de transmisión deberá terminar con una carga igual a la impedancia característica. Por ejemplo para un conductor par trenzado AWG24 la impedancia característica es de aproximadamente 120Ω , por lo que en el receptor se deberá colocar una resistencia de este valor.

A continuación se presenta un circuito esquemático que permita la implementación de una interface entre un computador y un microcontrolador (Figura. 2.24).

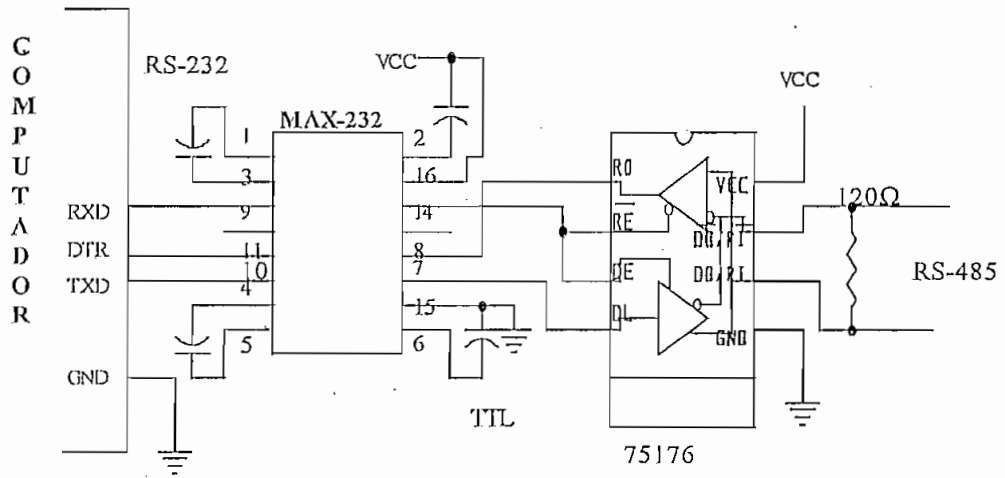


Figura 2.24.a. Interface RS-485 lado del computador.

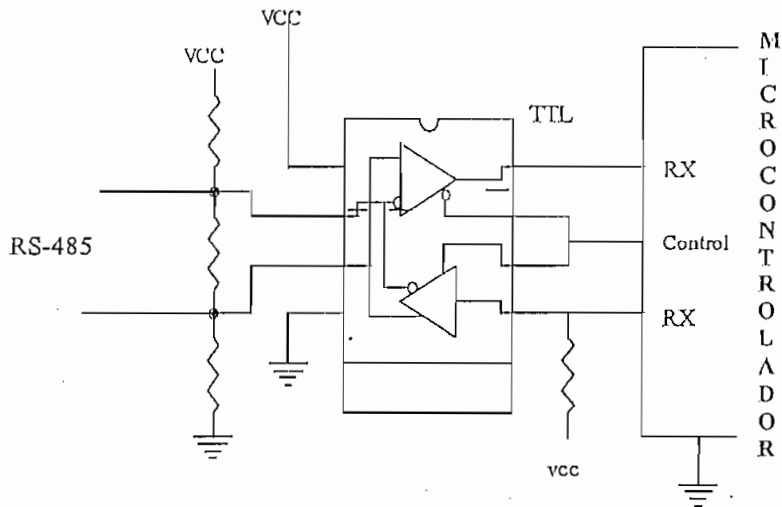


Figura 2.24.b. Interface RS-485 lado del microcontrolador.

Figura. 2.24. Implementación de la Interface RS-485 entre un PC y un microcontrolador.

En el circuito anterior, tanto el microcontrolador como el PC usan líneas de control para controlar la recepción y transmisión de datos en el modo Full-Duplex.

En la Figura. 2.24, para comunicar un microcontrolador con un computador se deberán convertir datos de TTL a RS-485 o viceversa en el microcontrolador; mientras que en el computador los datos en RS-485 deberán ser convertidos primeramente a TTL para que finalmente usando un MAX-232 (u otro integrado equivalente) los datos puedan ingresar al PC con una interface RS-232.

La Figura. 2.25, muestra la relación entre la longitud del cable y la tasa o velocidad de transmisión para los protocolos: RS-423, RS-422 y RS-485. En el gráfico se nota que existe una relación semilogarítmica entre estos dos parámetros.

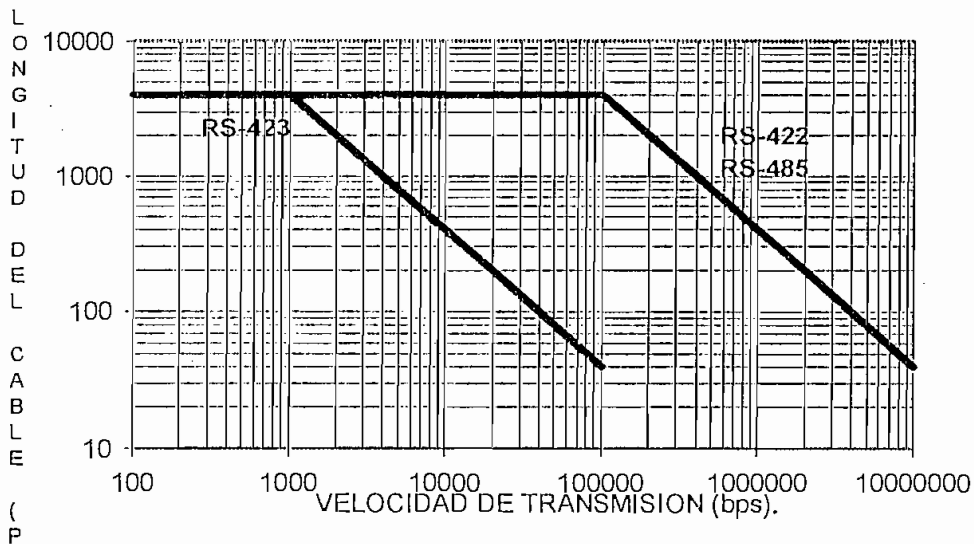


Figura. 2.25. Gráfico de relación Longitud del cable vs. Velocidad de transmisión.

Usando una interface RS-422 ó RS-485 se pueden lograr distancias mayores a velocidades de transmisión también mayores.

Finalmente se tendrá que mencionar que la interfaces RS-422 y RS-485 que son las más usadas para transmisión de datos a largas distancias usan cable par trenzado (Twisted-Pair), el cual consiste de dos conductores (para RS-485) y 4 conducto-

res (para RS-422) aislados y entrelazados entre si para conseguir inmunidad al ruido electromagnético, (se consigue una mayor inmunidad cuando el cable es rodeado de una hoja conductora). Este tipo de cable es comercial.

2.2.2.7. TRANSMISION DE DATOS POR LAZO DE CORRIENTE.

Una alternativa para transmitir datos a grandes distancias es el Lazo de corriente. Para este método también existen drivers y receivers que realizan este trabajo. La Figura. 2.26. muestra un ejemplo de circuito usando este modo de transmisión.

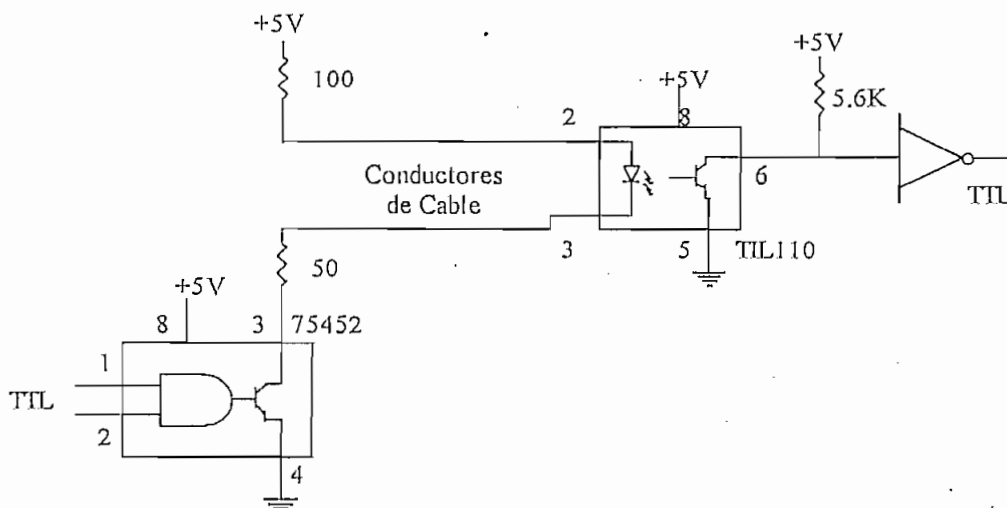


Figura. 2.26. Driver/Receiver para Lazo de Corriente.

La Tabla 2.3. muestra una breve descripción de los niveles de voltaje de cada uno de los estados lógicos, alcance en cuanto a distancia y velocidad de transmisión.

Interface	Niveles voltaje	Distancia máxima	Velocidad a esta distancia	Modo	Integrado de recepción	Integrado transmisión
RS-232	$0_L \rightarrow 5 < V < 15$	50 fts.	20 kbits/seg.	Simple	1489-MAX232 RS-232 / TTL	1488-MAX232 TTL/RS-232
	$1_L \rightarrow -15 < V < -5$	15.24mts.				
RS-423	$1_L \rightarrow 3.6 < V < 6$	3900 fts.	100 kbits/seg.	Simple	DS26L32 RS-423/TTL	DS3691 TTL/RS-423
	$0_L \rightarrow -6 < V < -3.6$	1200 mts.				

RS-422	$I_L \rightarrow 2 < V < 6$	3900 fts.	10 Mbits/seg.	Diferencial	DS26L32	DS3691
	$0_L \rightarrow -6 < V < -2$	1200 mts			RS-422/TTL	TTL/RS-422
RS-485	$I_L \rightarrow -1.5V$	3900 fts.	10 Mbits/seg.	Diferencial	DS3695	DS3695
	$0_L \rightarrow 1.5 V$	1200 mts			TTL/RS485	R2485/TTL
Lazo corriente	$I_L \rightarrow 20mA$	3000 fts.	50 kbits/seg.	Simple	TTL110-7414	75452
	$0_L \rightarrow 0 mA$	914.4mts.			LC/TTL	TTL/LC

Tabla 2.3. Resumen de las características de los protocolos de comunicación digital.

2.3. DISEÑO DEL CENTRO DE RECOPIACION DE DATOS.

El Centro de Recopilación de Datos encierra toda la circuitería necesaria para la recepción de información de los diferentes puntos de los acondicionadores de temperatura, la transmisión de información al computador vía serial, visualización de la temperatura de los sensores y operaciones matemáticas complementarias para el funcionamiento adecuado del centro de recopilación de datos. Todas estas opciones serán manejadas por un elemento inteligente "Microcontrolador 8751", el mismo que tiene las características necesarias para realizar este trabajo. En la Figura. 2.27 se presenta un diagrama de bloques de lo que constituye la tarjeta del centro de recopilación de datos.

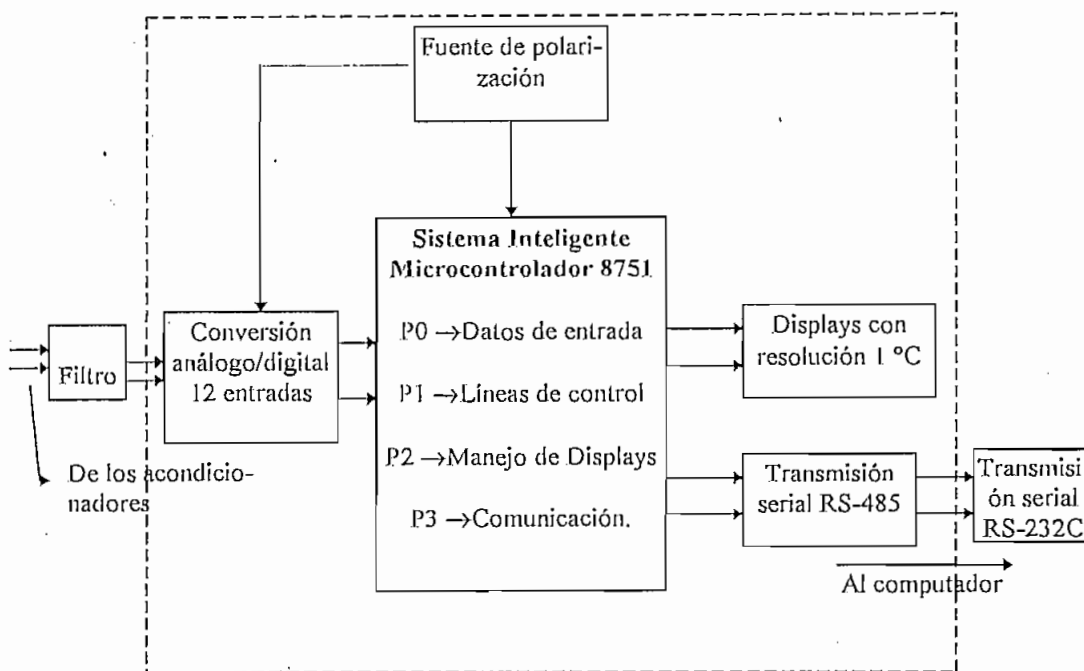


Figura. 2.27. Diagrama de Bloques del Centro de Recopilación de Datos.

2.3.1 CONVERSION ANALOGICA/DIGITAL.

Teniendo disponibles a la entrada de la tarjeta, las 12 señales análogas (cuatro por cada acondicionador), es necesario convertirlas a digitales para que puedan ser manipuladas por el microcontrolador.

Las 12 señales análogas, se dividieron en dos bloques para ser convertidas; un bloque de 8 y otro de 4. Para lograr este propósito se recurrió a interruptores analógicos 4066B de 4 entradas y 4 salidas cuyos interruptores son controlados por 4 líneas de control. El circuito de esta primera parte es mostrada en la Figura. 2.28.

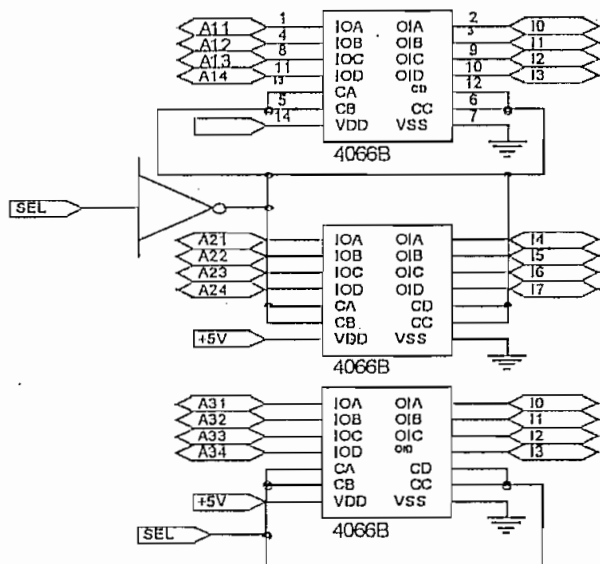


Figura. 2.28. Multiplexación de entradas al ADC.

El ADC8008, proveerá de los datos digitales de cada uno de los acondicionadores de temperatura. El ADC8008 dispone de 8 entradas analógicas cuya selección es controlada por tres pines de selección que a su vez son controlados por las líneas P1.0, P1.1, P1.2 del microcontrolador. Además, el ADC8008 necesita de una señal de reloj (500KHz) y de una señal de inicio de conversión en los pines START y ALE la cual proviene del pin P1.6 del microcontrolador. El fin de conversión es comunicado por el pin EOC (fin de conversión) a uno de los pines de interrupción del microcontrolador (INTEX). En la Figura 2.29. se muestra el circuito del ADC.

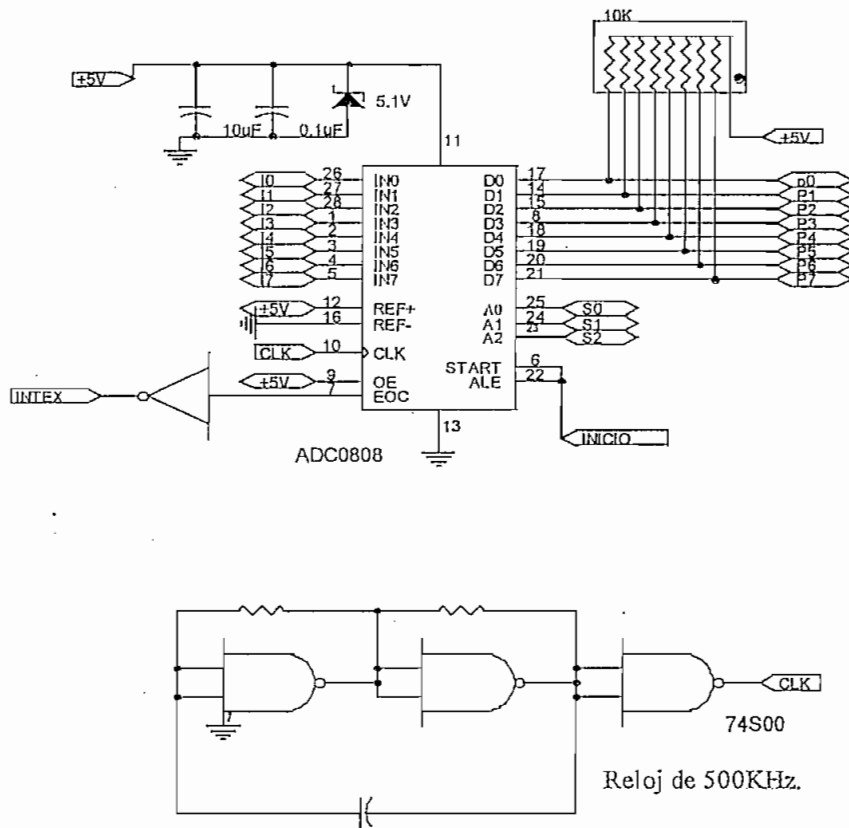


Figura. 2.29. Conversión Analógica/Digital.

2.3.2. SISTEMA INTELIGENTE.

El sistema inteligente tiene como elemento principal al microcontrolador, el cual lee la información digital de los acondicionadores de temperatura, muestrea los datos y los transmite en forma serial al computador. Para cumplir estos objetivos, es necesario desarrollar un programa el cual estará grabado en la memoria ROM interna del microcontrolador 8751H. La Figura. 2.30. muestra el circuito del microcontrolador.

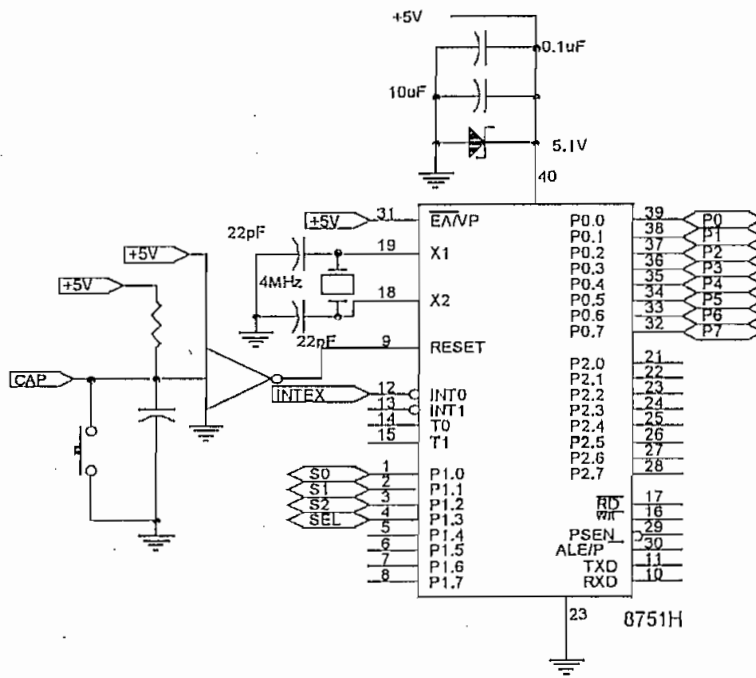


Figura. 2.30. Circuito del microcontrolador 8751H.

La Tabla 2.4 muestra la función de cada uno de los pines de los puertos del microcontrolador 8751.

PIN	FUNCION
P0.0 a P0.7	8 Bits para entrada de datos de acondicionadores
P1.0, P1.1, P1.2	3 Líneas de control para seleccionar una de las 8 entradas del ADC08008
P1.3	SEL, Pin de selección de uno de los dos bloques de 8 entradas análogas.
P1.4	Manejo de led indicador de comunicación serial.
P1.6	Pin de control de inicio de conversión del ADC0808.
P1.7	Pin que controla el ingreso o salida de datos del integrado de conversión TTL/RS485.
P2.0, P2.1, P2.2.	SAL0, SAL1, SAL2. Controla las líneas de habilitación de los displays.
P2.4, P2.5, P2.6.	D0.....D3, manejo de los leds de los displays

Rx, Tx	Comunicación serial asincrónica
INT0	INTEX, Interrupción externa de fin de conversión del ADC0808.

Tabla 2.4. Función de los pines del 8751.

2.3.3. MANEJO DE LOS DISPLAYS.

El puerto P2 del microcontrolador esta dedicado para el control de los displays. Las líneas P2.0.....P2.2 están conectadas a un decoder 74S138; las salidas de este se conecta a las líneas Anodo/Cátodo de cada uno de los 6 displays. Las líneas P2.4.....P2.6 son conectadas a un BCD/7 segmentos cuyas salidas controlan el encendido de cada uno de los siete leds en los displays. La Figura. 2.31. presenta el circuito de manejo de los Displays.

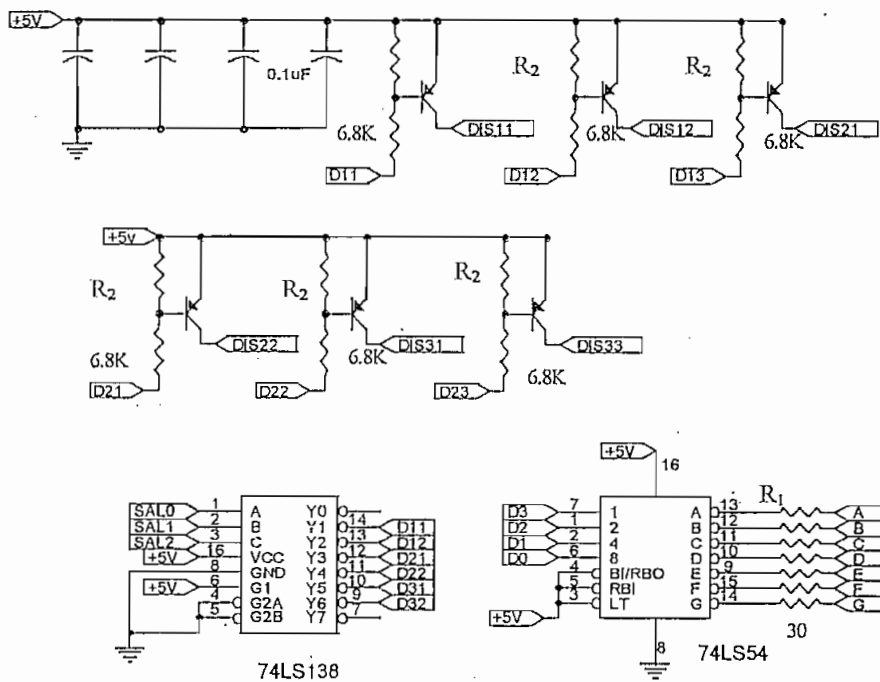


Figura. 2.31. Sistema de muestreo en Displays.

Los pines del microcontrolador no tienen capacidad de manejar corrientes muy altas, por lo mismo es necesario usar transistores como amplificadores de co-

rrientes. Con los pines P2.0.....P2.2 decodificados a 6 líneas por el integrado 74LS138 se disparan a las bases de los transistores para que de esta manera estos conduzcan en el momento de enviarles la señal con la lógica adecuada.

Para que un display se encienda se colocó el número en BCD en los 4 pines más significativos del puerto P2, es decir: P2.3.....P2.6. Los pines P2.0.....P2.2 controlan la habilitación del display que se enciende (solamente un display podrá estar encendido a la vez). Al usar transistores PNP estos conducen (saturación) al poner un 0L en su base, mientras que con 1L estos no conducen (corte), con esto se consigue concordar con la lógica invertida del decodificador 74LS138.

La Figura. 2.32. muestra el diseño del amplificador de corriente usando un transistor PNP.

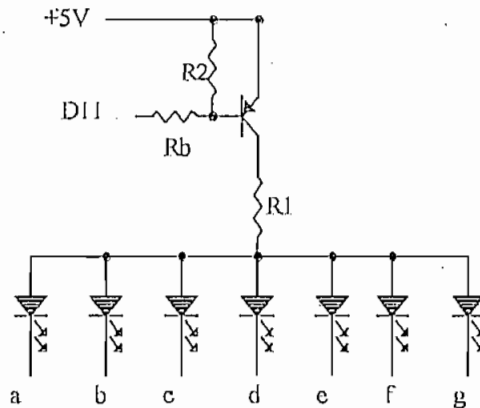


Figura. 2.32. Diseño del amplificador de corriente para el manejo de un display.

Para que un display tenga la adecuada luminosidad, se alimentó a cada led con una corriente media de 10 mA. De acuerdo a la subrutina desarrollada para manejar los displays (ver subrutina mostrar en el capítulo III), la relación de trabajo es $\delta = 1/10$, es decir que cada segmento del display manejará una corriente pico (I_p):

$$I_m = \delta I_p$$

$$I_p = \frac{I_m}{\delta}$$

$$I_p = \frac{10mA}{0.1}$$

$$I_p = 100mA$$

Para los displays de 7 segmentos usados se necesitó una corriente pico de 800 mA por cada display, la que deberá ser proporcionada por la fuente de corriente que alimenta los ánodos de los displays. La corriente media para cada display es de 80 mA, para alimentar a los 6 displays la fuente regulada deberá proporcionar una corriente media de 480 mA.

El cálculo de la resistencia R_1 (Figura. 2.32.) limitadora de la corriente que alimenta al display es:

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_{sat} - V_{led}}{I_{pico}}$$

en donde:

$$V_{cc} = 5V$$

$$V_{sat} = 0.2V = \text{Voltaje entre colector-emisor de saturación.}$$

$$V_{led} = 1.8V = \text{voltaje de cada led rojo.}$$

$$I_{pico} = 100mA.$$

Con estos valores, $R_1 = 30 \Omega$.

Para la resistencia R_b se tiene:

La corriente de base con la que el transistor se satura es:

$$I_b = \frac{I_c}{hfe}$$

en donde:

$$hfe = 200$$

$$I_c = 100\text{mA}$$

entonces :

$$I_b = 500 \mu\text{A}.$$

$$R_b = \frac{V_{P2.0} - V_{be}}{I_b}$$

en donde:

$V_{P2.0} \approx 4 \text{ V} =$ Voltaje de salida del microcontrolador.

$$V_{be} = 0.6\text{V}.$$

Con todos estos valores se tiene que:

$$R_b = 6.8\text{K}$$

Finalmente, la resistencia R_2 tiene la función de ayudar al transistor a llegar al estado de saturación más rápidamente. El cálculo de esta resistencia es el siguiente:

$$\frac{V_{be}}{R_2} \leq I_b$$

en donde:

$$I_b = 500 \mu A.$$

$$V_{bc} = 0.6V.$$

Por tanto:

$$R_2 = 10K.$$

2.3.5. CONVERSION DE DATOS SERIAL TTL/RS-485 EN EL CENTRO DE RECOPIACION DE DATOS.

Las salidas Rx/Tx para recepción y transmisión de datos son TTL las cuales no permiten la comunicación en largas distancias, por lo tanto se recurrió al diseño del protocolo RS-485 como solución del problema. El integrado DS3695 convierte las señales TTL a RS485 y viceversa. El buffer de entrada de este integrado fue conectado a la línea de comunicación Rx, mientras que el buffer de salida a la línea Tx. Adicionalmente una línea de control P1.7 es usada para habilitar uno de los dos buffers del integrado a la vez.

A la salida de la tarjeta se conectó por medio de un conector DB9 el cable de transmisión digital de datos a largas distancias. Al otro extremo del cable se conectó un dispositivo que permite la conversión RS-485/TTL cuyo diseño se muestra en la Figura. 2.33.

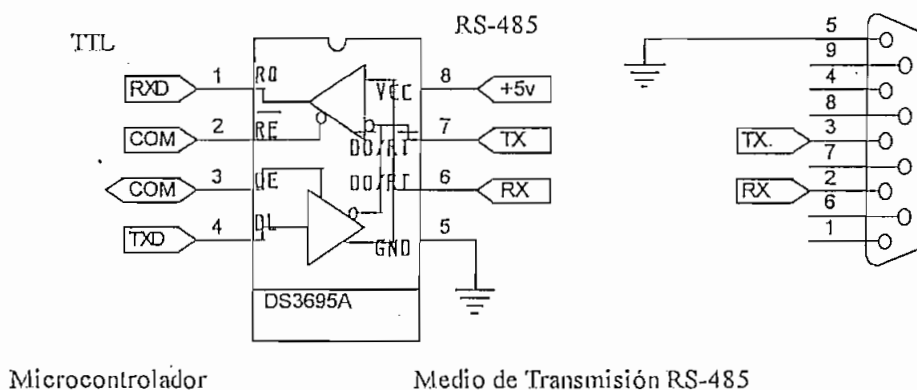
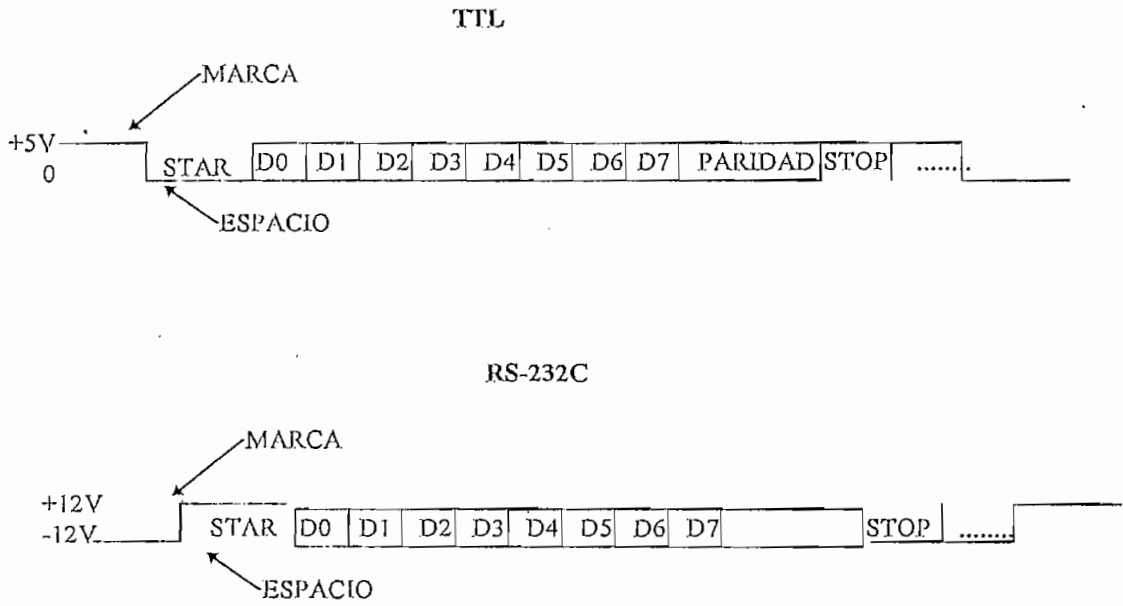


Figura. 2.33. Transmisión de datos asincrónica serial RS-485.

2.4. DISEÑO DEL SOPORTE PARA LA INTERFACE RS-232.

La interface RS-232 en el computador es muy importante para la adquisición de datos. En el interior del computador se tiene una tarjeta serial cuyo integrado principal es el 8250 que administra la entrada y salida de datos seriales al computador así como las líneas de interrupción. En este caso se usará la comunicación asincrónica.

La tarjeta serial del computador tiene un generador de pulsos programable que opera entre 50 y 115.200 baudios. Además este tipo de comunicación permite transmitir caracteres con 5, 6, 7 u 8 bits con 1, 1 + 1/2 y 2 bits de parada. El control de interrupciones controla las interrupciones de transmisión, recepción, error y línea de estatus. Los bits son transmitidos en secuencia por el 8250 siendo el primero el menos significativo y el último el más significativo. La interface introduce automáticamente el bit de partida, paridad y de parada que son programados. La Figura. 2.34. muestra la secuencia de bits en la transmisión serial.



SEÑAL	TTL		RS-232C	
	TENSION	LOGICO	TENSION	LOGICO
ESPACIO	0 V	0	+12V	ON
MARCA	5 V	1	-12V	OFF

Figura. 2.34. Secuencia de bits en la transmisión serial.

Los pines del pòrtico serial estàn disponibles en dos tipos de conector: un DB-9 o un DB25. La distribución de los pines del puerto serial se muestra en la Ta- bla 2.5.

DB-9	DB-25	Señal	Dirección
3	2	TD-Transmitted Data	Salida
2	3	RD - Received Data	Entrada
7	4	RTS - Request to send	Salida
8	5	CTS - Clear to Send	Entrada
6	6	DSR - Data SE Ready	Entrada
5	7	GND - Tierra	
?	8	CD - Carrier Detect	Entrada
4	20	DTR - Data terminal Ready	Salida
?	22	RI - Ring indicator	Entrada

Tabla 2.5. Disposición de pines del puerto serial.

RD - Receiver Data.- Por esta línea llegan los datos seriales.

CTS - Clear to Send.- Por esta línea se informa que el periférico esta listo para transmitir datos.

DSR - Data Set Ready.- Por esta línea el periférico informa que está listo para la comunicación.

CD - Carrier Detect.- Por esta línea el periférico informa que ha detectado una portadora. Esto es más usual en un modem.

RI - Ring Indicador.- El modem indica que ha detectado un tono de discado de línea telefónica.

TD - Transmitted Data.- Por esta línea son enviados los datos seriales desde el computador.

RTS - Request to Send.- El computador informa al periférico que está listo para transmitir datos.

DTR - Data Terminal Ready.- El computador informa al periférico que esta listo para la comunicación.

Además del uso de las líneas RD y TD del computador, fue necesario usar una línea de control de salida adicional para el manejo de los buffers de entra-

da/salida del integrado DS3695 usado para la transmisión en RS-485. Esta línea fue RTS (se podría elegir para este caso también la línea DTR). El manejo de interrupciones y la comunicación mismo se tratará en el siguiente capítulo.

La Figura. 2.35. muestra en un diagrama de bloques, el diseño general de transmisión de datos desde el microcontrolador al computador.

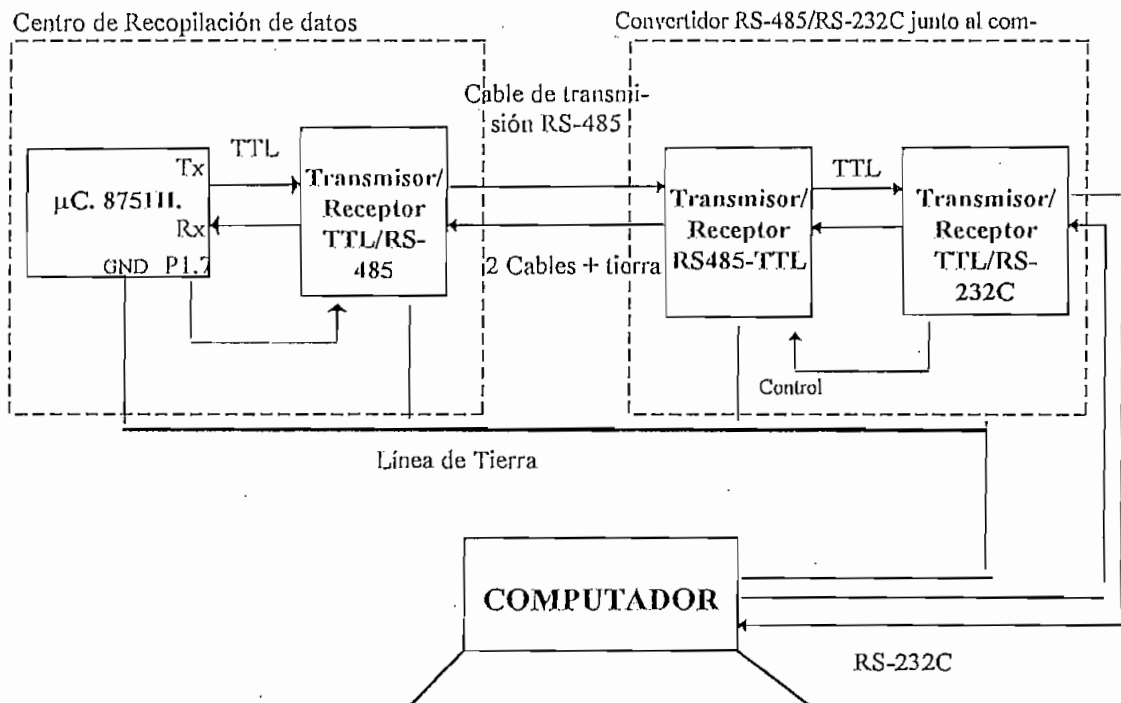


Figura. 2.35. Diagrama de Bloques de la Comunicación serial con el Computador.

Para la interface RS-232 que necesita el computador es necesario que exista un dispositivo que convierta datos del protocolo RS-485 a TTL (integrado DS3695). Estos datos en TTL serán convertidos a RS-232 usando el integrado MAX-232 para que finalmente los datos sean ingresados al computador.

El integrado DS3695 necesita de una línea de control para controlar el ingreso o salida de datos al computador (comunicación Half-Duplex). Esta línea es la

RTS (explicada anteriormente). El control de esta línea se hará por medio de programa en el computador. La Figura. 2.36. muestra el diseño de esta interface.

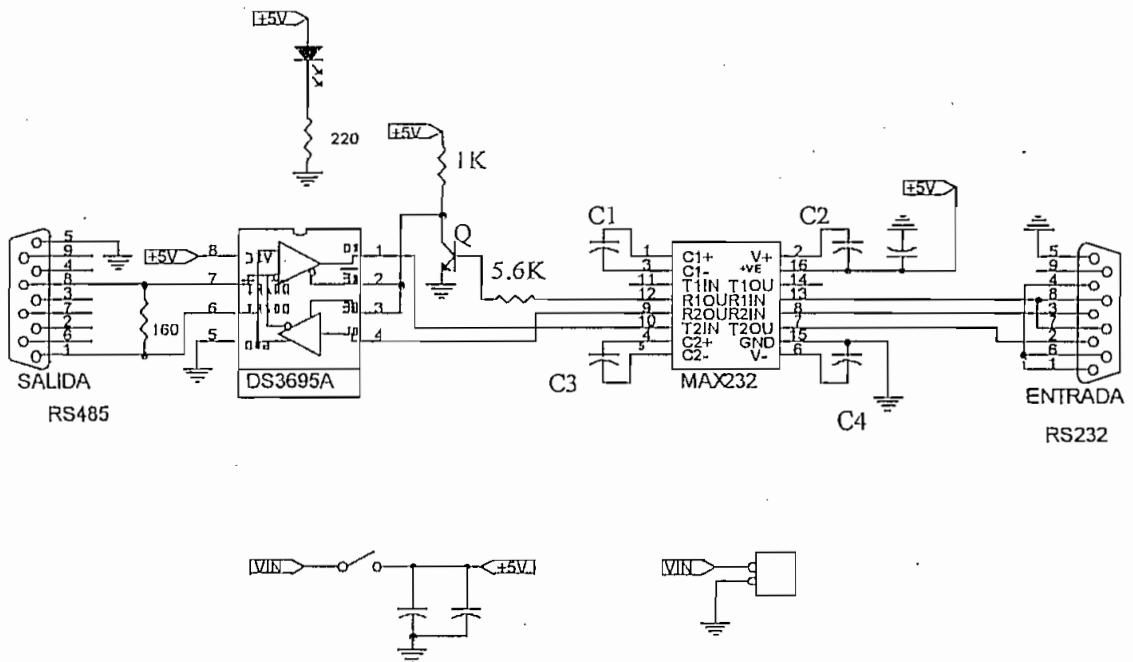


Figura. 2.36. Diseño de la Interface RS-232C para el computador.

En la Figura 2.36, los valores de los condensadores C_1 , C_2 , C_3 y C_4 los recomienda el fabricante del MAX232 de valor $1 \mu\text{F}$ de tantalio. La resistencia $R_t = 120\Omega$ es la resistencia terminal y viene dada por la característica del cable. El pin 8 del conector DB9 correspondiente al lado RS-232 habilita o deshabilita los buffers de transmisión o recepción del C.I. DS3695; la señal dada por este pin es convertida a TTL y amplifica en corriente para finalmente conectarse a los pines 2 y 3 del integrado DS3695; finalmente el transistor Q funciona en corte y saturación.

CAPITULO N° 3.

DISEÑO DEL SOFTWARE.

INTRODUCCION.

Una de las partes fundamentales del sistema de medición es la comunicación entre el Centro de Recopilación de datos (C.R.D.) y el Computador.

En esta parte se describen y desarrollan los dos programas que permiten manipular los datos que llegan de los acondicionadores, tanto en el microcontrolador como en el computador.

Para el microcontrolador se desarrolló un programa en lenguaje ensamblador (TEMP.ASM) el cual luego de ser compilado (TEMP.HEX), fue grabado en la memoria ROM interna del MCS8751H. Este programa ejecuta todo lo que se refiere a conversión analógica/digital, adquisición de datos, indicación de la temperatura de los tres sensores y transmisión de datos al PC.

En el PC se realizó una interface gráfica en ambiente Windows que permite la adquisición y manipulación de datos que envía el microcontrolador. Este programa fue desarrollado en Vbasic versión 3.0 profesional.

Un ciclo de programa tiene la siguiente secuencia : El microcontrolador Inicia la conversión análoga/digital de las 12 señales que llegan de los acondicionadores. Los datos digitales son almacenados en la memoria RAM del microcontrolador. Se despliega la información de temperatura en displays. El microcontrolador espera una interrupción serial proveniente del computador, la cual indica que el computador está listo para recibir datos. Los 12 datos son enviados al PC en forma de paquete. Finalmente, el microcontrolador espera del PC un código de confirmación de la llegada correcta de datos ; si los datos llegaron correctamente, el PC ordenará al microcontrolador reiniciar el programa , de lo contrario el PC pedirá nuevamente el envío de datos.

3.1.- DISEÑO DEL PROGRAMA DE MANEJO DE LA INTERFASE, ADQUISICION Y ADMINISTRACION DE DATOS.

El manejo de la interface serial con ambiente Windows no es una tarea sencilla porque los datos que llegan a los puertos lo hacen en forma asincrónica, y ya que tras un dato deberán llegar muchos más, el procesamiento y lectura de los mismos deberá ser inmediato (inmediato son milésimas de segundo).

Al llegar un dato al PC, se interrumpe el flujo del programa para atender a la interrupción de las comunicaciones. En este caso necesariamente esta rutina de comunicaciones tendrá que ser para Windows por dos razones:

- Windows trabaja en modo multitarea, esto quiere decir que al correr una aplicación no se transfiere el control del procesador a esta aplicación. Por el contrario, la aplicación deberá tener las habilidades necesarias para interrumpir su trabajo cuando el procesador requiera atender a otra aplicación o una interrupción del hardware. En conclusión, Windows tiene que ubicarse siempre entre la aplicación y el hardware.

- Windows no tiene la habilidad de dirigir los datos recibidos por el puerto directamente a la aplicación (el Visual Basic), ya que los datos no siempre llegan con el formato de la aplicación que los tiene que recibir. Necessariamente Windows salva o guarda los datos recibidos o transmitidos en un Buffer y el programa o aplicación debe pedirle a Windows autorización para acceder al Puerto y leer los datos. Para este caso, esta tarea se hace usando la función OpenComm; dicha función establece dos buffers, el uno para entrada y el otro para salida de datos.

Cuando la aplicación haya finalizado su operación en el puerto deberá dejar el control del mismo para que otras aplicaciones puedan usarlo; esto se hace con la función CloseComm. Si esto no se hace, ninguna otra aplicación podrá acceder al puerto.

Ya en el puerto, los datos deben ser leídos y archivados, si así lo desea el usuario. Paralelamente a esto, los datos deben ser mostrados en pantalla y registrados en gráficos de Temperatura vs. Tiempo, para que puedan ser analizados.

Como todo sistema inteligente, el programa deberá tener la habilidad de alertar al usuario de temperaturas superiores a rangos predeterminados en el mismo programa por el usuario. Las alarmas serán simuladas por "leds" en la pantalla del computador. Adicionalmente, la recepción de datos y la comunicación con el microcontrolador serán monitoreados con indicadores que simulen leds y con mensajes en la pantalla del computador.

Cuando el usuario requiera registrar los datos, se tendrá la opción de archivar dichos datos en archivos. Posteriormente, dichos datos podrán ser graficados en la pantalla del computador e impresos.

Al ser un sistema netamente didáctico, se tendrá la opción de observar los estados de las señales de cada una de las partes más importantes de los acondicionadores.

Como en todo programa computacional se podrá contar con una información teórica básica de los acondicionadores, así como las ayudas breves para el uso adecuado del programa y los requerimientos del mismo.

3.1.1. DESARROLLO DEL PROGRAMA EN EL MICROCONTROLADOR.

Al ser un programa relativamente corto, se optó por elegir el microcontrolador 8751H con memoria de programa ROM interna para evitar que la tarjeta principal se complique en su diseño. El programa en el microcontrolador está basado en un programa principal y en varias subrutinas, además se tiene una subrutina especial de atención a la interrupción externa INT0 invocada por el fin de conversión del conversor ADC.

Antes de comenzar a describir cada una de las partes del programa grabado en el microcontrolador, es muy importante calcular el tiempo de cada ciclo de máquina, el cual está dado por la frecuencia del cristal que se usa. Es muy importante el cálculo del ciclo de máquina, ya que de esta forma se sabrá el tiempo que se demora en ejecutar el microcontrolador una subrutina o todo el programa, y así tratar de sincronizar al microcontrolador con el PC. Para esta familia de microcontroladores un ciclo de máquina consiste en una secuencia de 6 estados, cada estado está formado por dos períodos de reloj. Tomando en cuenta que cada ciclo de máquina tiene 12 períodos, al usar un reloj de 4 Mhz como es el caso, la duración de un ciclo de máquina será:

$$\text{Ciclo de maquina} = \frac{12 \text{ ciclos de reloj}}{\text{frec. cristal}} = \frac{12}{4 \text{MHz}} = 3 \mu \text{s}$$

Una instrucción puede ser ejecutada en 1, 2, 3 ó 4 ciclos de máquina, dependiendo del tipo de instrucción. Para calcular los tiempos de ejecución de las subrutinas se tomaron en cuenta la cantidad y tipo de instrucciones.

Con el diagrama de flujo mostrado en la Figura. 3.1. se ilustra el funcionamiento del programa principal grabado en la memoria ROM interna del microcontrolador.

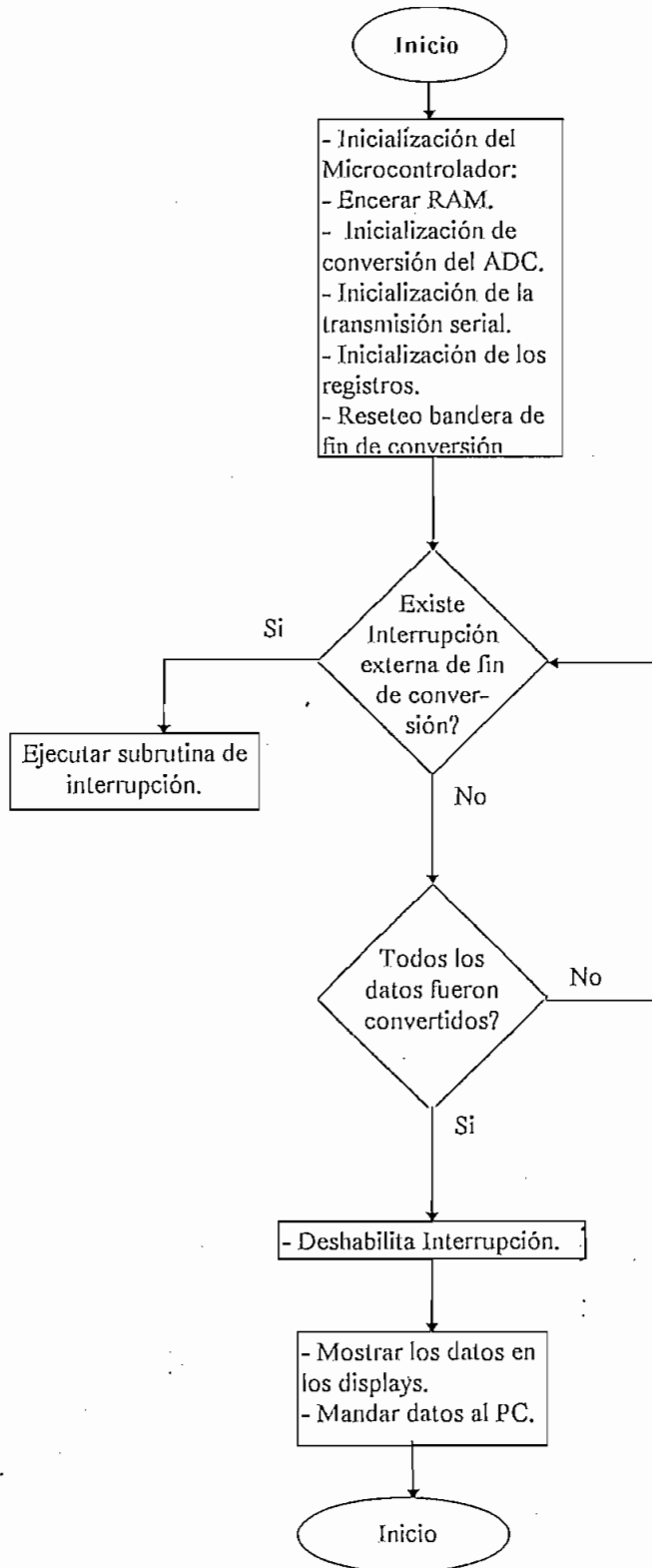


Figura. 3.1. Diagrama de Flujo del Programa Principal.

En el programa principal se empieza por inicializar el microcontrolador ; esto quiere decir :

- Se enceran las localidades de memoria RAM en las cuales se almacenan los datos de las conversiones del ADC, en estas localidades se suman las 10 conversiones ; en ocasiones el resultado será un número mayor a 8 bits, por lo que se necesitan de dos localidades para almacenar los datos; por esto, se considera que el dato almacenado en RAM es de dos bytes.
- Se inicializan los registros : R3 = número de mediciones por dato (#0BH), R5 = Número de datos o señales (#0CH), R0 = apunta a las localidades de datos; finalizando con un lazo de espera de fin de conversión del ADC el cual entrega una interrupción externa (INT0).

Luego de que la RAM se ha llenado de los datos pertinentes, se activa una bandera llamada VER, la cual indica la correcta grabación de datos en la RAM. Según el valor 0 ó 1 de esta bandera se mostrarán en los displays 00 o los datos correspondientes y además se enviará un código de error o los datos al PC respectivamente; seguidamente el microcontrolador ejecutará nuevamente el programa. Si el usuario lee en los displays el número 00 con demasiada frecuencia, significa que la parte de conversión analógica/digital está fallando.

En la definición de los parámetros de la transmisión serial, hay que tomar en cuenta que al microcontrolador se lo hará trabajar en el modo 2, esto es, el registro del timer TL1 de 16 bits se comporta como un contador de oscilaciones internas hasta que se produzca un desbordamiento y una recarga con el valor previamente puesto en TH1. El cálculo de TH1 para que la velocidad de transmisión sea de 1200 baudios es el siguiente:

$$\text{BAUDE RATE} = \frac{2^{\text{SMOD}}}{32} * \frac{\text{Frec. cristal}}{12 * (256 - \text{TH1})}$$

donde:

$$\text{SMOD} = 0 \rightarrow \text{PCON} = \#00\text{H.}$$

$$\text{Frec. cristal} = 4 \text{ Mhz.}$$

TH1 = es el registro de autorecarga a calcularse.

$$\text{TH1} = 256 - \frac{4 * 10^6}{1200 * 32 * 12} = 247 = 0\text{F7H}$$

Existen 4 modos de trabajo del Puerto serial. El registro SCON sirve para seleccionar dicho modo. Para este trabajo se vio conveniente usar el modo 1 que tiene la característica de ser un receptor/transmisor asincrónico de 8 bits de datos con 1 bit de inicio (0_L) y 1 bit de parada (1_L) con frecuencia variable.

Para calcular el tiempo que se demora el programa principal en ejecutarse se suman todas las instrucciones del mismo tomando en cuenta los ciclos de máquina (CMs) que se tarda cada instrucción. Se calculó que el programa principal ejecuta 100 instrucciones, que equivalen a 120 ciclos de máquina. El tiempo de ejecución de programa principal será:

$$\text{Tiempo en programa principal} = \#\text{CMs} * 3\mu\text{s}$$

$$\text{Tiempo en programa principal} = 120 * 3\mu\text{s}$$

$$\text{Tiempo en programa principal} = 360\mu\text{s}$$

La parte más destacada del programa principal es el lazo de espera de que ocurra la interrupción externa INTO. Esta subrutina de interrupción será invocada 10 veces por cada una de las 12 señales que deberán ser convertidas por el ADC, es decir se producirán en el pín INTO 120 interrupciones. En esta subrutina se deben destacar el llamado a las subrutinas: SUMAR, DIVISION, las cuales almacenan el promedio de las 10 sumas de cada uno de las 12 señales de entrada en localidades de RAM pre-determinadas. El contador de las 10 interrupciones por dato (Registro R3) se decrementa hasta cero conforme se atiende a la subrutina SUMAR, la cual va sumando los datos convertidos del ADC. De igual forma, el contador de los 12 datos (Registro R5) se decrementa conforme se atiende a la subrutina DIVISION, la cual obtiene el promedio de las 10 sumas. Al final, se setea la bandera VER que indica el fin de las conversiones.

En diagrama estructurado se muestra la subrutina de atención a tal interrupción.

Interrupción :

- Decrementa contador de interrupciones (10 interrupciones por cada dato).
 - Si el registro contador es 0 :
 - Decrementa el contador de número de datos (12 datos)
 - Si el contador de número de datos es 0 :
 - Poner en 1_L la bandera de verificación de datos válidos.
 - Salir de la subrutina.
 - Si el contador de número de datos no es 0 :
 - Incrementa dirección del bus de direcciones de los datos a convertir.
 - Obtiene la media de la suma de los 10 datos
 - Se calcula el checksum
 - Inicio de conversión.

- Salir de la subrutina de interrupción.
- Si el registro contador de interrupciones no es 0 :
- Lectura del dato convertido.
- Ejecutar subrutina sumar del dato que llega con el anterior.
- Inicio de conversión
- Salir de la subrutina de interrupción.

Tomando en cuenta que el ADC se demora 100 μ s en convertir un dato (especificaciones técnicas del fabricante) de análogo a digital, se puede calcular el tiempo que tarda el programa en ejecutar la subrutina INTERRUPCION ; las subrutinas de sumar y división invocadas por la subrutina Interrupción se ejecutan durante el tiempo que el ADC está convirtiendo un dato y el tiempo de ejecución de las mismas es menor a 100 μ s. Tomando en cuenta todo esto, se tiene :

$$\begin{aligned}
 t_{ejecucion} &= \# \text{datos} * 100 \mu\text{s} \\
 t_{ejecucion} &= 120 * 100 \mu\text{s} \\
 t_{ejecucion} &= 12 \text{ms}
 \end{aligned}$$

La subrutina “Sumar”, toma el dato almacenado en cierta localidad de RAM (dato de 2 bytes) y lo suma con el dato que se lee del conversor análogo/digital (dato de un byte) ; el resultado de esta operación es un número de 2 bytes que se lo guarda en la localidad de RAM correspondiente a cada dato. Esta operación se realiza 10 veces por cada dato.

La subrutina DIVISION permite realizar la división por 10 del valor final correspondiente al resultado de las 10 sumas realizadas para cada dato.

Como siguiente parte del programa principal se muestra la temperatura de los tres sensores, esto se lo realiza a través de la subrutina MOSTRAR detallada a continuación.

Mostrar :

- Apunta a la direcciones donde están los datos.
- Se apunta a la dirección de los displays
- Se ejecuta la subrutina display.
- Sale de la subrutina mostrar.

En la Subrutina Mostrar se hace el llamado a la Subrutina "DISPLAY", la cual se encarga de mostrar el número en cada uno de los dos displays correspondientes (unidades y decenas).

Finalmente, al mostrar el número en el display se deberá enviar un lazo de retardo para que el mismo permanezca encendido por cierto tiempo; de la misma forma, se tendrá que designar cierto tiempo como lazo de retardo para el apagado del mismo.

La subrutina "Display" tiene en su interior a dos subrutinas: DISPLAY1 que redondea el número a mostrar en el display, según el residuo de la división, y la subrutina DISPLAY2 que manda a mostrar en cada uno de los displays el dígito de las unidades y decenas respectivamente.

En la subrutina DISPLAY2 se hace un llamado a la subrutina LAZO que permite generar un retardo en el apagado del display; el apagado del display se hace escribiendo en el puerto P2 = 00H.

En la subrutina LAZO se genera un retardo de encendido de cada display. Para calcular el tiempo de duración de esta subrutina, a continuación se escribe esta parte del programa especificando el tiempo de duración de cada instrucción:

Instrucciones	Ciclos de máquina
LAZO:	2
MOV R7,#095H	1
DJNZ R7, DENUEVO	2*095H = 012AH = 298
RETI	2
TOTAL	303 ciclos de máquina totales

$$tiempo = 303CM * 3 \frac{\mu s}{CM} = 909 \mu s \approx 1ms$$

La subrutina LAZO es invocada tres veces mientras el display permanece encendido.

El tiempo de apagado esta formado por el siguiente lazo:

```
MOV R7,#024H
DJNZ R7,$
```

El tiempo de duración de esta secuencia es 220 μs . Según estos dos datos la relación de trabajo de encendido de los displays es (cada uno):

$$\delta = \frac{\text{Tiempo de encendido}}{\text{Tiempo encendido} + \text{Tiempo Apagado}}$$

$$\delta = \frac{909 * 3 \mu s}{(909 * 3 + 220) \mu s} = 0.93$$

El tiempo de ejecución de la subrutina "MOSTRAR" para cada uno de los tres datos que se muestran en los displays es (se toma en cuenta también los tiempos de las subrutinas display, display1 y display2) :

Subrutina	Tiempo de Ejecución
Instrucciones Adicionales	36 μ s
DISPLAY	36 μ s
DISPLAY1	50 μ s
DISPLAY2	6,35 ms
TOTAL POR CADA DATO	6,472 ms
TOTAL DE LOS TRES DATOS	19,4 ms

El tiempo de ejecución más significativo en la subrutina MOSTRAR es de la subrutina DISPLAY2 que es la que muestra los datos en los displays. Este valor significativo tiene que ver con las subrutinas de retardo para encendido y apagado de los displays. Si se toma en cuenta que Mostrar es ejecutada 15 veces durante la ejecución del programa, se tendrá que el programa ocupa 300 ms en dicha subrutina.

Como siguiente parte del programa principal, se consulta el estado de la bandera VER la cual verifica la grabación de datos. Si esta bandera está en 1_L indicará que la grabación y conversión han sido correctas y se ejecuta la subrutina "SERIAL", de lo contrario, si la bandera está en 0_L se ejecutará la subrutina "ACABAR", que enviará el correspondiente código de error al PC.

Al invocar a la subrutina SERIAL, el microcontrolador se pone en espera de un dato enviado por el computador que indicará la petición de datos. Inmediatamente, el microcontrolador empieza a enviar los datos almacenados en RAM incluido el Checksum, que es el que sirve para comprobar la llegada correcta de los datos al computador. El checksum es comparado en el computador, si ambos datos coinciden el computador deberá enviar un código de aceptación, caso contrario, se enviará un código pidiendo nuevamente el envío de datos y los datos serán enviados nuevamente al computador; si a la cuenta de 15 veces de transmisión de datos no coinciden los valores del checksum, el programa en el PC desplegará en pantalla el mensaje: "Checksum no coincidentes, Revisar comunicación" y la comunicación se cancelará.

Se debe tomar en cuenta que durante la espera de interrupción serial se invoca a la subrutina MOSTRAR para que continúe el despliegue de datos en los displays. A continuación se muestra el desarrollo de la subrutina SERIAL que permite el envío de datos al computador.

Serial :

- Encendido del led indicador de comunicación
- Poner el DS3695 en modo de recepción
- Esperar el dato 01 por petición de datos del PC
- Mientras llega el dato 01 ejecutar la subrutina MOSTRAR
- Si llega el dato :
 - Poner al DS3695 en modo de transmisión
 - Resetear la bandera "RI"
 - Enviar el dato 01 para que el PC tome como datos válidos
 - Enviar los 12 datos en RAM al PC.
 - Enviar el checksum de los 12 datos
- El micro espera verificación de la llegada correcta de datos al PC, mientras tanto ejecuta la subrutina mostrar.
 - Si llega 01 el microcontrolador enviará nuevamente los datos.
 - Si llega 02 el microcontrolador empezará nuevamente el programa.

Como alternativa a la subrutina SERIAL está la subrutina "ACABAR", la cual como se había indicado anteriormente permite mandar un código de error en la conversión análogo digital y por tanto los datos en la RAM del microcontrolador no son válidos.

El tiempo que demora en ejecutarse la subrutina SERIAL tiene que ver directamente con la velocidad de transmisión de datos al PC ; esto es, 1200 bits/seg. Como se tienen 14 datos de 10 bits cada uno (1 bits inicio + 8 bits datos + 1 bit parada), el tiempo en llegar los 140 bits es de 117 ms. Adicionalmente, al tiempo calculado se deberá añadir la ejecución de instrucciones dentro de esta subrutina y la ejecución de la subrutina mostrar, esto es :

Tiempo de SERIAL = Ejecucion de Instrucciones + Mostrar + Transmision datos

$$\text{Tiempo de SERIAL} = 50 \mu\text{s} + 20\text{ms} + 117\text{ms}$$

$$\text{Tiempo de SERIAL} = 137.05 \text{ ms}$$

Sumando todos los tiempos que tarda cada una de las subrutinas en ejecutarse se tiene :

<i>Subrutina</i>	<i>Tiempo de Ejecución</i>
PROGRAMA PRINCIPAL	0,36 ms
INTERRUPCION	120 ms
MOSTRAR	300 ms
SERIAL	137.05 ms
<i>Tiempo de Ejecución de Programa</i>	557.41 ms

El tiempo que tarda el microcontrolador en ejecutar todo el programa es de 557 ms. Se calculó que el tiempo que tarda el computador en ejecutar un ciclo de programa es de 1.5 segundos, lo que significa que el PC es más lento que el microcontrolador, por lo que necesariamente se tendrá que recurrir a un tipo de comunicación Half-Duplex, en la cual el dispositivo más lento, que en este caso es el computador, es el que comanda la comunicación.

El listado del programa grabado en la memoria de ROM del microcontrolador se encuentra en la parte de Anexos A.5.

3.1.2. DESARROLLO DE LA INTERFACE PC. REQUERIMIENTOS PARA EL FUNCIONAMIENTO DEL PROGRAMA.

Al igual que el pin P1.7 realiza el control de transmisión y recepción de datos del bus hacia el buffer del microcontrolador; la línea DTR del pòrtico serial servirá para controlar la entrada ó salida de datos desde el bus al buffer del pòrtico serial del computador. Esto es porque el tipo de comunicación entre el PC y el microcontrolador es Half-Duplex debido a los elementos de comunicación y al bus mismo, y este tipo de comunicación es la más recomendable en este tipo de trabajo debido a que estamos usando el mismo bus para transmitir y recibir datos y si no existen líneas de control en el bus existiría un caos y no se trabajarían con datos seguros o certeros.

Primeramente, como en todo tipo de comunicación se usa protocolos, se deberán respetar normas que obligan a que el diseñador predetermine la estructura de datos que el computador espera recibir del microcontrolador. La Figura. 3.2 muestra la estructura del paquete de información que se deberá leer del buffer de recepción del computador.

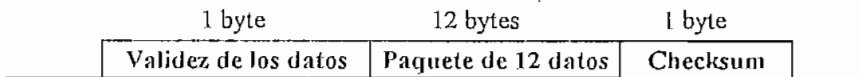


Figura. 3.2. Estructura del paquete de datos que llega al computador.

El primer dato que llega “Validez de los datos” es el código 01 ó 00 que indica que los datos que envía el microcontrolador son datos válidos ó no respectivamente; el valor de este dato depende de que la bandera de verificación de grabación de datos VER esté a 1_L ó 0_L. Lo que sigue es el paquete de 12 datos que corresponde a los datos válidos que provienen de la conversión analógica/digital del ADC y grabación en la RAM interna del microcontrolador. Finalmente el checksum es el dato que confirma que los datos han llegado correctamente al PC.

Los datos leídos del buffer del puerto serial serán almacenados en *variables globales*¹ del programa, las cuales serán usadas para mostrar en cajas de texto tipo displays valores de temperatura y voltaje, diagramas Temperatura vs. Tiempo, o serán almacenadas en tablas si el usuario desea grabarlas para registrarlas o imprimirlas posteriormente en el mismo programa.

El programa es multifuncional, es decir que el usuario según su selección manipula el programa a su antojo. Consecuentemente el funcionamiento del programa estará regido a lo que el usuario escoja.

Como programa principal, la Figura. 3.3. muestra el diagrama de flujo.

¹ En Visual Basic. se definen como las variables que se usan siempre durante la ejecución del programa.

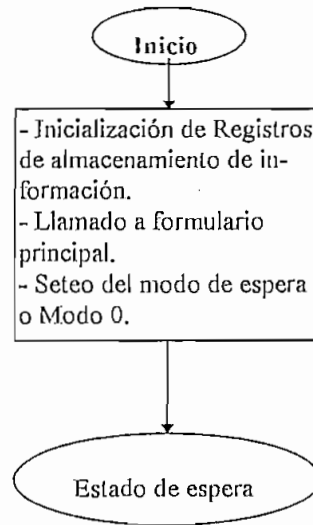


Figura. 3.3. Diagrama de Flujo del programa Principal

El programa principal arranca con "Modo 0", el cual espera uno de los tres modos de funcionamiento (El Modo 0 no tiene ninguna función).

El "Modo1" permite la adquisición de datos y despliega la información ya sea en forma visual en displays, en forma gráfica en curvas o en forma de diseño que muestra los mismos sobre la gráfica de un acondicionador.

El "Modo2" permite además de la adquisición y administración, archivar los datos en "Archivos secuenciales".

Finalmente el "Modo 3" es un modo pasivo en el cual se pueden mostrar datos de determinado archivo grabado previamente por el usuario y además es el único modo en el cual los datos pueden ser impresos.

El "Modo 1" se activa al recurrir al menú principal y seleccionar la opción "Iniciar", en ese momento aparecerá una forma en donde se establecen los parámetros de comunicación como Velocidad de comunicación, # bits por dato, bit de paridad, tiempo de despliegue de la información. Posteriormente, la línea de control DTR es puesta en alto para habilitar el buffer de transmisión del integrado DS3695 y de esta forma enviar el código de petición de datos al microcontrolador. Inmediatamente, se pone a la línea DTR en bajo para iniciar la recepción de datos. El último dato en llegar es el checksum, el cual es comparado con el correspondiente calculado en el PC. Si los dos valores coinciden el PC envía un código de aceptación y el microcontrolador puede nuevamente reiniciar su programa y adquirir nuevos datos ; de lo contrario, el PC pedirá nuevamente el envío de datos. Todo esto se indica en el siguiente flujo funcional.

Modo 1 :

- Establece los parámetros de la comunicación : Velocidad, Paridad, # bits de dato.
- Habilita y Deshabilita funciones del programa : Acceso a guardar datos, Deshabilita las impresiones.
- Imprime en los formularios mensajes de funcionamiento.
- Comunicación :
 - Coloca DTR en alto, para la transmisión de código.
 - Envía al microcontrolador código de petición de datos.
 - Coloca al DTR en bajo, para la recepción de datos.
 - Recibe los datos que vienen del microcontrolador.
 - Comprobación del checksum.
 - Si no coinciden los valores de checksum del PC y del microcontrolador :
 - Repite el proceso "comunicación".
 - Si coinciden los valores de checksum del PC y del microcontrolador :
 - Envía al microcontrolador un código de aceptación y lo ordena realizar nuevamente la adquisición de datos.

- Presenta los datos en los diferentes formularios y presentaciones.
- Repite el proceso “comunicación”.

Cuando en Windows se produce un error, el propio sistema operativo envía mensajes de error en códigos que el diseñador debe saber interpretarlos. Es por esto que se recurre al código:

On Error GOSUB *etiqueta*,

etiqueta:

.....

en donde: *etiqueta* es una “etiqueta” a la cual esta dirigida la ejecución del programa.

Dentro de ella se descifran los códigos de los errores dados por el sistema y se pueden sacar mensajes en pantalla acerca del error o corregir el mismo.

Cuando se desea salir de este modo se presiona la opción “Finalizar” del menú principal; al hacer esto, se cierra el puerto, se recuperan los estados del modo 0, etc.

Para ingresar al Modo 2 el modo 1 debe estar activado, es decir, para poder grabar los datos en archivos, el computador deberá estar recibiendo datos del microcontrolador. El Modo 2 se activa al seleccionar la opción “Grabar” del menú Principal (si la opción está habilitada). Al seleccionar esto, el formulario “Archivo Nuevo” se presenta en pantalla, el cual permite ingresar el nombre de un archivo en el cual el usuario desee almacenar los datos(más información en el Manual del Usuario).

Para salir del Modo 2 el usuario deberá seleccionar “Parar-Grabar” del menú Principal o del formulario “Todos los sensores”; al igual que para iniciar la graba-

ción. Hay que tomar en cuenta que al elegir esta opción el programa continua recibiendo datos del microcontrolador pero sin grabarlos. Para salir del Modo 1 es necesario salir primero del Modo 2.

Cuando el Modo 1 y/o Modo 2 están seleccionados es imposible ingresar al Modo 3 (Datos de Archivo) o Modo 0. Al Modo 3 se ingresa cuando el usuario elige la opción "Abrir" del Menú Principal. Cuando se elige esto, el programa muestra una pantalla de archivos con extensión ".dat" que son los archivos que contienen la fecha, hora, nombre del archivo y datos que fueron grabados por el usuario. Las opciones dadas por el programa serán las únicas que estén disponibles para que puedan ser usadas, en el formulario "Todos los Sensores" se indica todos los datos que contiene dicho archivo. Así mismo a esta opción se la protege de errores que pueda cometer el usuario.

Las hojas de listado del programa en el PC se encuentran en el anexo A.6. al final del trabajo.

3.1.3. INDICACIONES PARA EL MANEJO ADECUADO DEL MODULO DIDACTICO DE DATOS Y DE LA INTERFACE DE COMUNICACIÓN.

El Sistema funciona con la alimentación de la red a 115 V_{rms}. Antes de encender el equipo, se deberá tomar en cuenta que todos los cables de los acondicionadores estén correctamente conectados a los conectores correspondientes para evitar errores tanto en la comunicación como en el despliegue de la información.

Una vez conectados los acondicionadores y sensores, se deberá comprobar la alimentación correcta a los mismos, esto se hace observando que los leds que corresponden a las fuentes +12V y -12V en las cajas de los acondicionadores estén encendidos.

Para verificar la comunicación existe un led en la parte frontal del módulo didáctico con el nombre comunicación. Adicionalmente se puede observar en el mismo módulo el funcionamiento de las fuentes de +12V, -12V, +5V.

Si hay un fallo en el funcionamiento adecuado del sistema, se podrá resetear el mismo, presionando el botón "Reset" ubicado en el módulo didáctico.

Otra precaución que el usuario deberá tomar al conectar la interface serial, es que este correctamente polarizada con +5V, ya que si voltajes mayores son introducidos, es posible que la tarjeta de interface RS-232C del computador y partes adicionales puedan dañarse. El terminal en color rojo se conecta a la fuente de +5V y el terminal negro es tierra. La polarización de la tarjeta serial puede ser tomada del módulo didáctico respetando los colores.

Se deberá respetar las señales de referencia de los cables para que estén adecuadamente conectados a los acondicionadores, interface y módulo didáctico.

Para fallas de corto circuito, existe la protección de un fusible, adecuadamente seleccionado. Este fusible protege a todo el sistema. Si todos los leds del panel frontal están apagados, es posible que el fusible de protección este malo.

El programa está diseñado para correr en ambiente Windows, sin importar la versión de Windows que posea la máquina.

CAPITULO N° 4.

***PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO Y
RESULTADOS.***

Para realizar las pruebas de los acondicionadores de temperatura, se tomó como instrumento patrón de medición de este parámetro el módulo- acondicionador del multímetro FLUKE el cual usa como sensor una termocupla tipo K, cuyas características técnicas están dadas en el Capítulo I.

4.1.- PRUEBAS DE LOS ACONDICIONADORES DE SEÑAL Y RESULTADOS.

El objetivo de estas pruebas es analizar la linealidad lograda por el circuito acondicionador de cada sensor y la influencia que puede tener la tolerancia de los elementos usados en este circuito sobre este factor; en esta prueba se analizó también el comportamiento de otras señales del acondicionador que también son transmitidas al centro de recopilación de datos; esto último solo por la naturaleza didáctica del equipo.

Las pruebas de los acondicionadores se realizaron introduciendo agua caliente a una temperatura mayor a 50°C en un recipiente de vidrio, en cuyo interior se encontraban también todos los sensores a ser analizados, así como el que sirve de patrón en las mediciones. Todos los sensores no tenían contacto físico con el agua por tratarse de una aplicación ambiental. El instrumento patrón de la medición marcaba la temperatura de referencia en las mediciones, mientras que con un multímetro se tomaban los datos en los diferentes puntos más importantes de los acondicionadores. Este procedimiento fue usado para todas las pruebas de los acondicionadores.

Las tablas y gráficos presentados mostrarán la linealidad lograda en el diseño de cada uno de los acondicionadores: de los valores tomados en los puntos que son transmitidos al Centro de Recopilación de Datos.

4.1.1. PRUEBA DEL ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA PARA EL NTC.

La Figura 4.1. muestra el circuito del acondicionador señalando sus puntos de prueba. En la tabla 4.1. se presentan los valores de voltajes en función de la temperatura en los puntos más importantes del acondicionador.

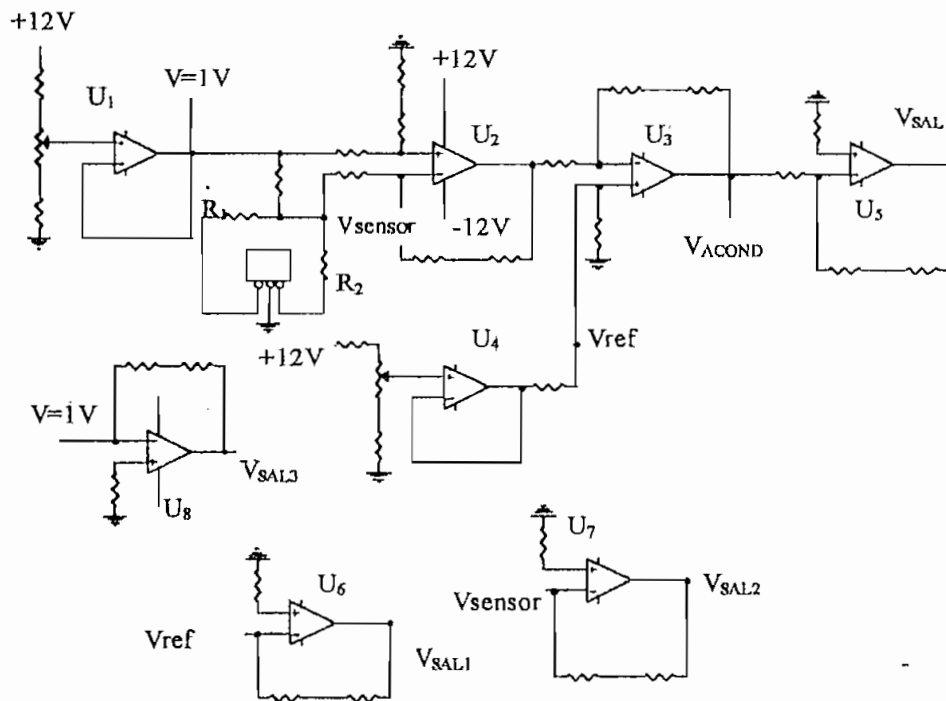


Figura. 4.1. Puntos de Prueba del Circuito Acondicionador para NTC.

Tabla. 4.1. Datos más importantes del acondicionador NTC en función de la Temperatura.

T(°C)	R ₁ (KΩ)	R ₂ (KΩ)	V _{ACOND} (V)	V _{SENSOR} (V)	V _{SAL} (V)	V _{SAL2} (V)
12	24,72	87,2	1,095	0,608	-2,227	-6,04
13	25,53	83,3	1,209	0,6	-2,457	-5,95
14	22,17	77,2	1,319	0,591	-2,68	-5,87
15	21,21	73,4	1,44	0,582	-2,926	-5,78

16	20,76	70,8	1,54	0,574	-3,127	-5,71
T(°C)	R ₁ (KΩ)	R ₂ (KΩ)	V _{ACOND} (V)	V _{SENSOR} (V)	V _{SAL1} (V)	V _{SAL2} (V)
17	19,36	66,3	1,624	0,568	-3,297	-5,65
18	17,99	61,3	1,731	0,56	-3,511	-5,57
19	17,3	59	1,839	0,555	-3,735	-5,49
20	16,88	57,3	1,954	0,544	-3,96	-5,41
21	15,96	53,9	2,048	0,536	-4,14	-5,33
22	15,11	50,8	2,19	0,526	-4,44	-5,23
23	14,25	47,8	2,306	0,517	-4,68	-5,14
24	13,47	45	2,43	0,508	-4,94	-5,05
25	12,76	42,7	2,536	0,5	-5,5	-4,98
26	12,1	40,1	2,653	0,491	-5,39	-4,89
27	11,42	37,81	2,75	0,484	-5,59	-4,82
28	10,89	35,9	2,862	0,476	-5,81	-4,73
29	10,4	34,19	2,963	0,468	-6,01	-4,66
30	9,95	32,49	3,072	0,46	-6,24	-4,57
31	9,36	30,18	3,173	0,453	-6,45	-4,51
32	8,79	28,54	3,28	0,444	-6,66	-4,43
33	8,43	27,25	3,375	0,438	-6,84	-4,36
34	8,05	25,9	3,48	0,43	-7,07	-4,28
35	7,69	24,72	3,582	0,422	-7,29	-4,2
36	7,35	23,56	3,679	0,415	-7,47	-4,11
37	7,02	22,36	3,77	0,408	-7,68	-4,06
38	6,69	21,24	3,873	0,4	-7,87	-3,985
39	6,4	20,22	3,98	0,3917	-8,11	-3,902
40	6,12	19,3	4,07	0,385	-8,29	-3,838
41	5,88	18,49	4,17	0,3782	-8,47	-3,774
42	5,64	17,7	4,27	0,371	-8,68	-3,69
43	5,42	16,93	4,36	0,366	-8,85	-3,638
44	5,18	16,17	4,47	0,356	-9,06	-3,563
45	4,99	15,54	4,53	0,3515	-9,2	-3,5
46	4,8	14,99	4,63	0,344	-9,4	-3,445
47	4,61	14,32	4,7	0,338	-9,55	-3,384
48	4,45	13,78	4,81	0,331	-9,74	-3,313
49	4,28	13,23	4,89	0,324	-9,93	-3,245
50	4,12	12,7	4,98	0,326	-10,12	-3,2

R₁, R₂ = Resistencia del NTC

V_{ACOND} = Voltaje del Acondicionador.

V_{SENSOR} = Voltaje de los 2 sensores.

V_{SAL} = Voltaje amplificado del Vacond. X -2.

V_{SAL2} = Voltaje amplificado del Vsensor. X -10.

Los gráficos resultantes se muestran a continuación.

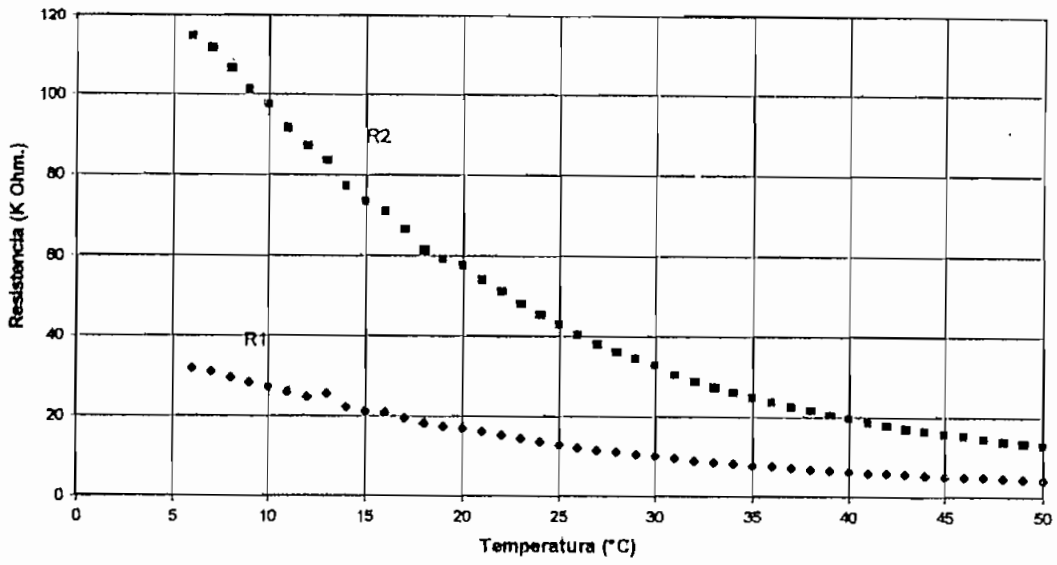


Figura. 4.2. Gráfico de la característica de los sensores NTC en función de la Temperatura.

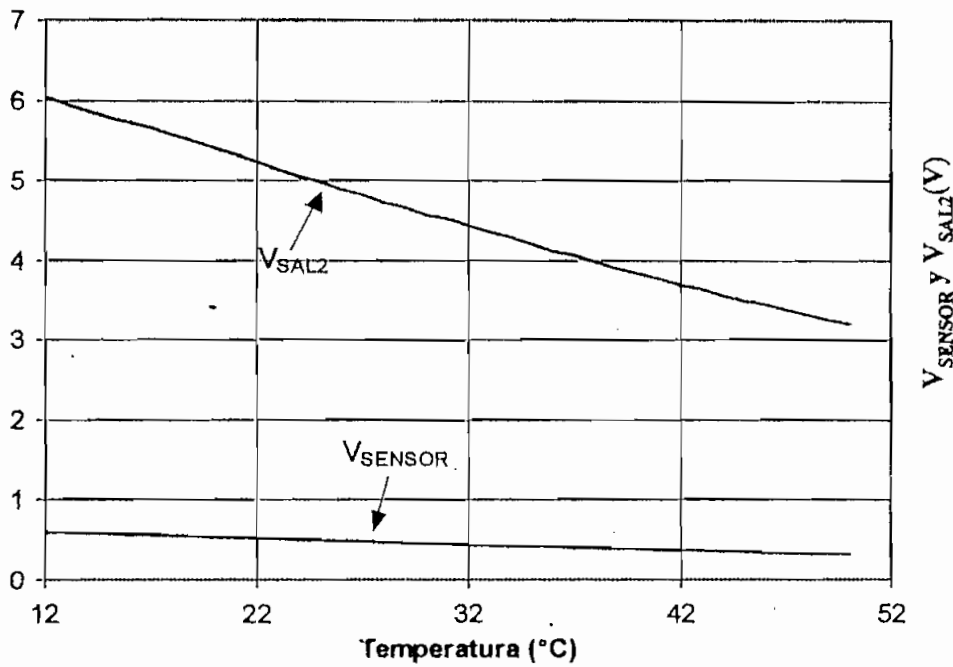


Figura. 4.3. Gráfico de V_{SENSOR} y V_{SAL2} en función de la Temperatura.

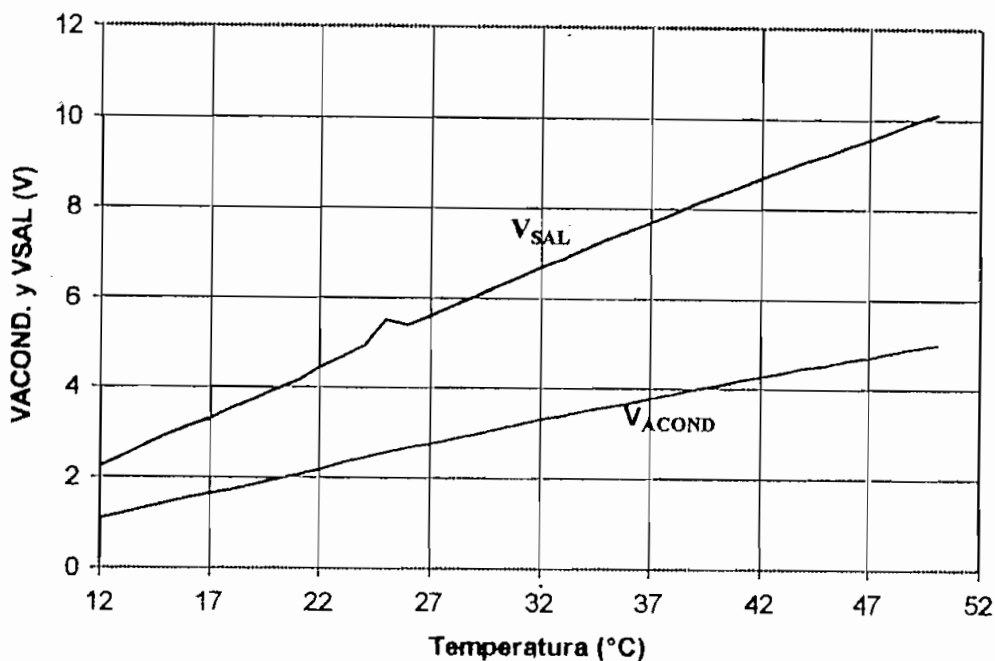


Figura. 4.4. Gráfico de $V_{ACOND.}$ y V_{SAL} en función de la Temperatura.

La característica no lineal de los NTCs (Figura 4.2) es corregida con la configuración tipo puente discutida en el capítulo II Figura 2.6., dándonos como resultado las características de la Figura 4.3. (V_{SENSOR}) y Figura 4.4. (V_{ACOND}). Por propósitos didácticos la señal del sensor (V_{SENSOR}) debió ser amplificada (X-10) para ser transmitida al centro de recopilación de datos y así poder monitorearla. Los resultados de amplificar V_{SENSOR} y V_{ACOND} X-10 y X-2 respectivamente se pueden comprobar en las Figuras 4.3 y 4.4. Normalmente las señales amplificadas son invertidas, pero por motivos de visualización se graficaron como no invertidas.

4.1.2.- PRUEBA DEL ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA PARA EL LM335.

La Figura 4.5. muestra el circuito del acondicionador señalando sus puntos de prueba. En la tabla 4.2. se presentan los valores de voltajes en función de la temperatura en los puntos más importantes del acondicionador.

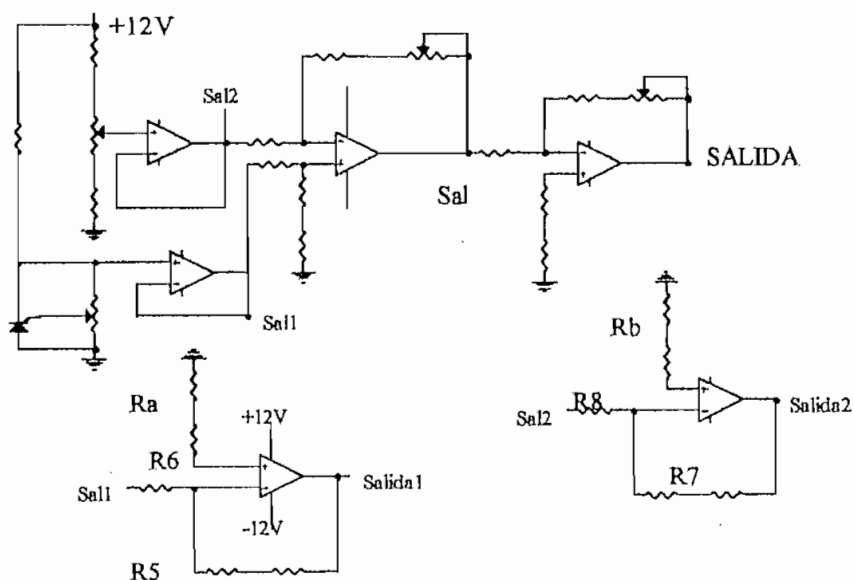


Figura. 4.5. Puntos de Prueba del Circuito Acondicionador para el sensor LM335.

Tabla. 4.2. Voltajes de los puntos más importantes del acondicionador para LM335 en función de la temperatura.

T (°C)	V _{SAL1} (V)	V _{SAL.} (V)	V _{SALIDA.} (V)	V _{SALIDA1} (V)
12	2,856	1,56	-3,14	-9,81
13	2,866	1,64	-3,305	-9,87
14	2,876	1,721	-3,465	-9,9

15	2,883	1,785	-3,61	-9,92
16	2,89	1,845	-3,715	-9,94
T (°C)	V _{SALI}	V _{SAL}	V _{SALIDA}	V _{SALIDA1}
17	2,895	1,889	-3,812	-9,96
18	2,9	1,945	-3,947	-9,98
19	2,906	2,015	-4,12	-10
20	2,916	2,094	-4,25	-10,03
21	2,923	2,171	-4,41	-10,05
22	2,932	2,252	-4,6	-10,07
23	2,94	2,326	-4,72	-10,1
24	2,948	2,41	-4,89	-10,12
25	2,956	2,468	-5,03	-10,15
26	2,962	2,544	-5,17	-10,18
27	2,972	2,637	-5,36	-10,21
28	2,981	2,71	-5,61	-10,24
29	2,99	2,8	-5,72	-10,26
30	2,996	2,889	-5,91	-10,285
31	3,005	2,96	-6,06	-10,31
32	3,013	3,015	-6,15	-10,33
33	3,02	3,09	-6,35	-10,35
34	3,021	3,17	-6,51	-10,39
35	3,03	3,26	-6,64	-10,42
36	3,039	3,33	-6,8	-10,45
37	3,046	3,428	-7	-10,47
38	3,062	3,47	-7,16	-10,49
39	3,07	3,55	-7,32	-10,51
40	3,08	3,63	-7,54	-10,54
41	3,088	3,7	-7,6	-10,56
42	3,095	3,78	-7,8	-10,58
43	3,103	3,84	-7,95	-10,61
44	3,111	3,95	-8,1	-10,64
45	3,119	4,01	-8,27	-10,69
46	3,127	4,09	-8,42	-10,73
47	3,134	4,15	-8,55	-10,76
48	3,143	4,23	-8,73	-10,79
49	3,154	4,34	-8,96	-10,82
50	3,16	4,4	-9,14	-10,85

V_{SALI} = Voltaje del sensor

V_{SAL} = Voltaje del Acondicionador

V_{SALIDA} = Voltaje amplificado de V_{SAL} X -2.07.

V_{SALIDA1} = Voltaje amplificado del V_{SALI} X -3.4.

A continuación se muestran los gráficos de los resultados obtenidos.

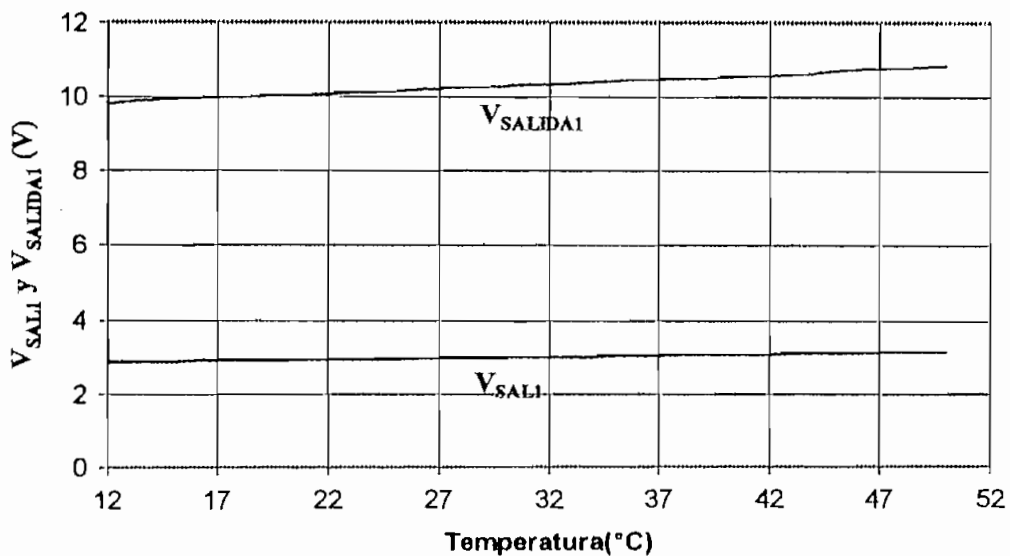


Figura. 4.6. Gráfico de V_{SALI} y V_{SALIDA1} en función de la Temperatura.

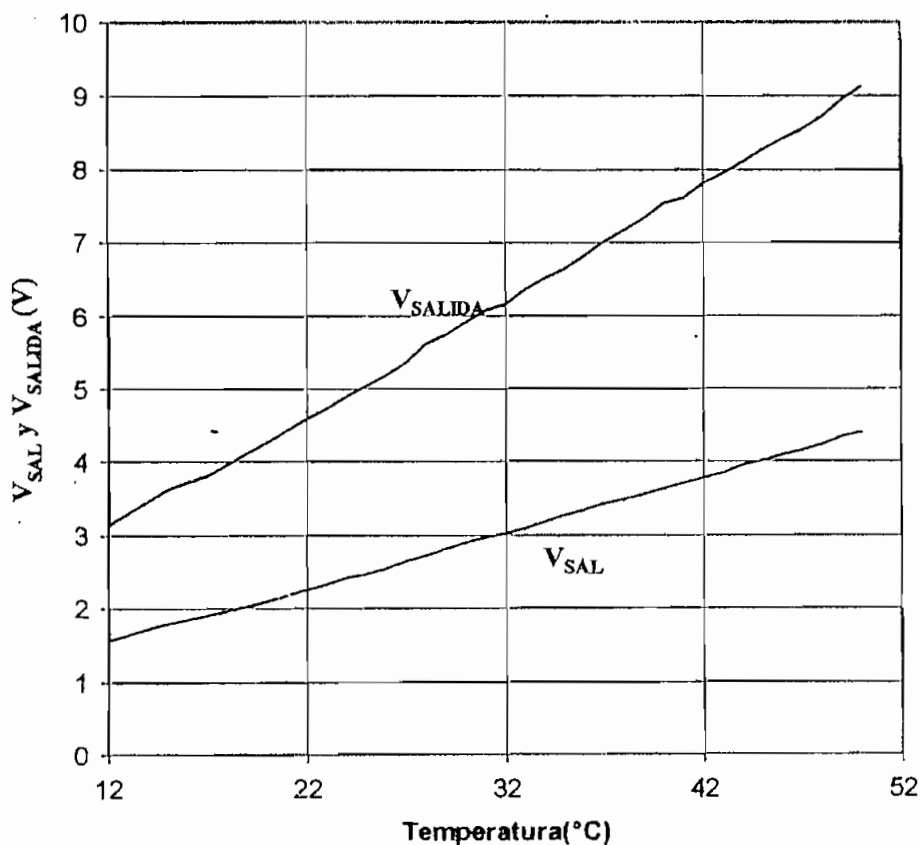


Figura. 4.7. Gráfico de V_{SAL} y V_{SALIDA} Vs. La Temperatura.

4.1.3. PRUEBA DEL ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA PARA EL RTD.

La Figura 4.8. muestra el circuito del acondicionador señalando sus puntos de prueba. En la tabla 4.3. se presentan los valores de voltajes en función de la temperatura en los puntos más importantes del acondicionador.

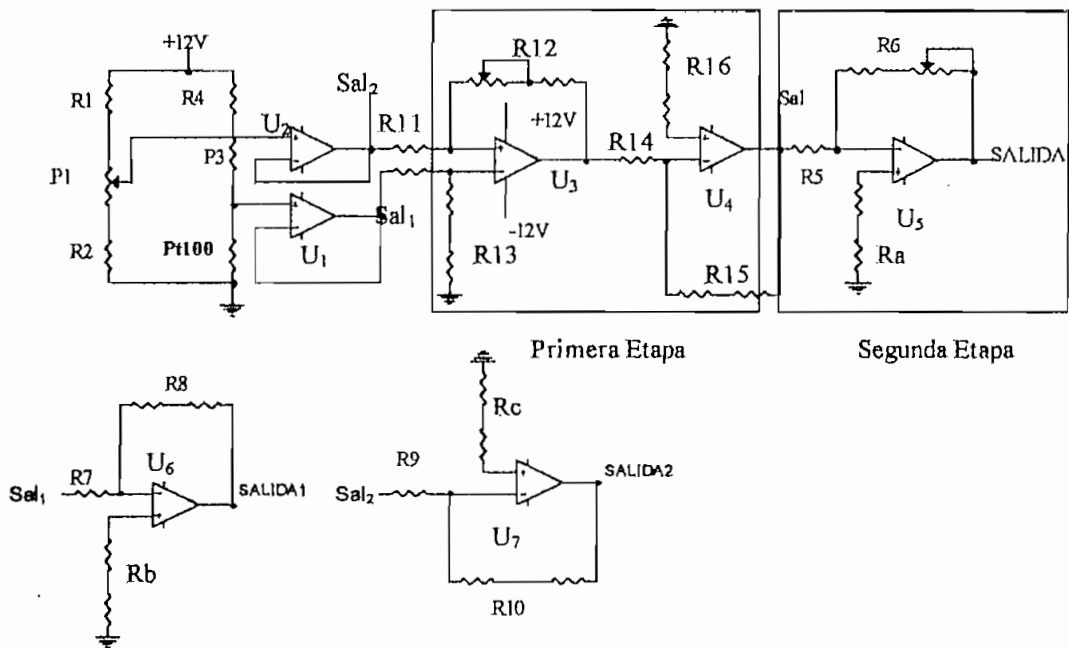


Figura. 4.8. Puntos de Prueba del Circuito Acondicionador para el sensor RTD.

Tabla. 4.3. Voltajes de los puntos más importantes del acondicionador para RTD en función de la temperatura.

T(°C)	R _{SENSOR} (Ω)	V _{SAL1} (V)	V _{SAL} (V)	V _{SALIDA} (V)	V _{SALIDA1} (V)
12	105,5	0,1067	0,96	1,92	2,135
13	106	0,1072	1,09	2,1802	2,15
14	106,4	0,1076	1,19	2,376	2,53
15	106,7	0,108	1,27	2,541	2,162

16	107,3	0,1085	1,36	2,73	2,168
17	107,7	0,109	1,49	2,983	2,179
T(°C)	R _{SENSOR} (Ω)	V _{SALI} (V)	V _{SAL} (V)	V _{SALIDA} (V)	V _{SALIDA1} (V)
18	108,2	0,1095	1,52	3,07	2,191
19	108,5	0,1098	1,69	3,46	2,196
20	108,9	0,11	1,85	3,705	2,205
21	109,3	0,1105	2,06	4,11	2,211
22	109,5	0,1108	2,18	4,35	2,216
23	109,8	0,111	2,32	4,63	2,223
24	110	0,1114	2,42	4,84	2,226
25	110,2	0,1117	2,557	5,11	2,234
26	110,45	0,1118	2,72	5,45	2,236
27	110,6	0,112	2,88	5,76	2,242
28	111,3	0,1125	3,08	6,16	2,251
29	111,7	0,113	3,18	6,35	2,261
30	112,1	0,1134	3,24	6,49	2,268
31	112,5	0,1137	3,33	6,66	2,275
32	112,9	0,1141	3,43	6,85	2,281
33	113,3	0,1146	3,52	7	2,292
34	113,7	0,115	3,61	7,22	2,3
35	114	0,1152	3,67	7,35	2,305
36	114,3	0,1155	3,7	7,41	2,31
37	114,6	0,1159	3,77	7,47	2,319
38	114,9	0,1162	3,82	7,63	2,325
39	115,3	0,1166	3,89	7,79	2,332
40	116	0,1172	3,98	7,96	2,243
41	116,6	0,1179	4,06	8,1	2,357
42	117	0,1183	4,17	8,31	2,367
43	117,4	0,1187	4,27	8,53	2,472
44	117,8	0,119	4,37	8,75	2,381
45	118,1	0,1194	4,42	8,84	2,389
46	118,8	0,12	4,5	9,06	2,41
47	119,1	0,1204	4,54	9,12	2,408
48	119,4	0,1207	4,62	9,24	2,413
49	119,7	0,121	4,7	9,38	2,421
50	120,2	0,1215	4,78	9,6	2,44

R_{SENSOR} = Resistencia del sensor .

V_{SALI} = Voltaje del sensor.

V_{SAL} = Voltaje del Acondicionador .

V_{SALIDA} = Voltaje amplificado de V_{SAL} X -2.,

V_{SALIDA1} = Voltaje amplificado de V_{SALI} X -20.

Los gráficos resultantes se muestran a continuación.

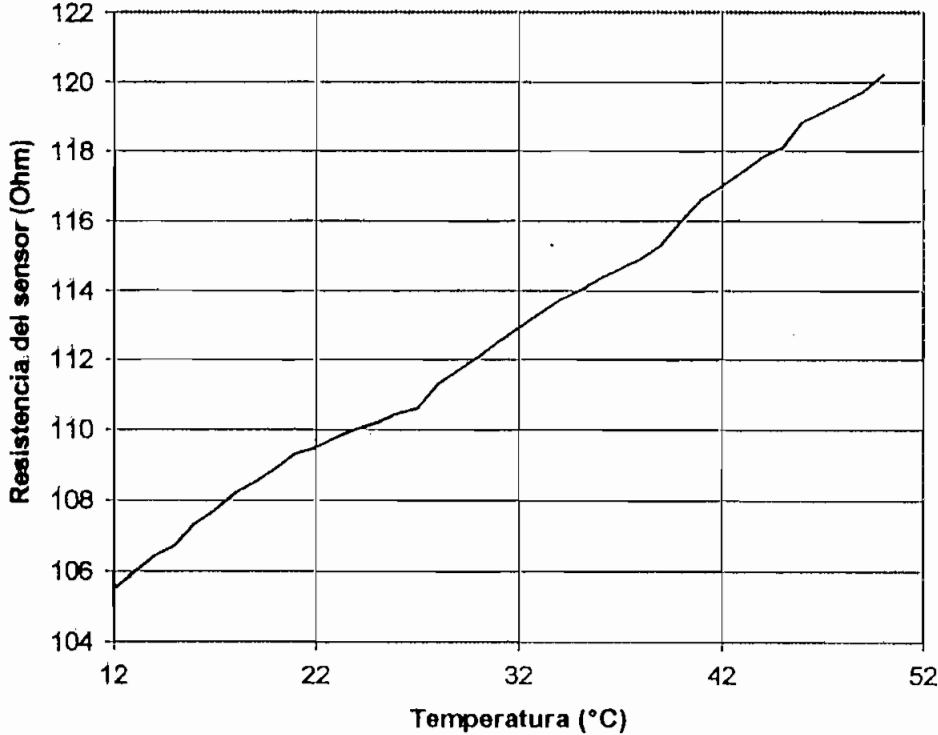


Figura. 4.9. Gráfico de la característica del sensor R_{SENSOR} vs. Temperatura.

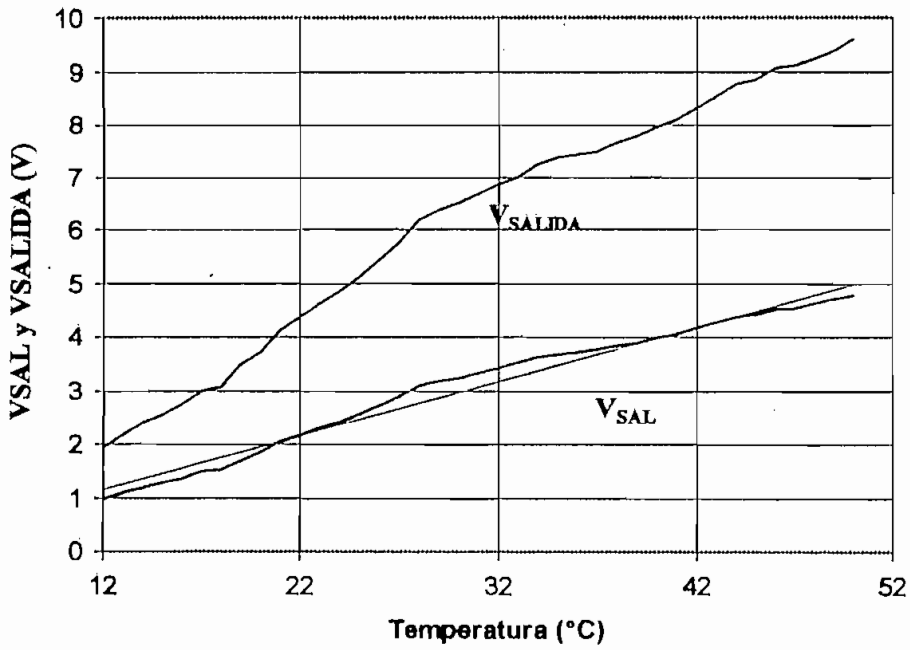


Figura. 4.10. Gráfico de V_{SAL} y V_{SALIDA} vs. La Temperatura.

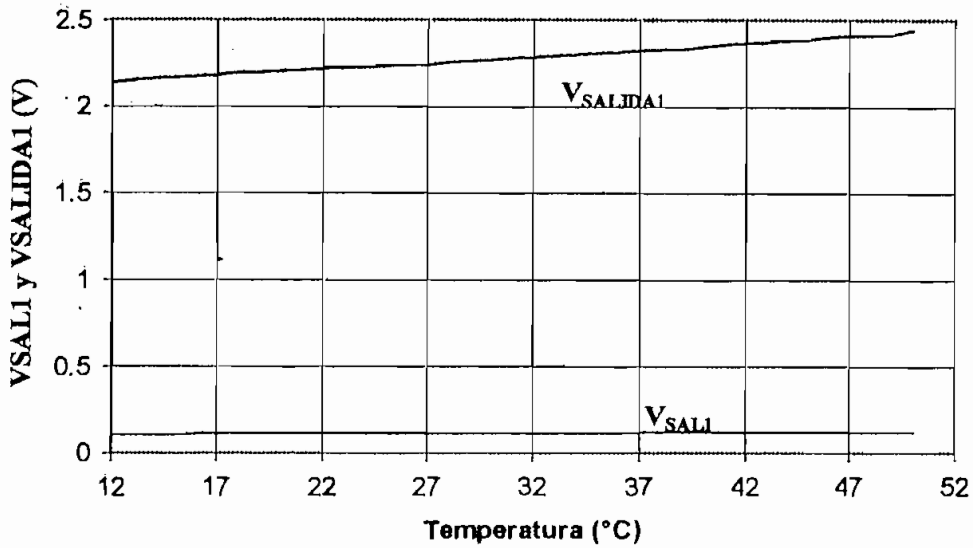


Figura. 4.11. Gráfico de V_{SALI} y $V_{SALIDA1}$ vs. La Temperatura.

4.2.- PRUEBAS EN EL CENTRO DE RECOPIACION DE DATOS Y RESULTADOS.

Con esta prueba se pretende comprobar la calidad de la transmisión analógica desde los acondicionadores de señal al centro de recopilación de datos. También el correcto funcionamiento de la conversión analógica-digital y la transmisión digital de datos al computador. Para esto, se tomaron como datos los voltajes medidos en los acondicionadores (0-5V), los valores de temperatura dados por los displays en el módulo didáctico y los valores de temperatura desplegados en la pantalla del PC usando como patrón la termocupla tipo K.

Para esta prueba se uso una cuba de baño térmico (existente en el laboratorio de instrumentación), colocando a todos los sensores juntos y sin contacto físico con el agua por tratarse de una aplicación ambiental; usando como patrón de medición el módulo de temperatura FLUKE con termocupla tipo K, se procedió a tomar las mediciones de voltaje en los acondicionador, temperatura tanto en los displays del centro de recopilación de datos y PC. Las mediciones se tomaron tanto en escala ascendente como descendente de temperatura con el propósito de analizar la histéresis en los acondicionadores y sensores. Se realizaron tres mediciones diferentes cuando sube y cuando baja la temperatura en una escala de 12 a 50°C, debido a la dificultad de reproducir ambientes con temperaturas menores. Las Tablas 4.4. y 4.5. muestran los resultados de los promedios obtenidos en las tres mediciones tomadas para cada uno de los sensores en escala ascendente y descendente de Temperatura, respectivamente .

Tabla. 4.4. Resultados obtenidos de la prueba en el Centro de Recopilación de Datos escala ascendente de temperatura.

TEMPERATURA MARCADA POR:									
NTC									
T (°C)	Acond. (V)	Módulo (°C)	PC (°C)	Acond. ((°C))	Módulo (°C)	PC (°C)	Acond. ((°C))	Módulo (°C)	PC (°C)
12	0.71	8	8	1.12	12	12	0.74	7	7
13	0.82	9	9	1.21	13	13	0.87	9	9
14	0.93	10	10	1.3	14	14	0.95	10	10
15	1.05	11	11	1.39	15	15	1.05	11	11
16	1.16	12	12	1.47	16	16	1.16	11	11
17	1.28	13	13	1.55	16	16	1.25	12	12
18	1.38	14	14	1.65	17	17	1.32	13	13
19	1.51	15	15	1.72	18	18	1.45	14	14
20	1.62	16	16	1.8	19	19	1.55	15	15
21	1.47	17	17	1.9	20	20	1.68	16	16
22	1.85	18	18	2	21	21	1.8	17	17
23	1.97	19	19	2.1	22	22	1.9	18	18
24	2.06	20	20	2.18	23	23	2.01	19	19
25	2.17	21	21	2.25	24	24	2.07	20	20
26	2.27	22	22	2.3	24	24	2.15	21	21
27	2.36	23	23	2.36	25	25	2.17	22	22
28	2.45	24	24	2.44	26	26	2.27	23	23
29	2.56	26	26	2.5	26	26	2.35	23	23
30	2.64	27	27	2.59	27	27	2.45	24	24
31	2.74	28	28	2.65	28	28	2.55	25	25
32	2.85	30	30	2.73	28	28	2.56	25	25
33	2.95	32	32	2.8	29	29	2.65	26	26
34	3.04	33	33	2.89	30	30	2.73	27	27
35	3.14	34	34	2.96	31	31	2.83	28	28
36	3.23	35	35	3.04	32	32	2.86	28	28
LM335									
Pt100									
T (°C)	Acond.	Módulo	PC	Acond.	Módulo	PC	Acond.	Módulo	PC
37	3.32	36	36	3.11	33	33	2.94	29	29
38	3.41	37	37	3.19	34	34	3.01	30	30
39	3.5	37	37	3.25	34	34	3.06	30	30
40	3.61	38	38	3.35	35	35	3.15	31	31
41	3.71	39	39	3.42	36	36	3.23	32	32
42	3.79	40	40	3.52	37	37	3.33	33	33
43	3.91	41	41	3.62	38	38	3.44	34	34
44	3.99	42	42	3.69	39	39	3.47	34	34
45	4.05	42	42	3.74	40	40	3.49	35	35
46	4.13	43	43	3.8	40	40	3.57	36	36
47	4.23	44	44	3.89	41	41	3.68	37	37
48	4.28	45	45	3.97	42	42	3.77	38	38
49	4.37	45	45	4.06	43	43	3.91	39	39
50	4.52	48	48	4.2	44	44	4.12	41	41

T = Temperatura medida por el instrumento patrón.

ACOND = Voltaje medido en el acondicionador, en los puntos : V_{ACOND} para el NTC, V_{SAL} para el LM335 y V_{SAL} para el Pt100.

MODULO = Temperatura que marcan los displays de cada uno de los sensores en el módulo didáctico.

PC = Temperatura leída en la pantalla del programa en el computador.

Tabla. 4.5. Resultados obtenidos de la prueba en el Centro de Recopilación de Datos en escala descendente de temperatura.

TEMPERATURA MARCADA										
POR:										
	NTC				LM335			Pt100		
T (°C)	Acond. (V)	Módulo (°C)	PC (°C)	Acond. (V)	Módulo (°C)	PC (°C)	Acond. (V)	Módulo (°C)	PC (°C)	
12	0.7	8	8	1.03	11	11	0.92	8	8	
13	0.79	9	9	1.12	12	12	0.9	9	9	
14	0.89	10	10	1.19	12	12	1	10	10	
15	0.98	11	11	1.3	13	13	1.11	12	12	
16	1.06	12	12	1.42	15	15	1.27	12	12	
17	1.13	13	13	1.5	15	15	1.38	13	13	
18	1.31	14	14	1.57	16	16	1.49	15	15	
19	1.44	15	15	1.57	17	17	1.63	15	15	
20	1.53	16	16	1.69	18	18	1.64	16	16	
21	1.69	17	17	1.78	18	18	1.63	17	17	
22	1.79	18	18	1.85	19	19	1.68	18	18	
23	1.96	20	20	1.94	20	20	1.77	18	18	
24	2.07	21	21	2.03	22	22	1.87	19	19	
25	2.19	22	22	2.1	22	22	1.96	20	20	
26	2.17	23	23	2.17	23	23	2.11	21	21	
27	2.37	24	24	2.25	24	24	2.21	22	22	
28	2.46	25	25	2.32	24	24	2.22	23	23	
29	2.55	26	26	2.4	25	25	2.3	24	24	
30	2.66	29	29	2.48	26	26	2.4	24	24	
	NTC				LM335			Pt100		
T (°C)	Acond.	Módulo	PC	Acond.	Módulo	PC	Acond.	Módulo	PC	
31	2.86	31	31	2.55	27	27	2.47	25	25	
32	2.91	32	32	2.65	27.9	227	2.55	26	26	
33	3.03	33	33	2.72	28	28	2.71	26	26	
34	3.12	34.6	334	2.77	29	29	2.86	27	27	
35	3.18	35	35	2.87	30	30	2.91	28	28	
36	3.26	35	35	2.95	31	31	3.04	29	29	
37	3.4	36	36	3.06	32	32	3.09	30	30	
38	3.51	38	38	3.21	33	33	3.19	31	31	
39	3.6	39	39	3.28	34	34	3.25	32	32	
40	3.69	40	40	3.37	34	34	3.31	33	33	
41	3.78	41	41	3.46	35	35	3.34	34	34	
42	3.88	41	41	3.51	36	36	3.4	35	35	
43	3.97	42	42	3.58	37	37	3.49	35	35	
44	4.03	42	42	3.66	39	39	3.62	36	36	
45	4.12	43	43	3.72	39	39	3.75	37	37	
46	4.23	43	43	3.81	40	40	3.89	38	38	
47	4.3	44	44	3.91	41	41	3.92	39	39	
48	4.4	45	45	4.01	42	42	4.15	40	40	
49	4.5	46	46	4.11	43	43	4.25	41	41	
50	4.59	47	47	4.21	44	44	4.3	42	42	

T = Temperatura medida por el instrumento patrón.
ACOND = Voltaje medido en el acondicionador, en los puntos : V_{ACOND} para el NTC,
 V_{SAL} para el LM335 y V_{SAL} para el Pt100.
MODULO = Temperatura que marcan los displays de cada uno de los sensores en el
módulo didáctico.
PC = Temperatura leída en la pantalla del programa en el computador.

Los gráficos resultantes se muestran a continuación.

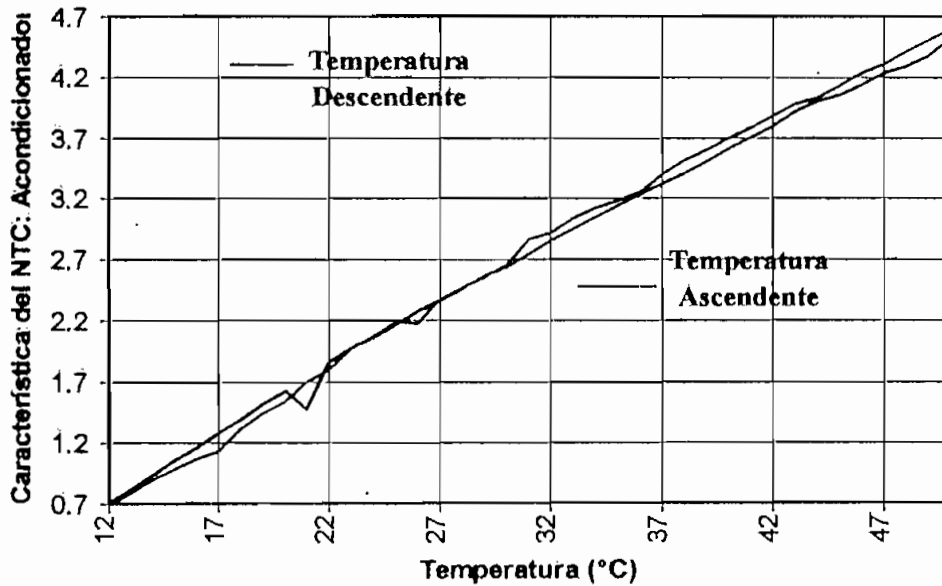


Figura. 4.12. Gráfico del voltaje del NTC en el acondicionador V_{ACOND} vs. La Temperatura.

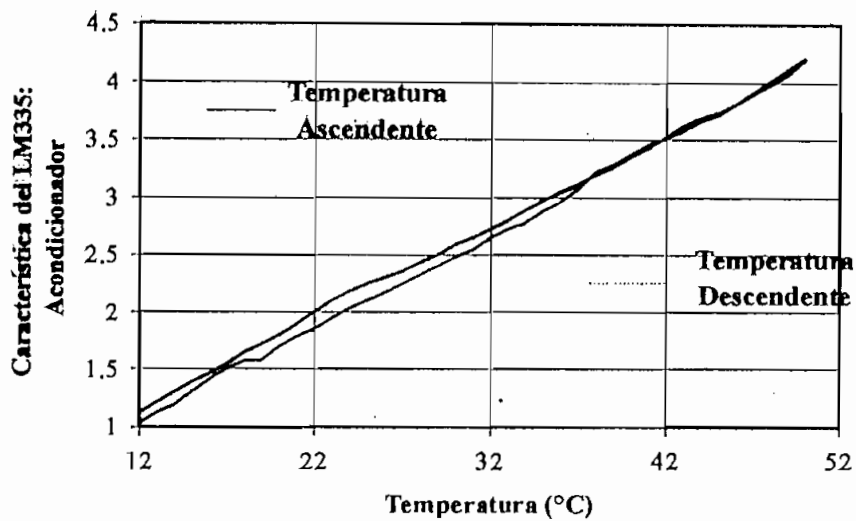


Figura. 4.13. Gráfico del voltaje del LM335 en el acondicionador V_{SAL} vs. La Temperatura.

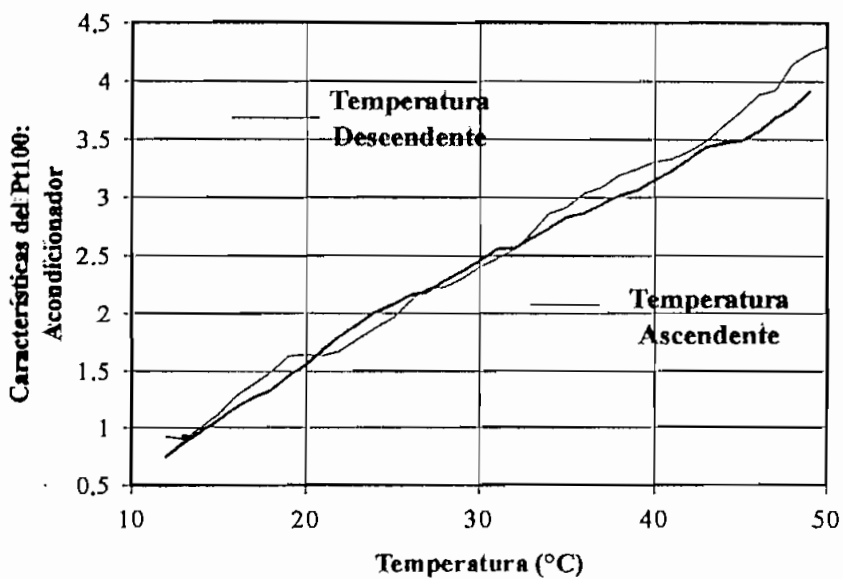


Figura. 4.14. Gráfico del voltaje de salida del Pt100. V_{SAL} vs. La Temperatura.

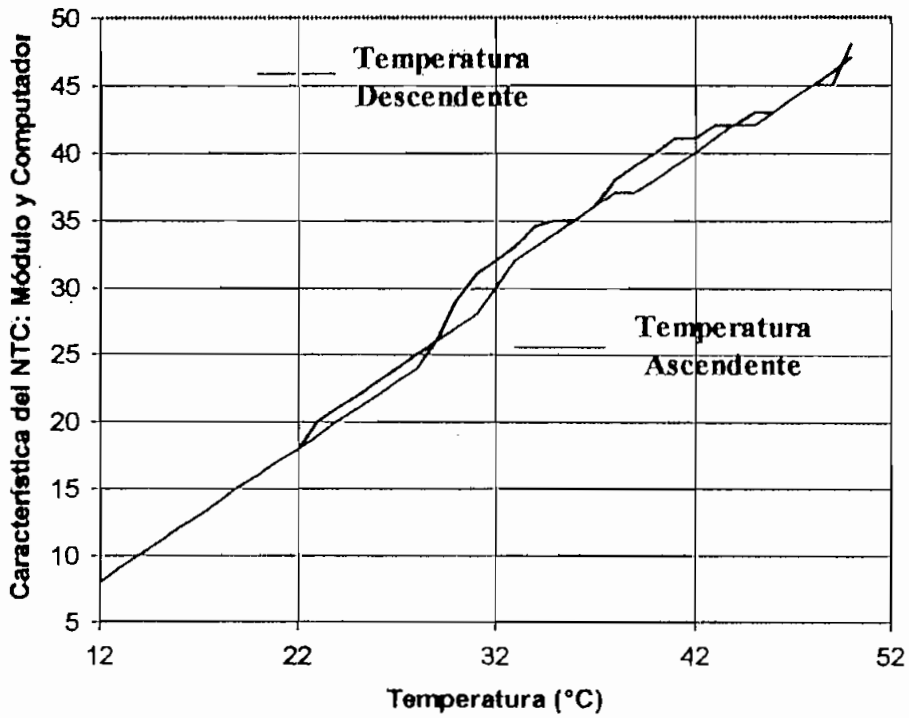


Figura. 4.15. Gráfico de la característica del NTC en el Módulo didáctico y Computador.

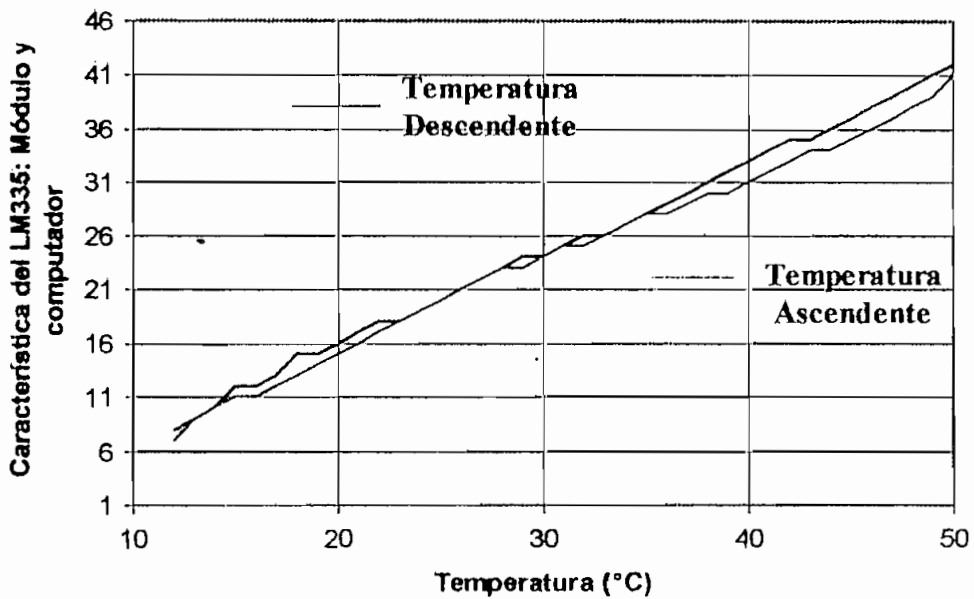


Figura. 4.16. Gráfico de la característica del LM335 en el Módulo didáctico y Computador.

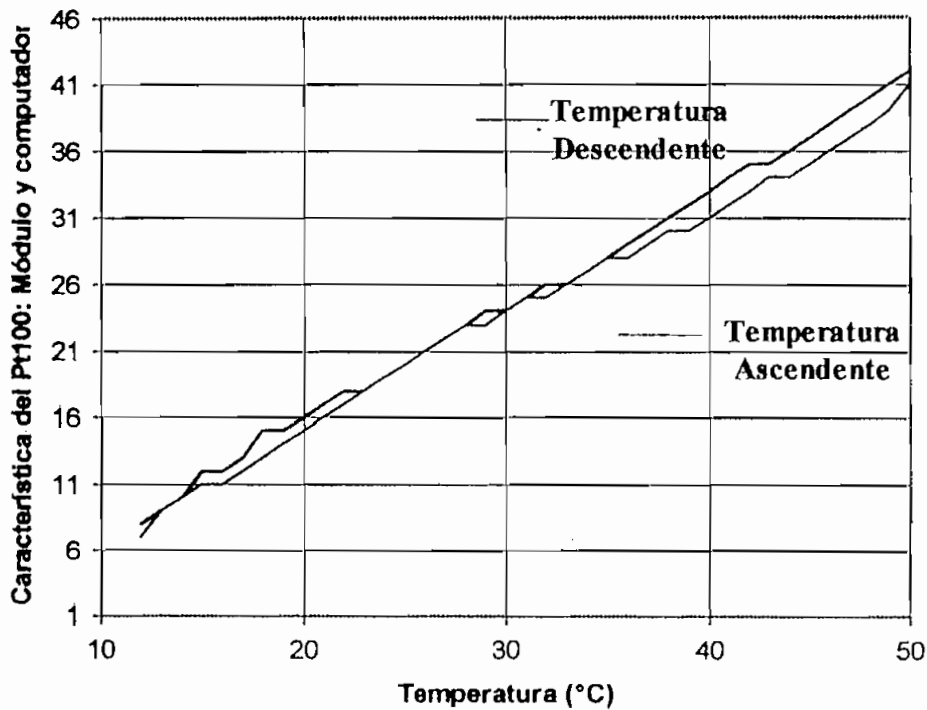


Figura. 4.16. Gráfico de la característica del Pt100 en el Módulo didáctico y Computador.

4.3.- PRUEBAS EN EL COMPUTADOR Y RESULTADOS.

Las pruebas en el computador, son la contrastación entre los resultados tomados en el módulo y los obtenidos en el PC. Como se observa en las Tablas 4.4 y 4.5 los datos medidos en los dos componentes son iguales. Esto es porque el programa en el PC suma los datos que le llegan del centro de recopilación de datos y el resultado lo compara con el dato de la suma obtenido en el microcontrolador. Si los dos valores no coinciden, el PC mandará a pedir datos nuevamente; esto lo hace hasta 20 veces; al cabo de las cuales el programa despliega el mensaje en pantalla "Checksum no coincidente, Revisar la comunicación."

Muchas veces, la falla en el comunicación se debe a interferencias electromagnéticas externas o a la atenuación de las señales transmitidas por el

cable. Por esta razón fue necesario evaluar las caídas de tensión en el cable de instrumentación (transmisión analógica de las señales enviadas de los acondicionadores al centro de recopilación de datos) y en el cable UTP categoría 5 de la transmisión digital del centro de recopilación de datos al computador. Para esto, se inyectaron voltajes DC entre 0 y 5 V en el un extremo del cable, mientras que en el otro extremo se tomaban las mediciones. Los resultados obtenidos se muestran en las Tablas 4.6 y 4.7.

Tabla. 4.6. Pruebas para evaluar las caídas de tensión en el cable de instrumentación.

Ventrada	Vsalida	Error
0.021	0.018	0.003
0.031	0.029	0.002
0.045	0.042	0.003
0.058	0.056	0.002
0.064	0.06	0.004
0.078	0.077	0.001
0.096	0.094	0.002
0.204	0.2	0.004
0.31	0.309	0.001
0.419	0.416	0.003
0.5	0.498	0.002
0.603	0.599	0.004
0.721	0.718	0.003
0.812	0.809	0.003
0.9	0.893	0.007
2.1	2.093	0.007
Error medio		0.00255

Ventrada = Voltaje de alimentación DC al cable.

Vsalida = Voltaje medido en el extremo opuesto del cable.

Error = Diferencia entre los voltajes de entrada y salida.

Error medio = Error promedio de todas la mediciones.

Tabla. 4.7. Pruebas para evaluar las caídas de tensión en el cable UTP categoría 5.

Ventrada	Vsalida	Error
0.0214	0.0209	0.0005
0.0305	0.029	0.0015
0.0438	0.042	0.0018
0.0916	0.0887	0.0029
0.2078	0.2062	0.0016
0.2934	0.2901	0.0033
0.472	0.468	0.004
0.566	0.56	0.006
0.612	0.61	0.002
0.721	0.72	0.001
0.833	0.82	0.013
1.025	1.02	0.005
2.045	2.045	0
3.45	3.447	0.003
4.56	4.56	0
5.02	5.02	0
Error medio		0.00228

Ventrada = Voltaje de alimentación DC al cable

Vsalida = Voltaje medido en el extremo opuesto del cable

Error = Diferencia entre los voltajes de entrada y salida

Error medio = Error promedio de todas la mediciones.

En el cable de instrumentación la caída de voltaje promedio es de 2mV aproximadamente, lo que equivale a tener un error en la temperatura de 0.01°C en el rango de medición 0-50°C (0.2% en toda la escala).

En el cable UTP categoría 5 el valor promedio de la caída de tensión es de 2 mV. Los niveles de voltaje transmitidos por este cable son de 1.5 V, lo que significa un error del 0.013%, que puede despreciarse

CAPITULO N°5.

CONCLUSIONES.

- De las pruebas del Acondicionador para el NTC Figura 4.1. se puede concluir que el circuito de transducción propuesto por el fabricante tiene resultados muy satisfactorios en cuanto a linealidad ; la desviación estándar de la curva es de ± 0.2 mV/°C respecto a la Ec 2.2. discutida en el capítulo 2. Como la resolución en este punto es de ≈ 6 mV/°C, se tiene una desviación porcentual del 3.3 % en todo el rango de medición.
- La característica lineal del sensor LM335 es pobre como se observa en la Figura 4.7. debido a que la resolución del mismo no es de 10 mV/°C en el rango de corriente que recomienda el fabricante. En la tabla 4.2 (Datos de V_{SALI}) se puede notar que la variación promedio es de 8.5 mV/°C ; la desviación es de ± 1.5 mV/°C (desviación porcentual del 15% en todo el rango de medición), lo que provoca la falta de linealidad en ciertos tramos de la curva ; por otra parte, la tolerancia de los elementos usados en el acondicionador empobrece aún más la característica lineal.
- De los resultado obtenidos en el punto de linealización del Pt100 (V_{SALI} en la Figura 4.11) se puede afirmar que el circuito tipo puente recomendado por OMEGA se aproxima mucho a una variación lineal del voltaje en este punto en función de la temperatura. En este punto se tiene una desviación de $\approx \pm 1$ mV/°C promedio en todo el rango de medición, y la resolución del sensor en este punto es de 10 mV/°C lo que implica una desviación porcentual del 10% en todo el rango de medición
- En cuanto al tiempo de estabilización. De los tres sensores propuestos, el NTC resulta ser el que menos tiempo se demora en estabilizarse (≈ 10 seg.), mientras que el Pt100 resulta ser el más lento en captar el valor real de la magnitud (≈ 40 seg.), mientras que el C.T. LM335 tarda en estabilizarse ≈ 25 seg. Esto se pudo notar cuando a los tres sensores por igual se les aplicó variaciones de temperatura grandes obteniéndose los resultados antes mencionados.

- El factor de estabilidad también pudo ser analizado de las pruebas realizadas, resultando el LM335 como el sensor más inestable, es decir, en todo el rango de medición este sensor es susceptible a sufrir alteraciones en la captación de la temperatura.
- La repetitividad en las mediciones es otra característica a ser tomada en cuenta en los sensores, de las 3 veces que se tomaron las pruebas presentadas. Se puede concluir que el sensor LM335 es el que presentaba menor cantidad de repeticiones en las mediciones. Esto implica menor confiabilidad en cuanto a los resultados obtenidos.
- Otro de los errores detectados en el sistema de medición de la temperatura es la transmisión analógica de las señales de los acondicionadores al Centro de Recopilación de Datos debido al método aplicado "Amplificación de voltaje". Con circuitos operaciones de instrumentación en el transmisión y recepción se pudieron haber eliminado los errores en la amplificación y atenuación de las señales transmitidas. El usar C.I. sin pines de corrección de offset externo provocan errores en el orden de las décimas de grado centígrado. La diferencia en la medición de la temperatura en el acondicionador (voltaje medido en los pines de salida de cada acondicionador) es diferente a la temperatura que marcan el módulo didáctico y el computador. Estos errores pueden ser observados en la tabla 4.4.
- Como complemento de lo anterior, se hicieron pruebas de los cables de transmisión de las señales analógicas. En las pruebas se aplicaron voltajes entre 0 y la 5V en uno de los extremos del cable, obteniéndose en el otro extremo un error 2 mV en todo el rango (0-5V). Que en temperatura significa un error de $< 0.1^{\circ}\text{C}$ en toda la escala de medición.
- Debido a las pérdidas en cierta forma predecibles en los cables y por los errores inducidos por el offset de los circuitos integrados, se realizaron calibraciones en

los circuitos receptores del centro de recopilación de datos ; esto es, usando potenciómetros en los circuitos de recepción de las señales transmitidas más importantes. Se trató de llegar a tener los mismos valores de voltaje de las señales en el acondicionador. El error resultante es mucho menor al que se hubiese obtenido si no se recurría a esta opción. Los resultados de esta prueba se presenta en la tabla 4.2

- En el cable de transmisión digital se realizó la misma prueba que en el cable de transmisión analógico, llegándose a obtener pérdidas menores a 2 mV en un rango de variación entre 0 y 5V. El porcentaje de error es menor al 0,1 %. Sin embargo, los programas en el Pc y en el microcontrolador repiten la transmisión las veces que sean necesarias hasta que los datos que se encuentran en la memoria RAM del microcontrolador coincidan con los datos que llegan al PC, esto se hizo con el control del checksum explicado en el capítulo III. Las diferencias de mediciones visuales de temperatura entre los displays del módulo y la pantalla principal del programa en el computador son por operaciones matemáticas, esto es, el programa en el microcontrolador no tiene operaciones en punto flotante a diferencia del programa en el PC. En las pruebas realizadas esto constituye una diferencia de 0.3 °C aproximadamente, diferencia que se refleja en que los cambios de datos no se muestran al mismo tiempo en el computador que en el módulo.
- La histéresis es un factor muy importante a ser tomado en cuenta pues, en las pruebas realizadas, muchas veces las mediciones tomadas no coincidieron cuando se aumentaba vs. cuando se disminuía la temperatura. La diferencia en las mediciones tomando en cuenta la histéresis fue de aproximadamente 2°C para cada acondicionador. Este factor afectó por igual a los sensores analizados como al sensor que se usa de patrón en las mediciones, por lo que resultó difícil calcular con exactitud la influencia del mismo en las mediciones tomadas. La ubicación de los sensores en el medio de medición influye notablemente en la medición de la temperatura.

- Componentes importados para este tipo de aplicación resulta sencillo conseguir a un costo que como se muestra en el Anexo A.1.6 es mayor al que se invirtió en el presente proyecto, por lo que se podría pensar en la producción local de estos sistemas en serie. No hay que perder de vista que los fabricantes internacionales construyen estos dispositivos en grandes cantidad, lo que abarata el costo por unidad.

- Como conclusión final se puede mencionar que el usar sistemas computacionales para desarrollar sistemas de control de variables como la temperatura es factible y este trabajo así lo demuestra.

ANEXOS.

A.1.- Diagramas esquemáticos de todos los circuitos.

A.1.1.- Acondicionador de Temperatura NTC.

A.1.2.- Acondicionador de Temperatura LM335.

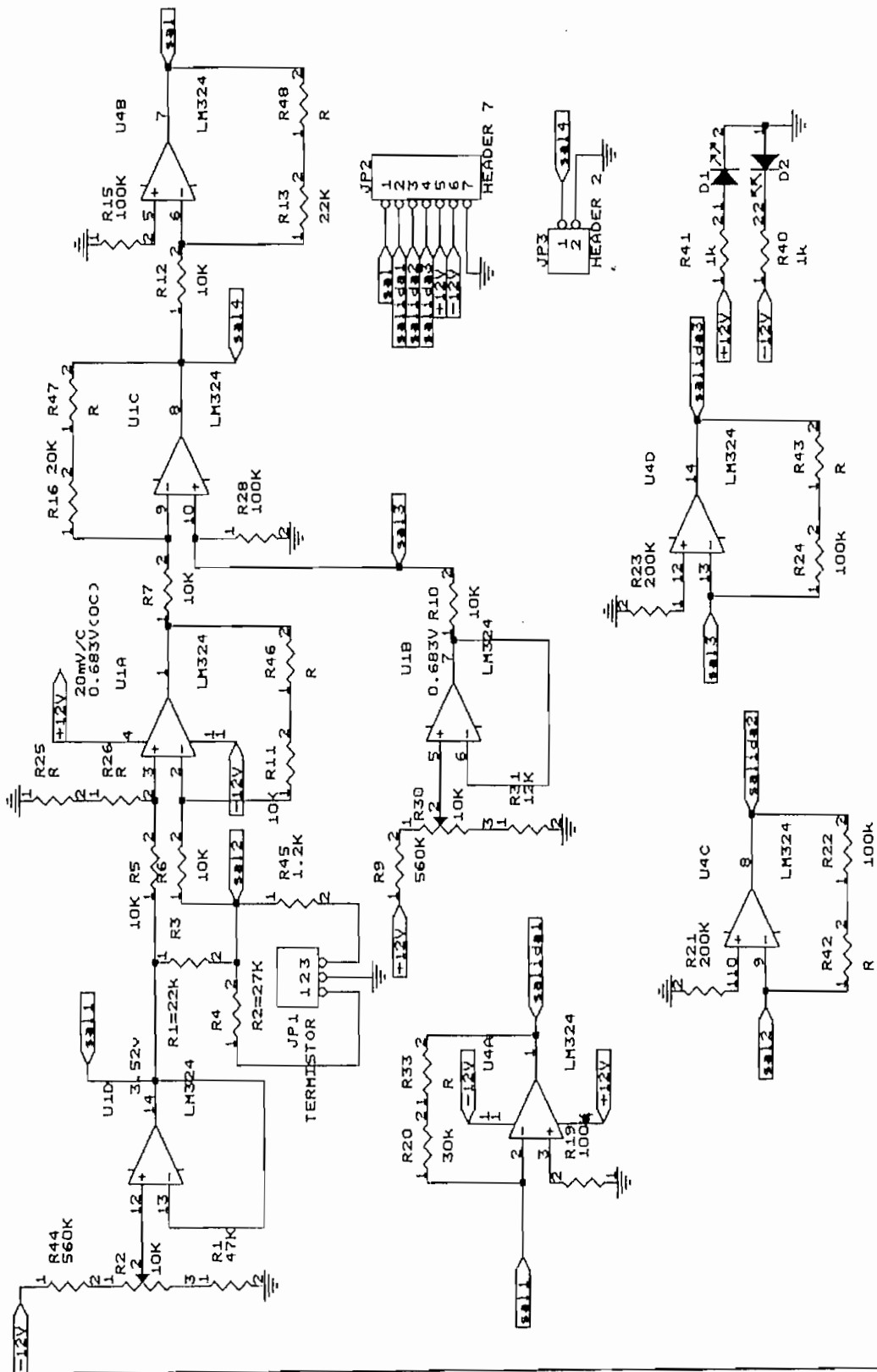
A.1.3.- Acondicionador de Temperatura RTD.

A.1.4.- Tarjeta Principal de Adquisición y datos.

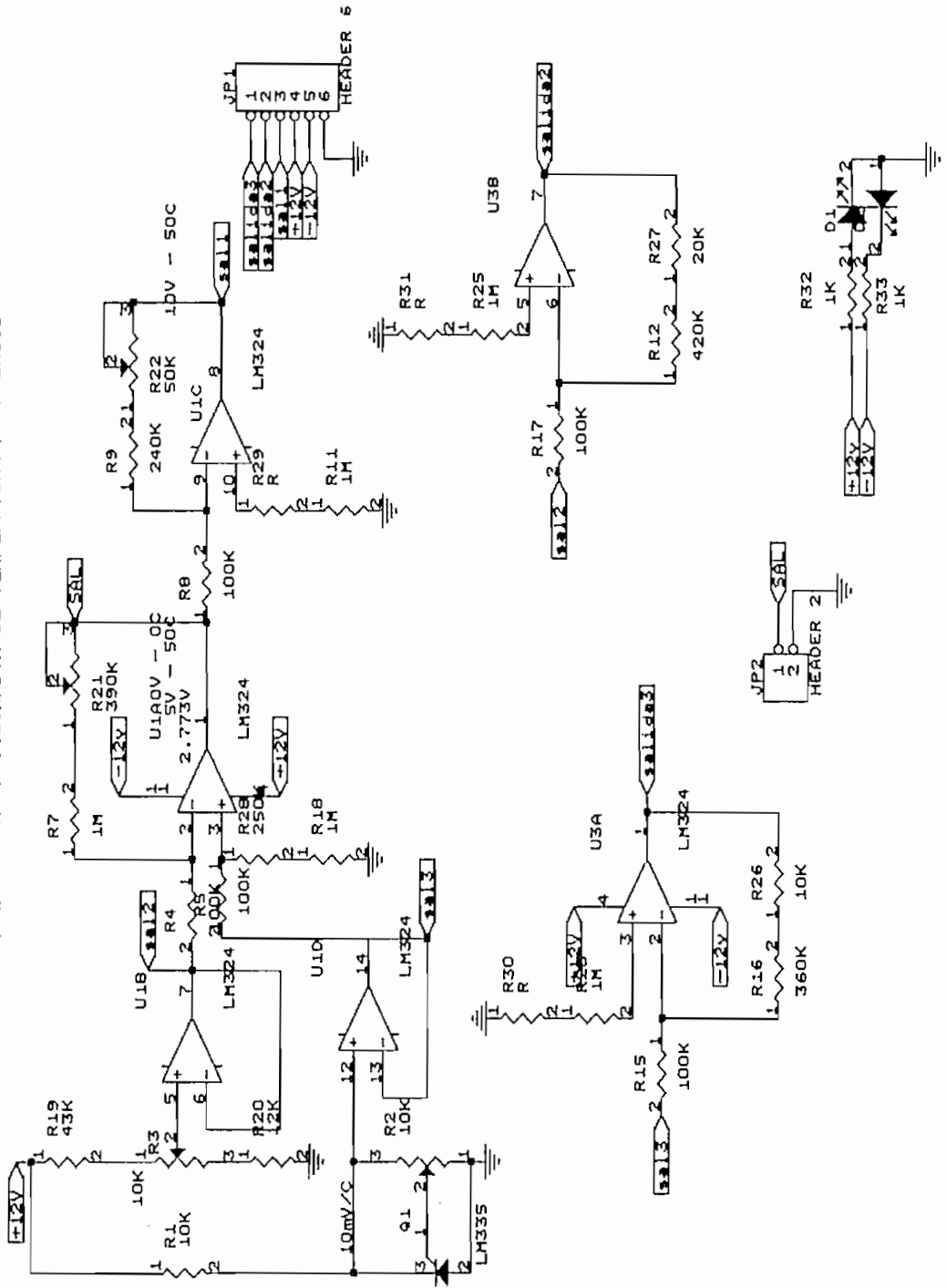
A.1.5.- Tarjeta de muestreo en Displays.

A.1.6.- Interface de conversión RS-485 / RS-232 para el computador.

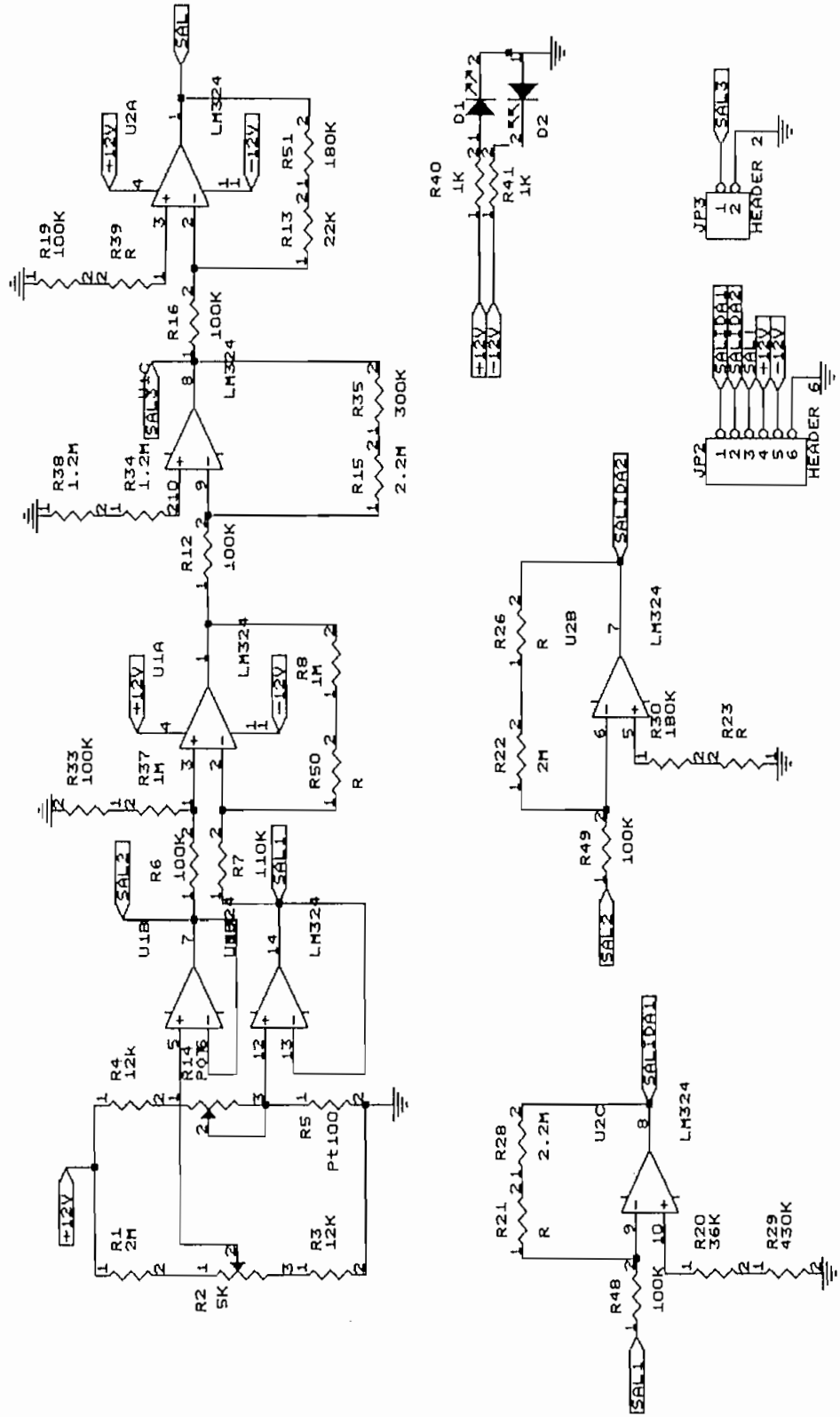
A.1.1.1.- ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA PARA NTC.



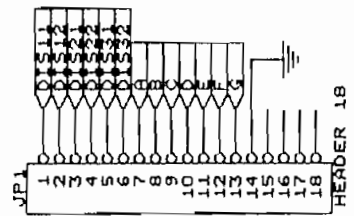
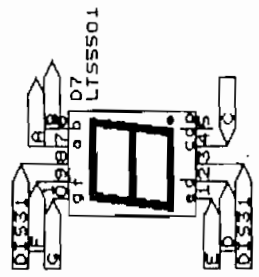
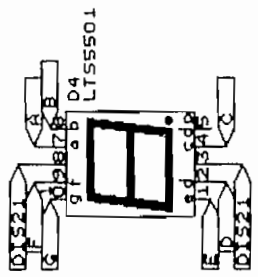
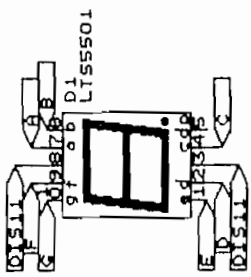
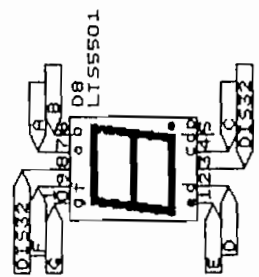
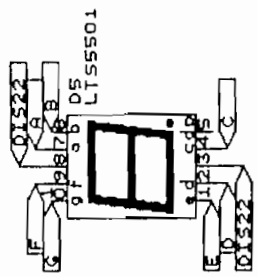
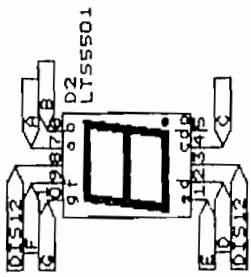
A.1.1.2.- ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA PARA LM335



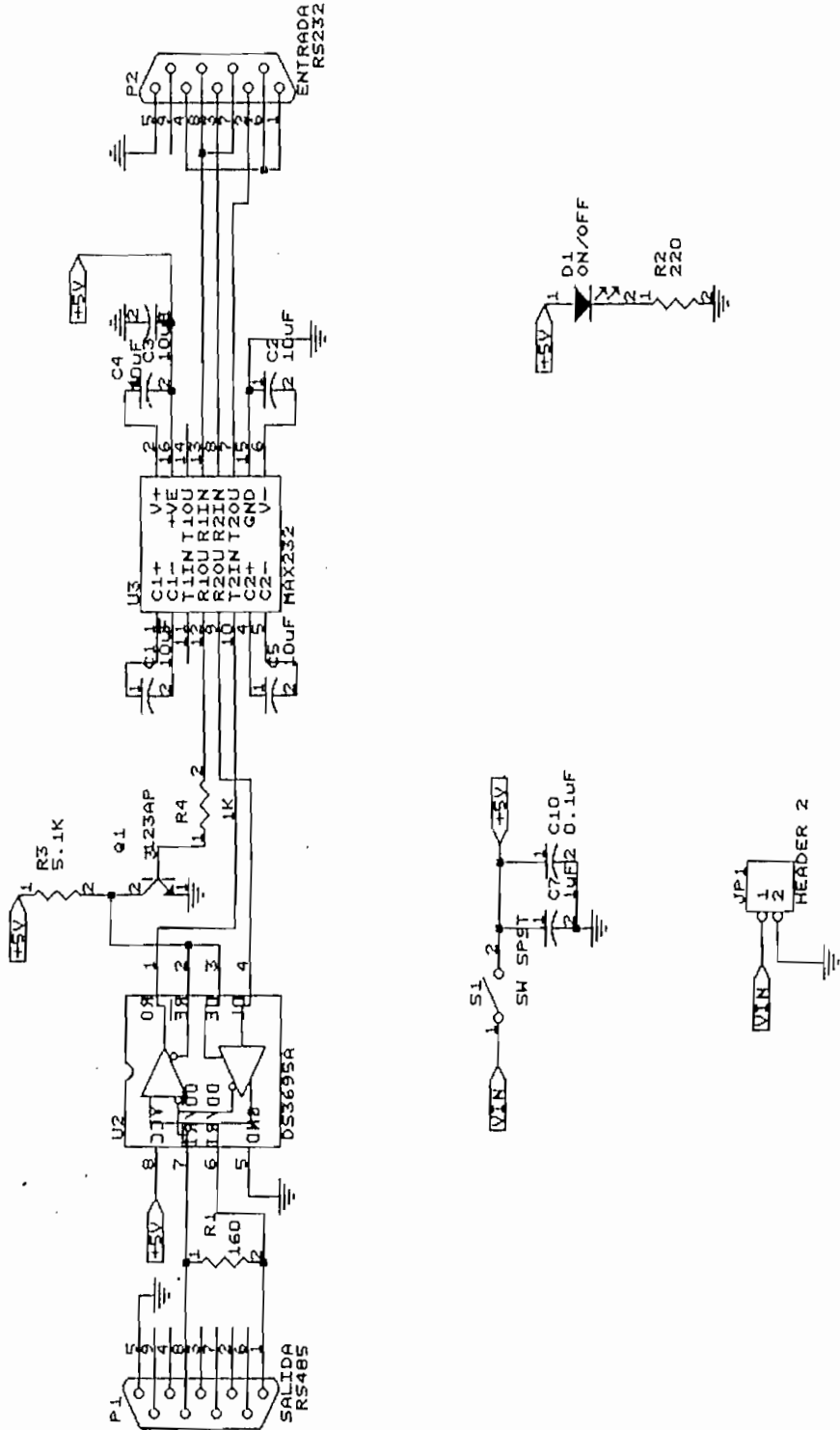
A.1.1.3.- ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA PARA Pt100



A.1.1.5.- TARJETA DE MUESTREO DE LA TEMPERATURA EN DISPLAYS



A.1.1.6.- INTERFACE DE CONVERSION RS-485 / RX-232 PARA EL COMPUTADOR.



**A.2.- Especificaciones técnicas de los sensores: NTC, LM335/235/135,
RTD.**

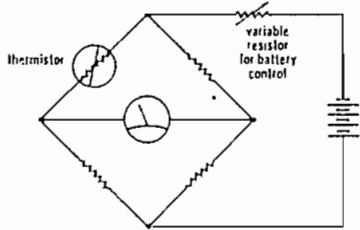


Fig. 1

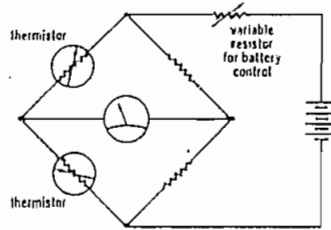


Fig. 4

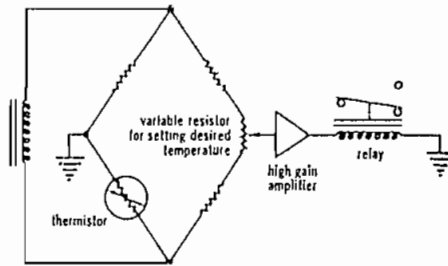


Fig. 6

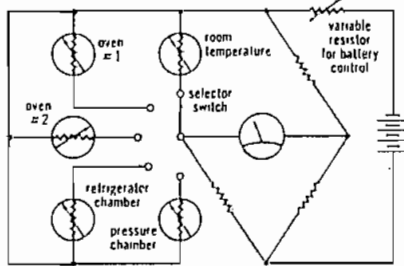


Fig. 2

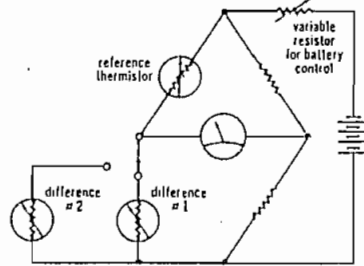


Fig. 5

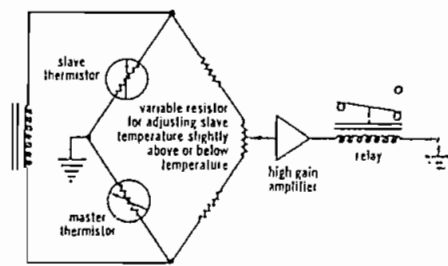


Fig. 7

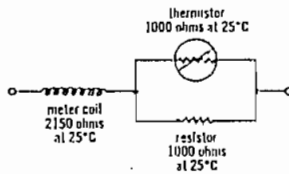


Fig. 3

OMEGA® Interchangeable Thermistor Applications—

Thermistors can be used in a variety of ways. Here are a few typical applications. If you have questions concerning these or other thermistor uses, we will be happy to discuss them.

TEMPERATURE MEASUREMENT—A thermistor in one leg of a Wheatstone bridge circuit will provide precise temperature information. Accuracy is limited in most applications only by the readout device. See Figure 1.

Since lead length between thermistor and bridge is not normally a limiting factor, this basic system can be expanded to measure temperature at several locations from a central point. Thermistor interchangeability and large resistance change eliminate any significant error from switches or lead length. See Figure 2.

METER COMPENSATION—The coil resistance of a meter movement changes with temperature, making the meter temperature dependent. Using the thermistor's property of a high negative temperature coefficient, the coil can be compensated so total resistance due to temperature rise is essentially constant, allowing the meter to be used over a wide temperature range with minimal error. See Figure 3.

DIFFERENTIAL THERMOMETERS—For accurate indication of temperature differential, two thermistors can be used in a wheatstone bridge circuit. Thermistor interchangeability simplifies circuit design and reduces the number of components. See Figure 4.

To measure heat loss in a piping network thermistors can be placed at various points and the difference between these temperatures and the original temperature monitored at a convenient location.

Measuring air temperature at different elevations with reference to ground temperature is useful for temperature inversion data and geological studies. See Figure 5.

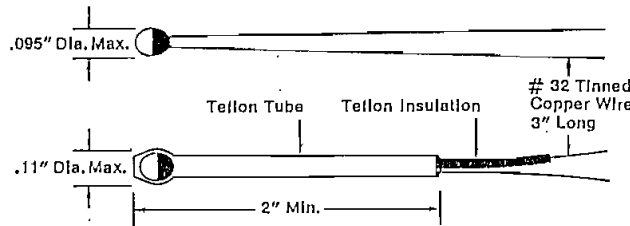
TEMPERATURE CONTROL—A system can be designed using a thermistor with a known temperature/resistance curve to form one leg of an AC bridge and a variable resistor calibrated in temperature to form another leg. When the resistor is set to a desired temperature, bridge unbalance occurs. This unbalance is fed into an amplifier which actuates a relay to provide a source of heat or cold. When the thermistor senses desired temperature, the bridge is balanced, opening the relay and turning off the heat or cold. See Figure 6.

MASTER-SLAVE CONTROL—Occasionally there is a need to control one temperature with respect to another, such as a product going through a series of baths. The first bath acts as a master and uses a thermistor to sense temperature. Succeeding baths, also using thermistors, are slaves. When these thermistors are placed in the controller bridge, the slave baths can be kept at a temperature relative to the master bath.

The master bath can be controlled with the system described earlier. The master-slave controller can be used for as many baths as necessary. See Figure 7.

OMEGA's Precision Interchangeable Thermistors

CONSTRUCTION—Thermistors are manufactured from oxides of nickel, manganese, iron, cobalt, copper, magnesium, titanium, and other metals. All are available epoxy encapsulated, color coded, with two 3" leads.



Thermistors with 0.2°C interchangeability also are available encased in a 2" long waterproof Teflon® tube by adding 100 to the part number. For example: 44005 is a standard 3000 Ω thermistor; 44105 is a Teflon encased thermistor with the same temperature/resistance values. Stiff wire is placed in the tube so that with slight finger pressure it can be bent to any configuration.

For Teflon encased thermistors consult the factory.

STABILITY—Finished thermistors are chemically stable and not significantly affected by aging or exposure to strong fields of hard nuclear radiation.

TIME CONSTANT—The time required for a thermistor to indicate 63% of a newly impressed temperature is the time constant. For a thermistor suspended by its leads in a "well stirred" oil bath it is 1 sec. max., or 2.5 sec. max. for Teflon encased thermistors, and in still air it is 10 sec. max., or 25 sec. max. for Teflon units.

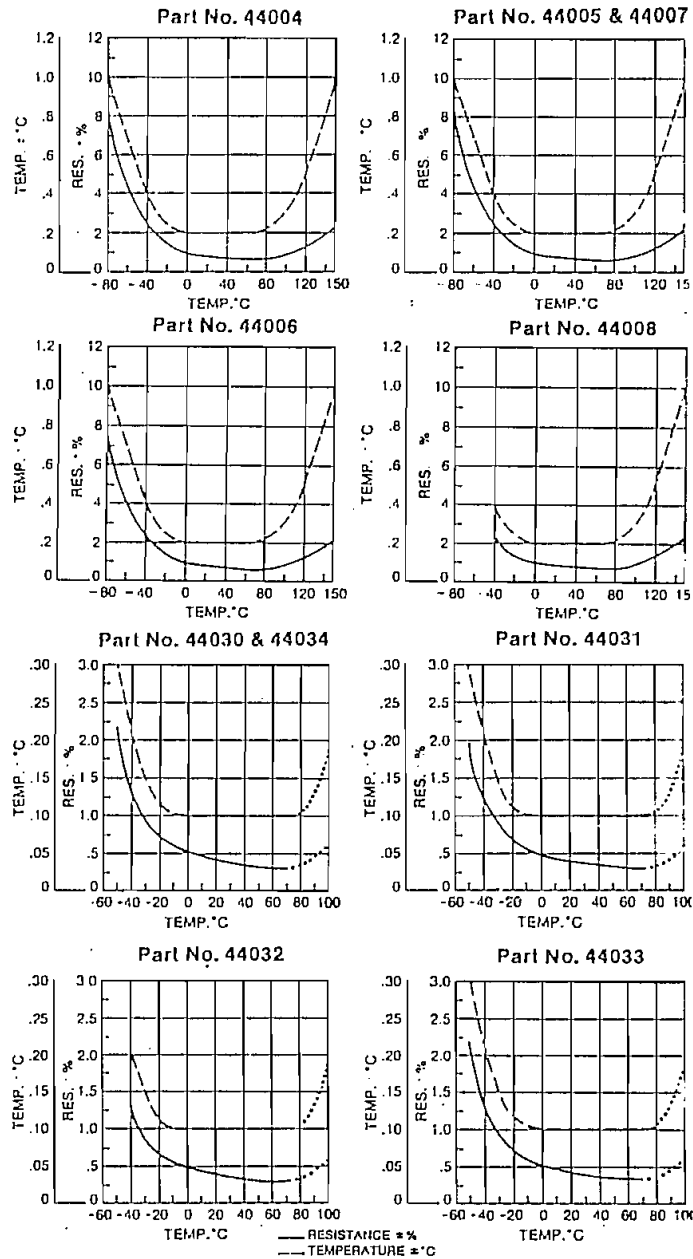
DISSIPATION CONSTANT—The power in milliwatts required to raise a thermistor 1°C above surrounding temperature is the dissipation constant. For all thermistors suspended by their leads in a "well stirred" oil bath it is 8 mw/°C min., or 1 mw/°C min. in still air.

OPERATING TEMPERATURE—Maximum operating temperature is 150°C. Long term stability studies show that extended operation or continued cycling above 90°C will cause thermistors with values less than 2252 ohms at 25°C to eventually exceed tolerances.

Thermistors 44030, 44031, 44032, and 44033 are designed for operation below 75°C. They will operate safely up to 100°C, but extended use above 75°C may cause a change in resistance.

Storage temperature for thermistors is from -80°C to +120°C.

TOLERANCE CURVES—The following curves indicate conformance to standard resistance-temperature values as a % of resistance and as a maximum interchangeability error expressed as temperature.



Thermistor Equation

Occasionally it is advantageous to have a general mathematical expression for a thermistor. Omega finds the following equation best represents thermistor behavior

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

Where T = °Kelvin; R = resistance; A, B, C = fitting constants.

A, B and C may be found by writing three equations utilizing three known data sets: R1, T1; R2, T2; R3, T3; and solving for A, B and C.

When -40°C ≤ T1, T2, T3 ≤ 150°C and |T2 - T1| ≤ 50°C, |T3 - T2| ≤ 50°C interpolation data generated by this equation will be accurate to ±0.01°C or better.

See Pages F-4 to F-7 for Pricing

Linear Thermistor Components and Probes

Linear Response Components

For applications requiring thermistors with linear response to temperature change, Omega offers linear components. These high-precision devices consist of a thermistor composite for temperature sensing and an external resistor composite for linearizing.

Thermistor composites 44018 and 44019 each contain two thermistors packaged in a single sensor (Figures 1A & 1B).

Thermistor composite 44020 contains three thermistors packaged as a single sensor (Figure 1C).

Resistor composites for use with 44018 and 44019

thermistor composites consist of two metal film resistors of the size shown in Figure 2. Resistor composites for use with the 44020 Thermistor composite consist of three of the same type metal film resistors.

Linear components are manufactured with different values for different temperature ranges. When they are connected in networks shown in Figures 3 and 4, they produce a varying voltage or resistance linear with temperature.

One of the basic network manifestations is a voltage divider as in Figure 3A for components other than #44212, and as shown in Figure 3B for component #44212. The area within the dashed lines represents the thermistor composite. The network hookup for linear resistance versus temperature is shown in Figure 4A for Linear components except #44212 and in Figure 4B for #44212.

Following is a description of why these networks produce linear information. The equation for a voltage divider network, consisting of R and R₀ in series is:

$$E_{out} = E_{in} \frac{R}{R + R_0}$$

Linear Voltage vs. Temperature

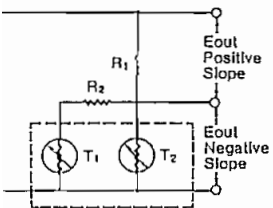


Figure 3A

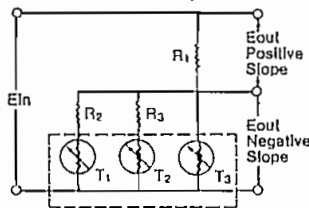


Figure 3B

Model 5800 Includes linearized circuitry

where E_{out} is the voltage drop across R. If R is a thermistor, and E_{out} is plotted versus temperature, the total curve will be essentially non-linear and of a general "S" shape with linear or nearly linear portions near the ends and in the center.

Figure 1A.
Thermistor
Composite 44018

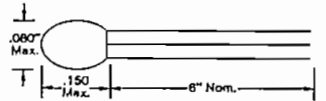


Figure 1B.
Thermistor
Composite 44019

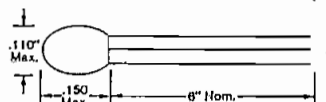


Figure 1C.
Thermistor
Composite 44020

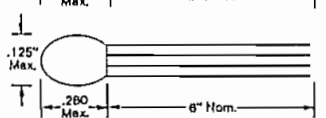
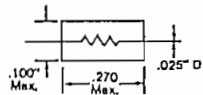


Figure 2.
Metal Film
Resistor



If R is modified by the addition of other thermistors and resistors, linearity of the center section of the curve, where sensitivity is greatest, can be extended to cover a wide range of temperatures. This section follows the general equation for a straight line, Y = mx + b or in terms of a linear component

For Voltage Mode

$$E_{out} = \pm MT + b$$

where M is slope in volts/°T
T is temperature in °C or °F
b is the value of E_{out} when
T = 0°

For Resistance Mode

$$R_1 = MT + b$$

where M is slope in ohms/°T
T is temperature in °C or °F
b is the value of the total
network resistance, R_T, in
ohms when T = 0°

Linear Resistance vs. Temperature

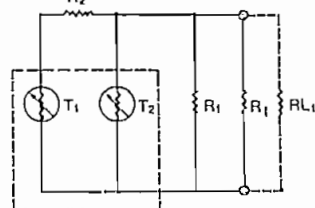


Figure 4A

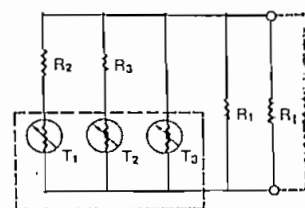


Figure 4B

*RL₁ may be any value as long as a new R₁ value, (R_{1A}) is selected to satisfy the relationship: $R_{1A} = \frac{R_1 \times RL_1}{RL_1 - R_1}$

are common. In addition, output voltage may be applied to a recorder or digital voltmeter to produce a precise, sensitive, direct reading thermometer.

Multiplexing

The 44018 thermistor composite is used in four of the linear components. The part that changes in each component is the resistor composite, which determines the temperature range. Therefore, the 44018 thermistor composite can be used over the entire -30° to +100°C temperature range by simply changing resistor composites. Its accuracy and interchangeability over the full range is ±0.15°C.

It is not mandatory that Omega resistor composites be used with the 44018 thermistor composite. Any 0.1% resistors of the proper values and with a temperature coefficient of 30 PPM or less may be substituted.

In other situations it is frequently desirable to have thermistor composite temperature sensors at more than one location. When this is required, it is not necessary to have a separate resistor composite for each thermistor composite. It is possible to multiplex any number of thermistor composites through a single resistor composite for greater design flexibility:

Linear Thermistor Components are manufactured under U.S. Patent #3316765 and Canadian Patent #782790.

**HOW TO ORDER:
Thermistor Elements**

Part No.	List Price 10 units
44018	\$19
44019	\$19
44020	\$37
44201	\$25
44202	\$25
44203	\$25
44204	\$25
44211A	\$25
44212	\$43

Component Specifications

	°C	°F	°C	°F
Linear Components Kit P/N	44201	44201	44202	44202
Range	0° to +100°C	+32° to +212°F	-5° to +45°C	+23° to +113°F
Thermistor Composite P/N	44018	44018	44018	44018
Resistor Composite Values	R ₁ 3200 Ω, R ₂ 6250 Ω	R ₁ 3200 Ω, R ₂ 6250 Ω	R ₁ 5700 Ω, R ₂ 12,000 Ω	R ₁ 5700 Ω, R ₂ 12,000 Ω
Thermistor Accuracy & Interchangeability	±0.15°C -30° to +100°C	±0.27°F -22° to +212°F	±0.15°C -30° to +100°C	±0.27°F -22° to +212°F
E_o Positive Slope	E _{out} = (+0.0053483 Ein) T + 0.13493 Ein	E _{out} = (+0.00297127 Ein) T + 0.03985 Ein	E _{out} = (+0.0056846 Ein) T + 0.194142 Ein	E _{out} = (+0.0031581 Ein) T + 0.093083 Ein
E_o Negative Slope	E _{out} = (-0.0053483 Ein) T + 0.86507 Ein	E _{out} = (-0.00297127 Ein) T + 0.96015 Ein	E _{out} = (-0.0056846 Ein) T + 0.805858 Ein	E _{out} = (-0.0031581 Ein) T + 0.906917 Ein
Resistance Mode	R ₁ = (-17.115) T + 2768.23	R ₁ = (-9.508) T + 3072.48	R ₁ = (-32.402) T + 4593.39	R ₁ = (-18.001) T + 5169.42
*E_{in} MAX.	2.0 VOLTS	2.0 VOLTS	3.5 VOLTS	3.5 VOLTS
*I_T MAX.	625 μA	625 μA	615 μA	615 μA
***Load Res. Min. RL	3 MEG Ω	3 MEG Ω	10 MEG Ω	10 MEG Ω
Linearity Deviation	±0.216°C	±0.388°F	±0.065°C	±.12°F
Linear Components Kit P/N	44203	44203	44204	44204
Range	-30° to +50°C	-22° to +122°F	-2°C to 30°C	+30° to +100°F
Thermistor Composite P/N	44018	44018	44018	44018
Resistor Composite Values	R ₁ 18,700 Ω, R ₂ 35,250 Ω	R ₁ 18,700 Ω, R ₂ 35,250 Ω	R ₁ 5700 Ω, R ₂ 12,400 Ω	R ₁ 5700 Ω, R ₂ 12,400 Ω
Thermistor Accuracy & Interchangeability	±0.15°C -30° to +100°C	±0.27°F -22° to +212°F	±0.15°C -2°C to +38°C	±0.27°F -22° to +212°F
E_o Positive Slope	E _{out} = (+0.0067966 Ein) T + 0.34893 Ein	E _{out} = (+0.0037588 Ein) T + 0.228102 Ein	E _{out} = (+0.00563179 Ein) T + 0.192439 Ein	E _{out} = (+0.0031289 Ein) T + 0.09232 Ein
E_o Negative Slope	E _{out} = (-0.0067966 Ein) T + 0.65107 Ein	E _{out} = (-0.0037588 Ein) T + 0.771898 Ein	E _{out} = (-0.00563179 Ein) T + 0.807563 Ein	E _{out} = (-0.0031289 Ein) T + 0.90768 Ein
Resistance Mode	R ₁ = (-127.096) T + 12175	R ₁ = (-70.608) T + 14435	R ₁ = (-32.1012) T + 4603.1	R ₁ = (-17.834) T + 5173.8
*E_{in} MAX.	3.0 VOLTS	3.0 VOLTS	4.0 VOLTS	4.0 VOLTS
*I_T MAX.	475 μA	475 μA	685 μA	685 μA
***Load Res. Min. RL	10 MEG Ω	10 MEG Ω	10 MEG Ω	10 MEG Ω
Linearity Deviation	±0.16°C	±0.29°F	±0.03°C	±0.055°F
Linear Components Kit P/N	44211A	44211A	44212	44212
Range	-55° to +85°C	-67° to +185°F	-50° to +50°C	-58° to +122°F
Thermistor Composite P/N	44019	44019	44020	44020
Resistor Composite Values	R ₁ 3550 Ω, R ₂ 6025 Ω	R ₁ 3550 Ω, R ₂ 6025 Ω	R ₁ 23,100 Ω, R ₂ 88,200 Ω R ₃ 38,000 Ω	R ₁ 23,100 Ω, R ₂ 88,200 Ω R ₃ 38,000 Ω
Thermistor Accuracy & Interchangeability	±0.4°C 0 to +85°C ±0.8°C 0 to -55°C	±.72°F to 185°F ±1.44°F to -67°F	±0.1°C -50° to +50°C	±.18°F -58° to +122°F
E_o Positive Slope	E _{out} = (+0.005068 Ein) T + 0.3411 Ein	E _{out} = (+0.002816 Ein) T + 0.2510 Ein	E _{out} = (+0.00559149 Ein) T + 0.40700 Ein	E _{out} = (+0.00310638 Ein) T + 0.30760 Ein
E_o Negative Slope	E _{out} = (-0.005068 Ein) T + 0.6589 Ein	E _{out} = (-0.002816 Ein) T + 0.7490 Ein	E _{out} = (-0.00559149 Ein) T + 0.59300 Ein	E _{out} = (-0.00310638 Ein) T + 0.69240 Ein
Resistance Mode	R ₁ = (-17.99) T + 2339	R ₁ = (-9.994) T + 2658.8	R ₁ = (-129.163) T + 13698.23	R ₁ = (-71.757) T + 15994.5
E_{in} Max.	2.0 VOLTS	2.0 VOLTS	3.5 VOLTS	3.5 VOLTS
I_T MAX.	833 μA	833 μA	700 μA	700 μA
***Load Res. Min. RL	10 MEG Ω	10 MEG Ω	10 MEG Ω	10 MEG Ω
Linearity Deviation	±1.1°C	±2°F	±0.15°C (Condition "A")** ±0.08°C (Condition "B")**	±.27°F (A) ±.15°F (B)

*E_{in} Max and I_T Max values have been assigned to control the thermistor self-heating errors so that they do not enlarge the component error band; i.e., the sum of the linearity deviation plus the probe tolerances. The values were assigned using a thermistor dissipation constant of 8mW/°C in stirred oil. If better heat-sink methods are used or if an enlargement of the error band is acceptable, E_{in} Max and I_T Max values may be exceeded without damage to the thermistor probe.

**The maximum error at any point is the algebraic sum of the thermistor manufacturing tolerances, plus linearity deviation, a fixed network behavior. Condition "A" is the worst case linearity deviation of ±0.15°C and may occur with the ±0.1% resistors supplied. Condition "B" exists when the three resistors are within ±0.02% of nominal, which reduces linearity deviation to ±0.06°C.

*** See Figure 3, F-12

NOTE: The time required for a thermistor composite to indicate 63% of a newly impressed temperature is 1 second in "well stirred" oil and 10 seconds in free, still air.
*Kit includes thermistor composite and resistors.

Typical Linear Component Applications

Example:

To measure and record on a 100MV recorder temperature in the range 30° to 40°C:

- 1 Select Part #44202 (Temperature range -5° to +45°C)
basic equation $E_{out1} = (-0.0056846 E_{in}) T + 0.805858 E_{in}$
- 2 Calculate E_{in} for 10°C equal to 100MV
 $((-0.0056846 E_{in}) 30°C + 0.805858 E_{in}) - ((-0.0056846 E_{in}) 40°C + 0.805858 E_{in}) = 100MV$
 $0.056846 E_{in} = 100MV$
 $E_{in} = 1.7591 \text{ Volts}$

- 3 Using the Linear network as two legs of a Wheatstone bridge add the two additional legs, R_3 and R_4 so that $E_{out2} = 0$ when $T = 30°C$. (See Figure 3.) R_3 and R_4 are calculated from five known conditions.

(1) The voltage drop across R_4 (E_{R4}) should equal E_{out1} at 30°C for E_{out2} to equal zero.

(2) $E_{in} = 1.7591 \text{ Volts}$

(3) $1000 \text{ ohms} \leq R_3 + R_4 \leq 5000 \text{ ohms}$. (If $R_3 + R_4$ is less than 1K excessive battery drain may occur. If $R_3 + R_4$ is more than 5K some degradation of linearity will occur).

$$(4) E_{R4} = E_{in} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$(5) E_{out1} = -0.0056846 (1.7591 \text{ Volts}) (+30°C) + 0.805858 (1.7591 \text{ Volts}) = 1.1180 \text{ Volts}$$

$$E_{R4} = E_{out1} = E_{in} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \text{ or } 1.1180 = \frac{R_4 1.7591}{R_3 + R_4} \text{ and let us choose } R_3 + R_4 = 1000 \text{ ohms}$$

$$\text{solve for } R_3 \text{ and } R_4 \quad 1.1180 = \frac{R_4 1.7591}{R_4 + 1000 - R_4} \quad R_4 = 635.55 \text{ ohms}$$

- 4 Apply E_{out2} to the recorder input terminals and the result is a direct reading 10°C full scale thermometer.

Fig. 3

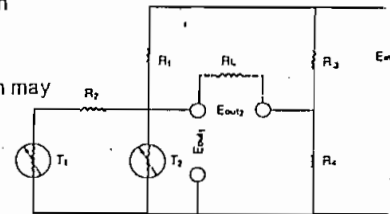
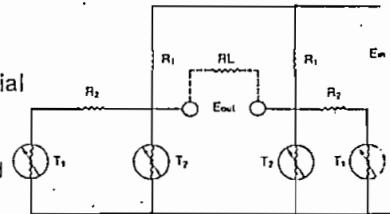


Fig. 4



Example:

To make a 4 digit 100MV sensitivity digital voltmeter into a direct reading differential thermometer whose ambient range is -30° to +40°C:

- 1 Select Part #44203 (Temperature range -30° to +50°C),
basic equation $E_{out} = (-0.0067966 E_{in}) T + 0.65107 E_{in}$
- 2 Calculate E_{in} so that 10MV equals one degree C. (This is done so that the D.V.M. will read directly in temperature with 0.01°C readability.)
 $(E_{out} @ -30 - E_{out} @ +40) = 0.700 \text{ Volts}$
 $((-0.0067966 E_{in}) (-30) + 0.65107 E_{in}) - ((-0.0067966 E_{in}) (40) + 0.65107 E_{in}) = 0.700 \text{ Volts}$
 $0.47576 E_{in} = 0.700$
 $E_{in} = 1.4713 \text{ Volts}$

- 3 Connect two Linear networks (#44203) as shown in Fig. 4
- 4 Apply E_{out} to the D.V.M. input terminals for a direct reading differential thermometer.

Example:

To make a 2-wire system from a 3-wire system using any Linear component:

- 1 For the voltage mode, connect R_2 to the thermistor composite. (See Figures 1 & 5.) This unit can function as the temperature sensor and be located remote from the signal conditioning circuit by up to distance "D."
- 2 The resistance mode differs from the voltage mode only by removal of the power source. (See Figure 6.)
- 3 Acceptable distance "D" varies according to the temperature range. Using #22 wire "D" may be as follows without loss of accuracy in both 2-wire and 3-wire systems. Where distance "D" is greater than indicated, heavier gauge wire may be used.

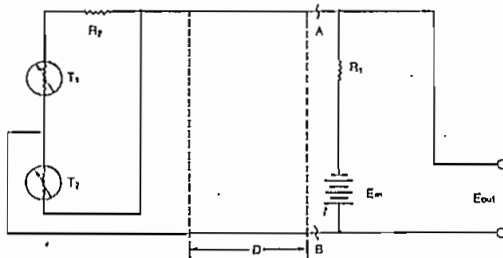


Fig. 5 Voltage Mode

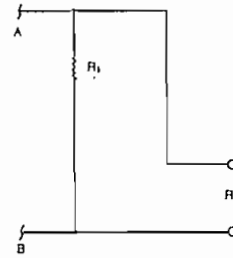


Fig. 6 Resistance Mode

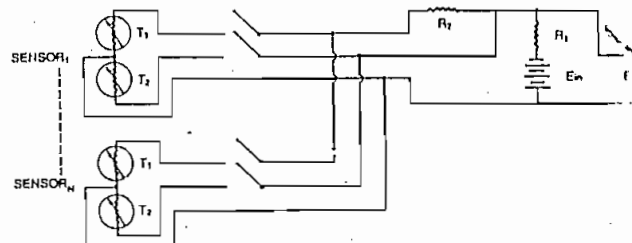
Temperature Range	Distance "D"
0° to +100°C	100'
5° to +45°C	300'
-30° to +50°C	300'
+30° to +100°F	300'

Example:

Multiplexing to connect any number of thermistor composites to a single signal conditioning circuit.

(See Figure 7). Multiplexing can be accomplished much more easily with a two-wire system, such as shown in Figure 5.

Fig. 7



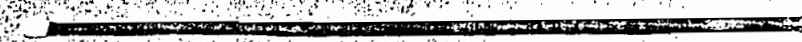
Thermistor Probes

Series 700 Linear

Series 700 Linear Response probe assemblies are fitted with precision 44018 linear thermistor elements rated to 212°F (100°C). Each is supplied with 10 feet of vinyl covered lead wire. A three (3) conductor phone plug is standard termination. For longer leads, place an "X" after part number and specify length up to 250 feet. Additional lead lengths are available at 80¢ per foot. See Sections C and M for readout instruments.

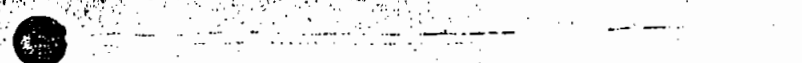
OL-701-PP General Purpose Vinyl tipped. Often buried for sub-soil readings.

\$54



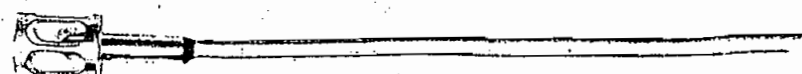
OL-709-PP Attachable Surface Temperature Stainless steel cup, epoxy backed. Easy to tape on flat surfaces.

\$63



OL-705-PP Air Temperature Stainless steel probe suitable for test rooms, incubators, remote air readings.

\$73



OL-703-PP Tubular Stainless steel probe for rugged duty. Often used for liquid immersion. Immersible only to transition fitting.

\$70



OL-710-PP Tubular with Fitting Rugged stainless steel probe with pipe fitting. Suitable for use in pipes or closed vessels.

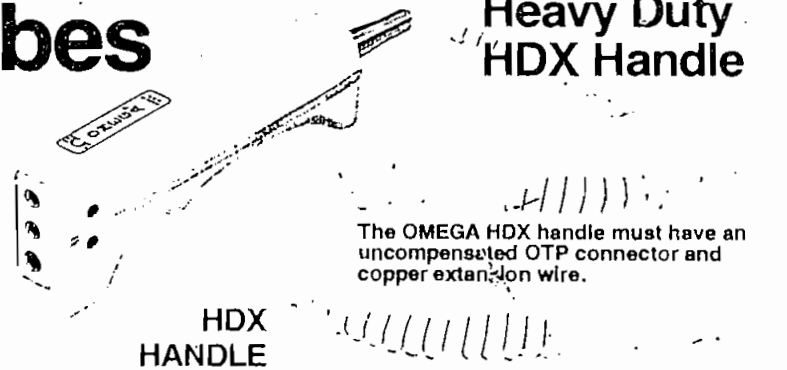
\$75



For use with
Heavy Duty
HDX Handle

Thermistor Probes

THX-700 probes are designed to work with the heavy duty HDX handle. Each probe has a 3-prong OTP-copper connector termination and precision 44018 linear thermistor element, rated up to 212°F (100°C), which will work with all readout instruments in Sections C and M designed for Series 700 probes.



Heavy Duty HDX handle

The OMEGA HDX handle must have an uncompensated OTP connector and copper extension wire.

HDX HANDLE
\$30

See page G-3

QUICK DISCONNECT

General Purpose Probe For general purpose gas and liquid immersion measurements. Made from a rugged 1/8" (3.1 mm) O.D. 304 stainless steel sheath, 12" (304 mm) long, it will adapt to most process applications.

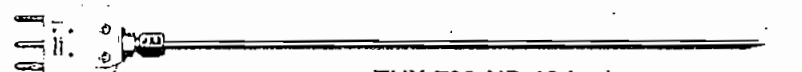
\$70



THX-700-GP-12 Inch

Penetration Probe Easily pierces soft and semi-frozen material as well as soil and sand. Made from a rugged 1/8" (3.1 mm) O.D. 304 stainless steel sheath, 12" (304 mm) long.

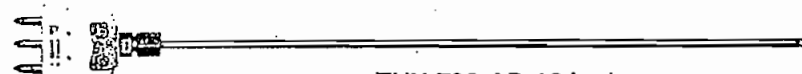
\$80



THX-700-NP-12 Inch

Air Probe For HVAC applications. The small diameter sheath and radiation hood easily fit into duct-work, grills, and vents. The probe will work with the OMEGA HDX handle or can be permanently mounted using OMEGALOK™ compression fittings.

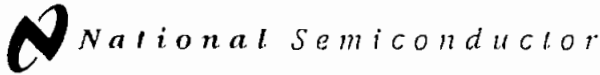
\$90



THX-700-AP-12 Inch

CUSTOM ASSEMBLIES AVAILABLE!

Series 700 probes are available with other elements for different ranges and in other lengths and configurations. Contact the Sales Department or send sketch for quotation.



LM135/LM235/LM335, LM135A/LM235A/LM335A Precision Temperature Sensors

General Description

The LM135 series are precision, easily-calibrated, integrated circuit temperature sensors. Operating as a 2-terminal zener, the LM135 has a breakdown voltage directly proportional to absolute temperature at $\pm 10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$. With less than 1Ω dynamic impedance the device operates over a current range of $400 \mu\text{A}$ to 5 mA with virtually no change in performance. When calibrated at 25°C the LM135 has typically less than 1°C error over a 100°C temperature range. Unlike other sensors the LM135 has a linear output.

Applications for the LM135 include almost any type of temperature sensing over a -55°C to $+150^\circ\text{C}$ temperature range. The low impedance and linear output make interfacing to readout or control circuitry especially easy.

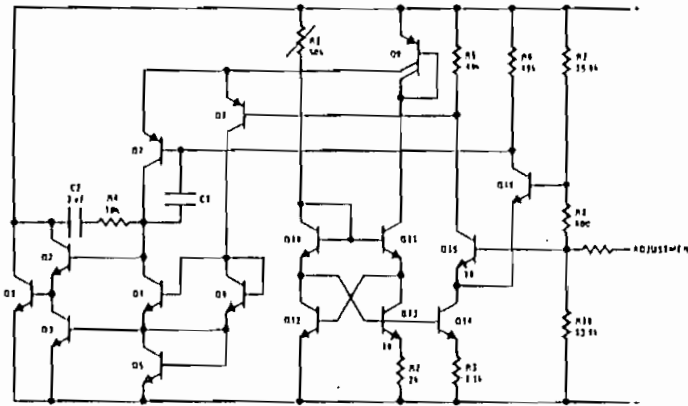
The LM135 operates over a -55°C to $+150^\circ\text{C}$ temperature range while the LM235 operates over a -40°C to $+125^\circ\text{C}$

temperature range. The LM335 operates from -40°C to $+100^\circ\text{C}$. The LM135/LM235/LM335 are available packaged in hermetic TO-46 transistor packages while the LM335 is also available in plastic TO-92 packages.

Features

- Directly calibrated in $^\circ\text{Kelvin}$
- 1°C initial accuracy available
- Operates from $400 \mu\text{A}$ to 5 mA
- Less than 1Ω dynamic impedance
- Easily calibrated
- Wide operating temperature range
- 200°C overrange
- Low cost

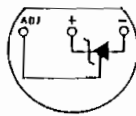
Schematic Diagram



TL/115090-1

Connection Diagrams

TO-92
Plastic Package

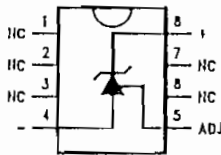


Bottom View

TL/115090-8

Order Number LM335Z or LM335AZ
See NS Package Number Z03A

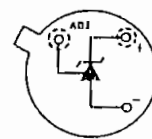
SO-8
Surface Mount Package



TL/115090-25

Order Number LM335M or
LM335AM
See NS Package Number M08A

TO-46
Metal Can Package*



Bottom View

TL/115090-26

*Case is connected to negative pin
Order Number LM135H,
LM135H-MIL, LM235H, LM335H,
LM135AH, LM235AH or LM335AH
See NS Package Number H03H

Absolute Maximum Ratings

For Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Distributors for availability and specifications.

Operating Current	15 mA
Forward Current	10 mA
Storage Temperature	
TO-46 Package	-60°C to +180°C
TO-92 Package	-60°C to +150°C
SO-8 Package	-65°C to +150°C

Specified Operating Temp. Range

	Continuous	Intermittent (Note 2)
LM135, LM135A	-55°C to +150°C	150°C to 200°C
LM235, LM235A	-40°C to +125°C	125°C to 150°C
LM335, LM335A	-40°C to +100°C	100°C to 125°C

Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)

TO-92 Package:	260°C
TO-46 Package:	300°C
SO-8 Package:	300°C
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

Temperature Accuracy LM135/LM235, LM135A/LM235A (Note 1)

Parameter	Conditions	LM135A/LM235A			LM135/LM235			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}, I_R = 1\text{ mA}$	2.97	2.98	2.99	2.95	2.98	3.01	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}, I_R = 1\text{ mA}$		0.5	1		1	3	°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{\text{MIN}} \leq T_C \leq T_{\text{MAX}}, I_R = 1\text{ mA}$		1.3	2.7		2	5	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{\text{MIN}} \leq T_C \leq T_{\text{MAX}}, I_R = 1\text{ mA}$		0.3	1		0.5	1.5	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	$T_C = T_{\text{MAX}}$ (Intermittent)		2			2		°C
Non-Linearity	$I_R = 1\text{ mA}$		0.3	0.5		0.3	1	°C

Temperature Accuracy LM335, LM335A (Note 1)

Parameter	Conditions	LM335A			LM335			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}, I_R = 1\text{ mA}$	2.95	2.98	3.01	2.92	2.98	3.04	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}, I_R = 1\text{ mA}$		1	3		2	6	°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{\text{MIN}} \leq T_C \leq T_{\text{MAX}}, I_R = 1\text{ mA}$		2	5		4	9	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{\text{MIN}} \leq T_C \leq T_{\text{MAX}}, I_R = 1\text{ mA}$		0.5	1		1	2	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	$T_C = T_{\text{MAX}}$ (Intermittent)		2			2		°C
Non-Linearity	$I_R = 1\text{ mA}$		0.3	1.5		0.3	1.5	°C

Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	LM135/LM235 LM135A/LM235A			LM335 LM335A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Operating Output Voltage Change with Current	$400\ \mu\text{A} \leq I_R \leq 5\text{ mA}$ At Constant Temperature		2.5	10		3	14	mV
Dynamic Impedance	$I_R = 1\text{ mA}$		0.5			0.6		Ω
Output Voltage Temperature Coefficient			± 10			± 10		mV/°C
Time Constant	Still Air		80			80		sec
	100 ft/Min Air		10			10		sec
	Stirred Oil		1			1		sec
Time Stability	$T_C = 125^\circ\text{C}$		0.2			0.2		°C/klhr

Note 1: Accuracy measurements are made in a well-stirred oil bath. For other conditions, self-heating must be considered.

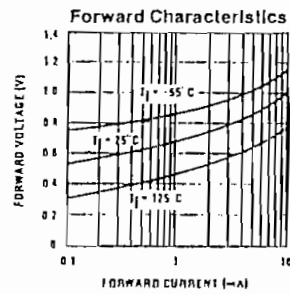
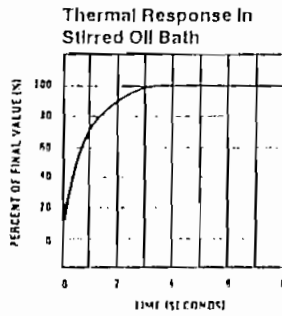
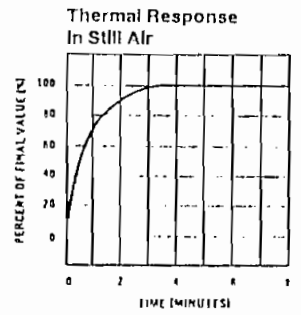
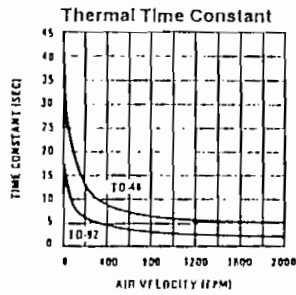
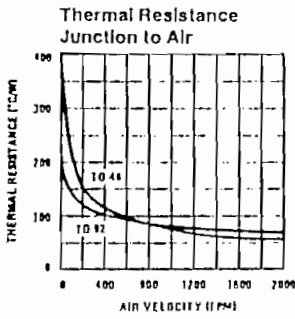
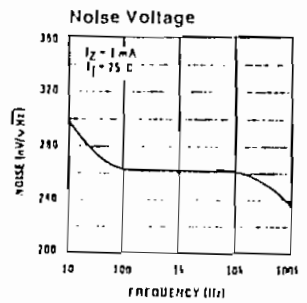
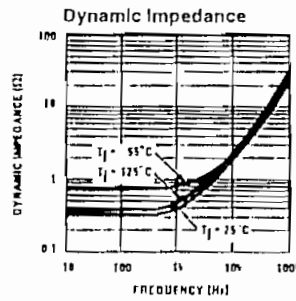
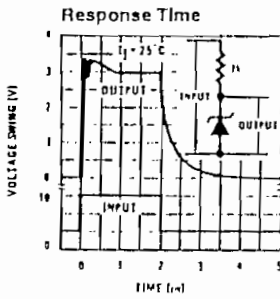
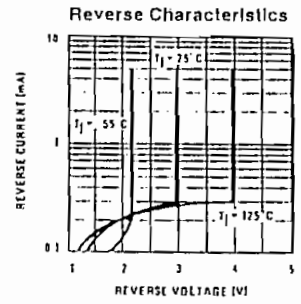
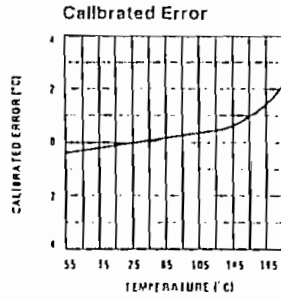
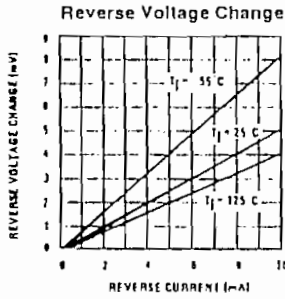
Note 2: Continuous operation at these temperatures for 10,000 hours for H package and 5,000 hours for Z package may decrease life expectancy of the device.

Note 3: Thermal Resistance

	TO-92	TO-46	SO-8
θ_{JA} (junction to ambient)	202°C/W	400°C/W	185°C/W
θ_{JC} (junction to case)	170°C/W	N/A	N/A

Note 4: Refer to RETS135H for military specifications.

Typical Performance Characteristics



Application Hints

CALIBRATING THE LM135

Included on the LM135 chip is an easy method of calibrating the device for higher accuracies. A pot connected across the LM135 with the arm tied to the adjustment terminal allows a 1-point calibration of the sensor that corrects for inaccuracy over the full temperature range.

This single point calibration works because the output of the LM135 is proportional to absolute temperature with the extrapolated output of sensor going to 0V output at 0°K (-273.15°C). Errors in output voltage versus temperature are only slope (or scale factor) errors so a slope calibration at one temperature corrects at all temperatures.

The output of the device (calibrated or uncalibrated) can be expressed as:

$$V_{OUT_T} = V_{OUT_{T_0}} \times \frac{T}{T_0}$$

where T is the unknown temperature and T₀ is a reference temperature, both expressed in degrees Kelvin. By calibrating the output to read correctly at one temperature the output at all temperatures is correct. Nominally the output is calibrated at 10 mV/°K.

To insure good sensing accuracy several precautions must be taken. Like any temperature sensing device, self heating can reduce accuracy. The LM135 should be operated at the lowest current suitable for the application. Sufficient current, of course, must be available to drive both the sensor and the calibration pot at the maximum operating temperature as well as any external loads.

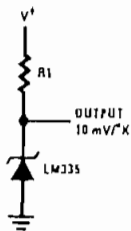
If the sensor is used in an ambient where the thermal resistance is constant, self heating errors can be calibrated out. This is possible if the device is run with a temperature stable current. Heating will then be proportional to zener voltage and therefore temperature. This makes the self heating error proportional to absolute temperature the same as scale factor errors.

WATERPROOFING SENSORS

Meltable inner core heat shrinkable tubing such as manufactured by Raychem can be used to make low-cost waterproof sensors. The LM335 is inserted into the tubing about 1/2" from the end and the tubing heated above the melting point of the core. The unfilled 1/2" end melts and provides a seal over the device.

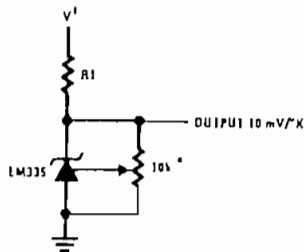
Typical Applications

Basic Temperature Sensor



TL/11/5698-2

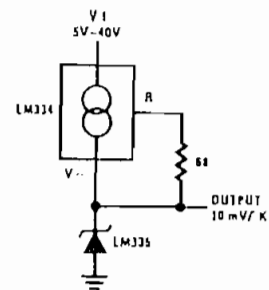
Calibrated Sensor



TL/11/5698-9

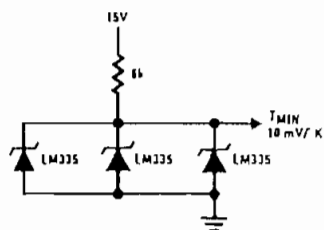
*Calibrate for 2.982V at 25°C

Wide Operating Supply



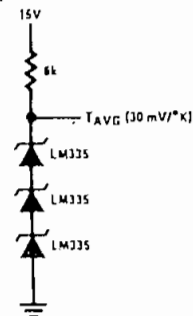
TL/11/5698-10

Minimum Temperature Sensing



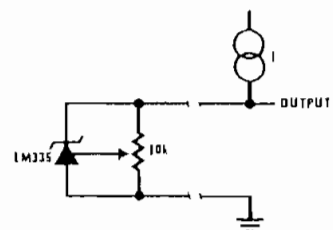
TL/11/5698-4

Average Temperature Sensing



TL/11/5698-18

Remote Temperature Sensing



TL/11/5698-10

Wire length for 1°C error due to wire drop
 $I_R = 1 \text{ mA}$ $I_R = 0.5 \text{ mA}$

AWG	FEET	FEET
14	4000	8000
16	2500	5000
18	1600	3200
20	1000	2000
22	625	1250
24	400	800

*For $I_R = 0.5 \text{ mA}$, the trim pot must be deleted

RTD Resistance Temperature Detector

When accuracy over a wide temperature range is a crucial factor in industry, OMEGA's Platinum Resistance Thermometers (RTDs) are unequalled in performance. Stability over long periods of continued use makes them unmatched for reliability. Precision material and workmanship make them highly interchangeable for easy replacement without calibration.

Definition

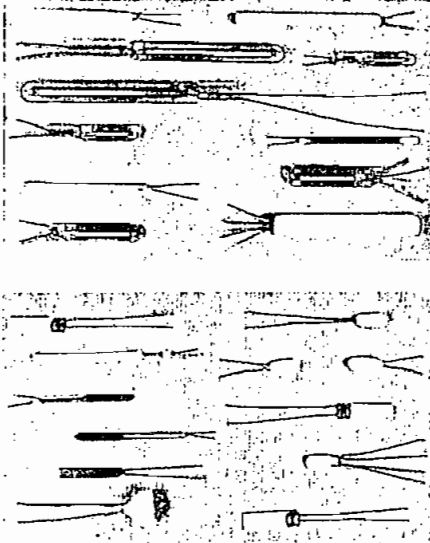
A resistance temperature detector operates on the principle of change in electrical resistance in wire as a function of temperature.

Element or Probe?

A common source of confusion is the distinction between an element and a probe.

The Element

An element is the actual temperature sensing unit. OMEGA features two styles of elements, wire wound and thin film.



Resistance (ohms)		Temperature (°C)			Resistance (ohms)		Temperature (°F)		
100	0	±0.1	±0.25	±0.5	400	752	±0.85	±2.4	±4.32
-220	-364	±0.7	±1.8	±3.24	400	752	±0.85	±2.4	±4.32
-200	-328	±0.5	±1.2	±2.16	500	932	±1.0	±3.0	±5.40
-100	-148	±0.3	±0.7	±1.26	600	1112	±1.2	±3.6	±6.48
0	32	±0.1	±0.3	±0.54	700	1292	±1.35	±4.2	±7.56
100	212	±0.25	±0.6	±1.08	750	1382	±1.4	±4.5	±8.10
200	392	±0.45	±1.2	±2.16	800	1472	±1.45	±4.8	±8.64
300	572	±0.65	±1.8	±3.24	850	1562	±1.5	±5.1	±9.18

Wire Wound: The standard RTD elements used in OMEGA's probe assemblies are made of 99.99% pure platinum wire wound about a ceramic or glass core and hermetically sealed within a ceramic or glass capsule. Platinum wire was chosen as it best meets the needs of precision thermometry. It resists contamination, can be highly refined and is mechanically and electrically stable. This provides for close interchangeability between elements with negligible drift and error with age. On special request, OMEGA can make available RTD elements made with other wire materials.

Elements are available conforming to the following two curves:

- European (E) $\alpha = 0.00385 \text{ ohms/ohm/}^\circ\text{C}$
- American (A) $\alpha = 0.00392 \text{ ohms/ohm/}^\circ\text{C}$

Standard OMEGA elements conform to the European (E) curve. Specify an "A" suffix instead of "E" if the American curve is desired on your order. The calibration of all "E" elements meets 0.1% DIN standard

tolerance and conforms to the DIN 43760 Standard, shown in the table. See curves on page T-79.

Wire Wound Element Part Numbers

Example: 2 Pt 100 G 30 50

- 2 — 2 windings (double resistance element)
- Pt — Platinum wire
- 100 — Resistance in ohms at 32°F
- G — Glass Core
- 30 — Length of element in mm
- 50 — This value divided by 10 gives element diameter in mm

Thin Film: Made by platinum being deposited as a film on a substrate and then encapsulated. This method allows for the production of small fast response, accurate sensors. Thin Film elements conform to the European curve/DIN 43760 standards and the 0.1% DIN standard tolerance.

Recommended temperature application ranges—Platinum RTDs

Element	Material	Temperature Range (°C)
K	Ceramic	-200 to 600
Ke	Ceramic in vibration resistant form	-200 to 600
Kn	Ceramic for temperatures up to 600°C	-200 to 600
G	Glass	-200 to 300
Gs	Glass with glazed coating	-200 to 300
Gso	Miniature element glass with glazed coating	-200 to 300
Gx	Glass with silicone-glazed coating	-200 to 300

RTD Resistance Temperature Device

The Probe

A probe is an assembly composed of an element, a sheath, lead wire, and a termination or connection.

The termination

Probes may be terminated in a connector head, quick-disconnect, terminal block, or extension wire. OMEGA's standard terminations are pictured on pages E-5 through E-7. Other terminations are available upon special request. Please give a full description and send sketches.

The lead wire

Lead styles are offered in one of four configurations (see diagrams at the side of this page). Style 2 is OMEGA's standard. Be sure to select the configuration that is compatible with your instrumentation.

The sheath

The sheath, a closed end tube, immobilizes the element protecting it against moisture and the environment to be measured. The sheath also provides protection and stability to the transition lead wires from the fragile element wires. OMEGA's standard sheaths are 1/8" and 1/4" O.D. 304 stainless steel tubes. Other O.D.'s and materials are available upon request.

The element

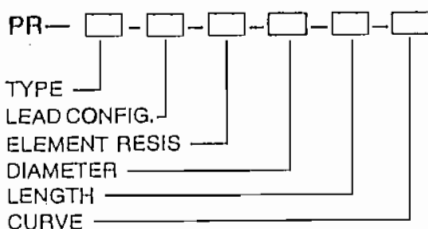
The element has been described in the previous page. The standard OMEGA RTD probe is made with a 100 ohm European curve element ($\alpha = 0.00385$).

Temperature Rating

OMEGA's Standard RTD probe assemblies are rated for use in temperatures up to 1112°F (600°C). Temperature limitation may be placed on termination styles due to wire insulation used. The maximum temperature rating available on special order is 1382°F (750°C). If probe is intended for high temperature use, please request quotation.

OMEGA stocks a broad line of RTD probes for immediate delivery. Please see pages E-3 through E-7 for standard lengths. Many special assembly probes are available for shipment within two weeks of receipt of your order. Please consult Sales Department for further details on your special needs.

Definition of RTD Probe Part Number



Type: Select style 11, 12, 13, 14, 15 or PRX (pages E-3 through E-7).

Lead Configuration: Specify 1, 2, 3, or 4. Style 2 is standard.

Resistance: 100 ohms is standard. 50, 200, 500, 1000, or 2000 ohms are available, usually with two week delivery.

Sheath Diameter: 1/8", 3/16", 1/4", and 5/16" are available. 1/8" and 1/4" O.D. probes are stocked for off-the-shelf deliveries.

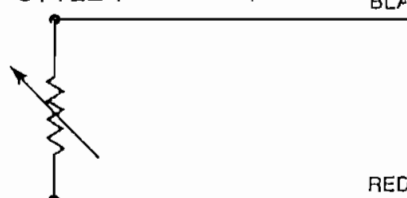
Sheath Length: There is no upper limit on sheath length. The minimum practical length is 2 inches.

Curve: European (E): $\alpha = 0.00385$ ohms/ohm/°C

American (A): $\alpha = 0.00392$ ohms/ohm/°C

Lead Configurations of RTD Probes

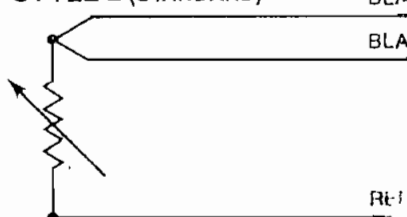
STYLE 1



ELEMENT

Lead configuration 1 provides one connection to each end of the sensor. This construction is suitable where the resistance of the run of lead wire may be considered as an additive constant in the circuit, and particularly where the changes in lead resistance due to ambient temperature changes may be ignored.

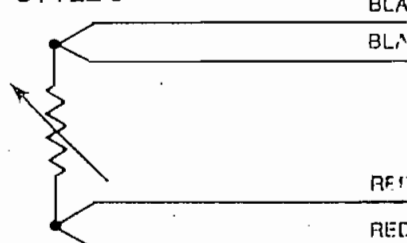
STYLE 2 (STANDARD)



ELEMENT

Lead configuration 2 provides one connection to one end and two to the other end of the sensor. Connected to an instrument designed to accept three wire input, compensation is achieved for lead resistance and temperature change in lead resistance. This is the most commonly used configuration.

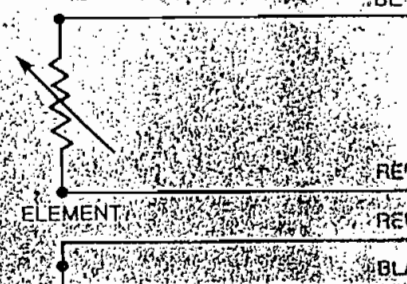
STYLE 3



ELEMENT

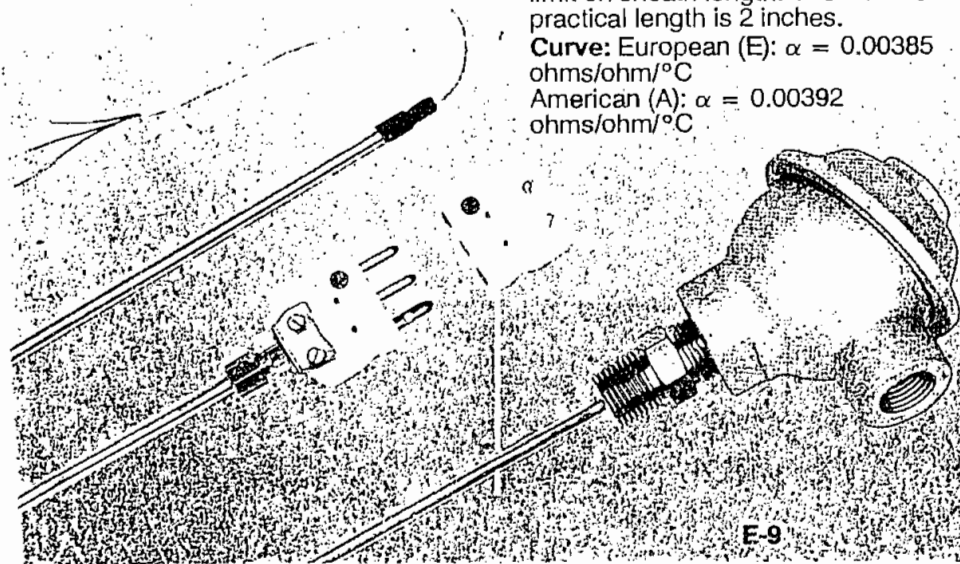
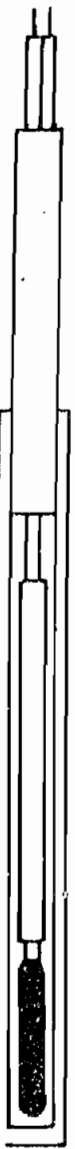
Lead configuration 3 provides two connections to each end of the sensor. This construction is used for measurements of the highest precision.

STYLE 4



LEAD RESISTANCE LOOP

Lead configuration 4 is similar to Lead Configuration 3 except that a separate loop of wire is provided as a loop to provide compensation for lead resistance and ambient temperature changes in lead resistance.



Omegafilm RTD Element For Fast Response!

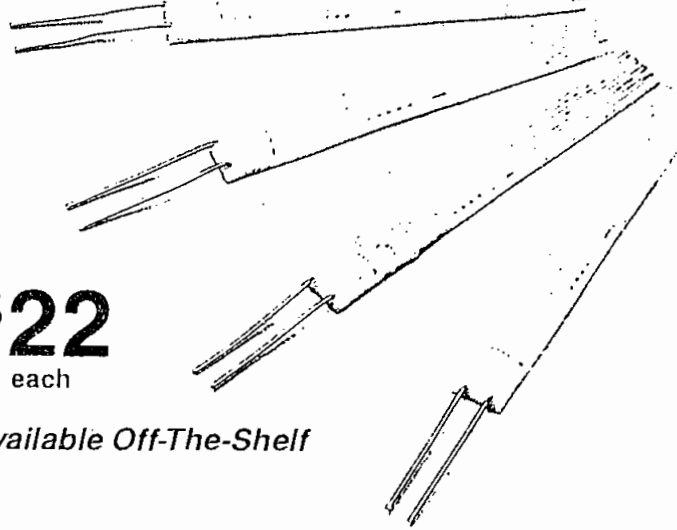
Type 100W30

The 100W30 Platinum Resistance Temperature Detector has been developed to provide the typical high quality of platinum RTD sensors at lower cost. The 100W30 is size equivalent to standard sized elements, and utilizes a thick film design for long term stability. Compared to standard 3 mm wire wound sensors, the second generation 100W30 has up to 4 times the response time, and is a direct replacement. The type 100 sensor is calibrated to DIN43760, BS1904 and IEC751 specifications, with an alpha coefficient of 0.00385. Nominal resistance is 100 ohms at 0°C. These sensors may be operated at temperatures up to 600°C.

To Order, Specify:
100W30

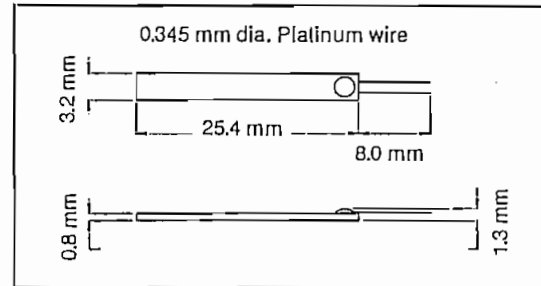
\$22
each

Available Off-The-Shelf



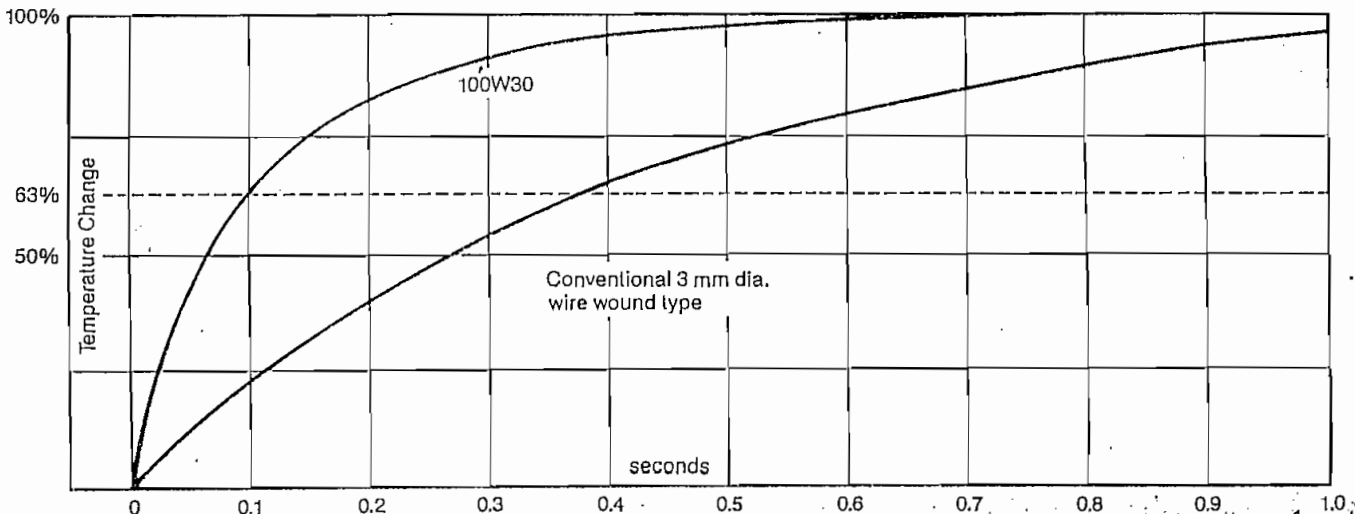
Technical Data

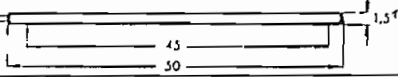
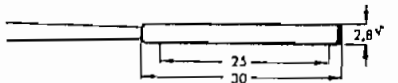
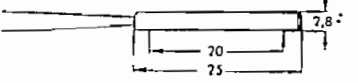
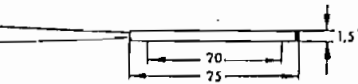
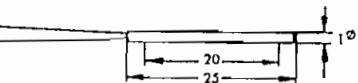
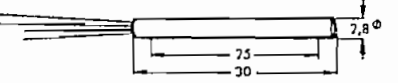
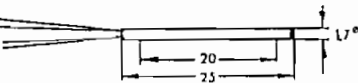
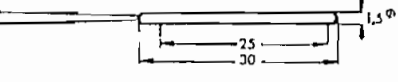
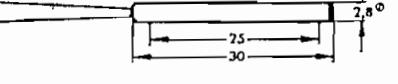
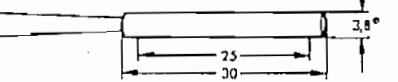
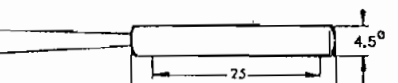
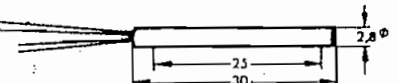
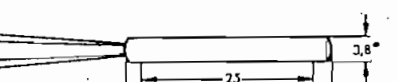
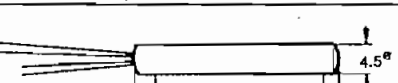
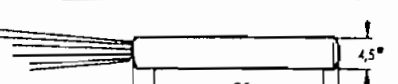
Sensor Type: Thick film platinum RTD, $\alpha = 0.00385$
 Surface Insulation: 1000M ohm at room temp. and 250 V, or 50M ohm at 600°C and 50 V
 Response Time: Less than 0.1 sec. to reach 63% of ultimate temperature (BS1904 test)
 Self Heating Effect: Less than 0.006°C/mw, when immersed in stirred water at ice point
 Stability after Temperature Cycling: Less than 0.05% after 10 cycles between -70 and 600°C
 Temperature Range: -70 to 600°C
 Fundamental Interval: 38.5 ohms nominal (0 to 100°C)
 Dimensions: 1.0" L x 0.126" W x 0.031" D (25.4 mm x 3.2 mm x 0.8 mm) plus platinum lead wires 0.0136" (0.345 mm) dia. x 0.315" (8.0 mm) long



Discount Schedule

1 to 10 units	Net
11 to 24 units	10%
25 to 100 units	12%
101 to 500 units	15%
501 to 1000 units	17%



Series	Dimensions (millimeters) 25.4 millimeters = 1.0 inch All Styles In Stock For Immediate Delivery!	Nominal Resistance Ohms	Temperature Range °C	Catalog Number
Pt 100	Most Popular Style 	1 × 100	-200 to + 750 intermittently up to 850	1 Pt 100 K 45 15
		1 × 100	-200 to + 750 intermittently up to 850	1 Pt 100 Ke 25 28
	Most Popular Style 	1 × 100	-200 to + 750 intermittently up to 850	1 Pt 100 K 20 28
	Most Popular Style 	1 × 100	-200 to + 750 intermittently up to 850	1 Pt 100 K 20 15
		1 × 100	-200 to + 750 intermittently up to 850	1 Pt 100 K 20 10
Pt 100		2 × 100	-220 to + 750 intermittently up to 850	2 Pt 100 Ke 25 28
	Most Popular Style 	2 × 100	-200 to + 750 intermittently up to 850	2 Pt 100 K 20 17
Pt 50		1 × 50	-200 to + 750 intermittently up to 850	1 Pt 50 K 25 15
Pt 100		1 × 100	-200 to + 600	1 Pt 100 Kn 25 28
		1 × 100	-200 to + 600	1 Pt 100 Kn 25 38
		1 × 100	-200 to + 600	1 Pt 100 Kn 25 45
Pt 100		2 × 100	-200 to + 600	2 Pt 100 Kn 25 28
		2 × 100	-200 to + 600	2 Pt 100 Kn 25 38
		2 × 100	-200 to + 600	2 Pt 100 Kn 25 45
Pt 100		3 × 100	-200 to + 600	3 Pt 100 Kn 25 45

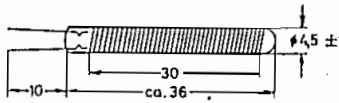
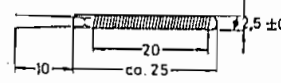
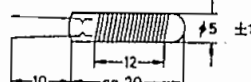
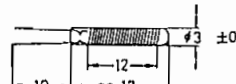
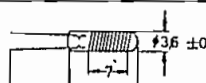
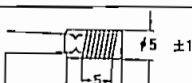
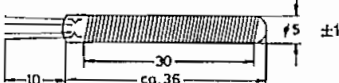
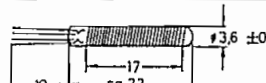
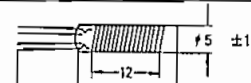
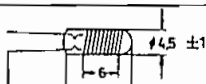
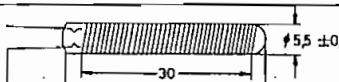
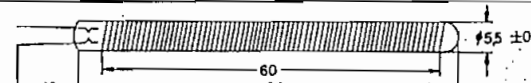
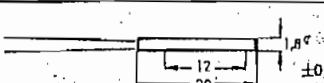
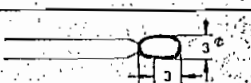
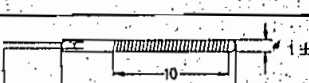
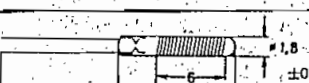
Discount Schedule

1 to 10 units = NET
11 to 24 units = 10%

25 to 100 units = 12%
101 to 500 units = 15%

501 up = 17%

Price	Self Heating Error in °C/mW		Response Time in Seconds			
	flowing air v = 1 m/s	still air	flowing water v = 0.4 m/s		moving air v = 1 m/s	
			50 % Response	90 % Response	50 % Response	90 % Response
\$17	0.06	0.24	0.2	0.6	6.0	20.0
\$40	0.07	0.20	0.4	1.2	15.0	50.0
\$27	0.12	0.33	0.25	0.7	14.0	50.0
\$19	0.08	0.34	0.2	0.6	5.0	18.0
\$28	0.02	0.70	0.2	0.6	2.5	9.0
\$80	0.07	0.20	0.4	1.2	15.0	50.0
\$50	0.08	0.34	0.3	1.0	5.0	18.0
\$18	0.05	0.11	0.2	0.6	5.0	18.0
\$17	0.06	0.22	0.25	0.7	15.0	50.0
\$17	0.06	0.23	0.30	1.1	3.0	120.0
\$17	0.06	0.24	0.35	1.4	35.0	125.0
\$38	0.06	0.22	0.25	0.7	15.0	50.0
\$38	0.06	0.23	0.3	1.1	30.0	120.0
\$38	0.06	0.24	0.35	1.4	40.0	140.0
\$73	0.06	0.13	0.35	1.4	40.0	140.0

Series	Dimensions (millimeters) 25.4 millimeters = 1.0 inch All Styles In Stock For Immediate Delivery!	Nominal Resistance Ohms	Temperature Range °C	Catalog Number
G Special glass 1 Pt 100		1 × 100	- 220 to + 550 intermittently up to 600	1 Pt 100 G 30 4
	➡ Most Popular Style 	1 × 100	- 220 to + 550 intermittently up to 600	1 Pt 100 G 20 2
		1 × 100	- 220 to + 550 intermittently up to 600	1 Pt 100 G 12 5
	➡ Most Popular Style 	1 × 100	- 220 to + 550 intermittently up to 600	1 Pt 100 G 12 3
		1 × 100	- 220 to + 550 intermittently up to 600	1 Pt 100 G 7 3 6
	➡ Most Popular Style 	1 × 100	- 220 to + 550 intermittently up to 600	1 Pt 100 G 5 5 0
2 Pt 100		2 × 100	- 220 to + 550 intermittently up to 600	2 Pt 100 G 30 5
	➡ Most Popular Style 	2 × 100	- 220 to + 550 intermittently up to 600	2 Pt 100 G 17 3
	➡ Most Popular Style 	2 × 100	- 220 to + 550 intermittently up to 600	2 Pt 100 G 12 3
1 Pt 50		1 × 50	- 220 to + 550 intermittently up to 600	1 Pt 50 G 6 4 5
1 Pt 500		1 × 500	- 220 to + 550 intermittently up to 600	1 Pt 500 G 30 5
1 Pt 1000		1 × 1000	- 220 to + 550 intermittently up to 600	1 Pt 1000 G 60 5
Gs, Gso Platinum wound on glass, coated with enamel. Not for use in direct contact with liquids or vapors. 1 Pt 100		1 × 100	- 220 to + 500	1 Pt 100 G 17 2
		1 × 100	- 220 to + 500	1 Pt 100 Gso 3
Gsg 1 Pt 100		1 × 100	- 60 to + 350	1 Pt 100 GX 10
		1 × 100	- 60 to + 350	1 Pt 100 GX 6

Discount Schedule 1 to 10 units = NET 11 to 24 units = 10% 25 to 100 units = 12%

A.3.- Características principales de los elementos que conforman el Centro de Recopilación de datos.



National
Semiconductor
Corporation

DM54ALS00A/DM74ALS00A Quad 2-Input NAND Gates

General Description

This device contains four independent gates, each of which performs the logic NAND function.

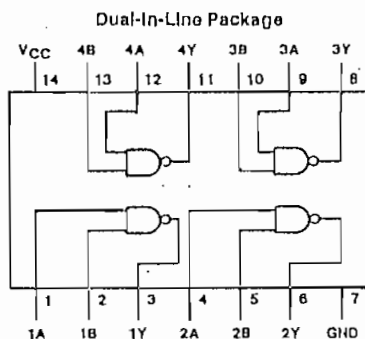
Features

- Switching specifications at 50 pF
- Switching specifications guaranteed over full temperature and V_{CC} range

- Advanced oxide-isolated, ion-implanted Schottky TTL process
- Functionally and pin for pin compatible with Schottky and low power Schottky TTL counterpart
- Improved AC performance over Schottky and low power Schottky counterparts

DM54ALS00A/DM74ALS00A

Connection Diagram



TL/F/6270-1

Order Number DM54ALS00AJ, DM74ALS00AM or DM74ALS00AN
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

Function Table

$$Y = \overline{AB}$$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

H = High Logic Level
L = Low Logic Level



Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	
DM54ALS	-55°C to +125°C
DM74ALS	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at those limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM54ALS00A			DM74ALS00A			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	2			2			V
V _{IL}	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I _{OH}	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I _{OL}	Low Level Output Current			4			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C

Electrical Characteristics

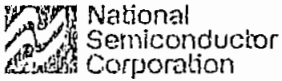
over recommended operating free air temperature range. All typical values are measured at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V _{IK}	Input Clamp Voltage	V _{CC} = 4.5V, I _I = -18 mA			-1.5	V
V _{OH}	High Level Output Voltage	I _{OH} = -0.4 mA V _{CC} = 4.5V to 5.5V	V _{CC} - 2			V
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = 4.5V 54/74ALS I _{OL} = 4 mA		0.25	0.4	V
			74ALS I _{OL} = 8 mA		0.35	0.5
I _I	Input Current at Max Input Voltage	V _{CC} = 5.5V, V _{IH} = 7V			0.1	mA
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = 5.5V, V _{IH} = 2.7V			20	μA
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = 5.5V, V _{IL} = 0.4V			-0.1	mA
I _O	Output Drive Current	V _{CC} = 5.5V V _O = 2.25V	-30		-112	mA
I _{CC}	Supply Current	V _{CC} = 5.5V	Outputs High	0.43	0.85	mA
			Outputs Low	1.62	3	mA

Switching Characteristics over recommended operating free air temperature range (Note 1)

Symbol	Parameter	Conditions	DM54ALS00A		DM74ALS00A		Units
			Min	Max	Min	Max	
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	V _{CC} = 4.5V to 5.5V R _L = 500Ω C _L = 50 pF	3	16	3	11	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output		2	13	2	8	ns

Note 1: See Section 1 for test waveforms and output load.



DM54ALS04B/DM74ALS04B

DM54ALS04B/DM74ALS04B Hex Inverters

General Description

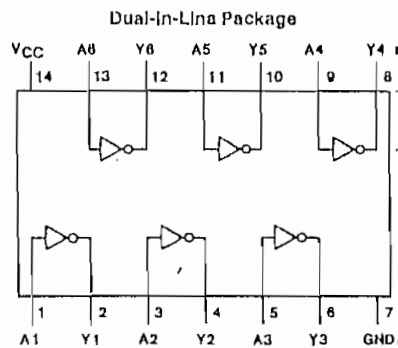
This device contains six independent gates, each of which performs the logic INVERT function.

Features

- Switching specifications at 50 pF
- Switching specifications guaranteed over full temperature and V_{CC} range

- Advanced oxide-isolated, ion-implanted Schottky TTL process
- Functionally and pin for pin compatible with Schottky and low power Schottky TTL counterpart
- Improved AC performance over Schottky and low power Schottky counterparts

Connection Diagram



TL/F/6177-1

Order Number DM54ALS04BJ, DM74ALS04BM or DM74ALS04BN
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

Function Table

$$Y = \bar{A}$$

Input	Output
A	Y
L	H
H	L

H = High Logic Level
L = Low Logic Level



DM54ALS04B/DM74ALS04B

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	
DM54ALS	-55°C to +125°C
DM74ALS	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at those limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM54ALS04B			DM74ALS04B			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	2			2			V
V _{IL}	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I _{OH}	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I _{OL}	Low Level Output Current			4			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C

Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range. All typical values are measured at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V _{IK}	Input Clamp Voltage	V _{CC} = 4.5V, I _I = -18 mA			-1.2	V
V _{OH}	High Level Output Voltage	I _{OH} = -0.4 mA V _{CC} = 4.5V to 5.5V	V _{CC} - 2			V
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = 4.5V I _{OL} = 4 mA		0.25	0.4	V
				0.35	0.5	V
I _I	Input Current @ Max. Input Voltage	V _{CC} = 5.5V, V _{IH} = 7V			0.1	mA
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = 5.5V, V _{IH} = 2.7V			20	μA
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = 5.5V, V _{IL} = 0.4V			-0.1	mA
I _O	Output Drive Current	V _{CC} = 5.5V V _O = 2.25V	-30		-112	mA
I _{CC}	Supply Current	V _{CC} = 5.5V	Outputs High	0.65	1.1	mA
			Outputs Low	2.4	4.2	mA

Switching Characteristics

over recommended operating free air temperature range (Note 1).

Symbol	Parameter	Conditions	DM54ALS04B		DM74ALS04B		Units
			Min	Max	Min	Max	
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	V _{CC} = 4.5V to 5.5V R _L = 500Ω C _L = 50 pF	3	14	3	11	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output		2	12	2	8	ns

Note 1: See Section 1 for test waveforms and output load.



DM54ALS08/DM74ALS08

DM54ALS08/DM74ALS08 Quad 2-Input AND Gates

General Description

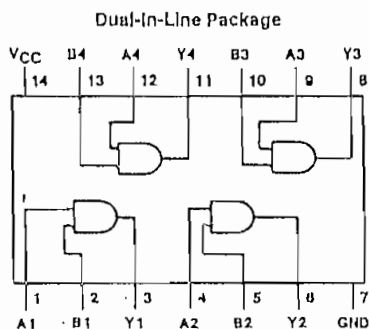
This device contains four independent gates, each of which performs the logic AND function.

Features

- Switching specifications at 50 pF
- Switching specifications guaranteed over full temperature and V_{CC} range

- Advanced oxide-isolated, ion-implanted Schottky TTL process
- Functionally and pin for pin compatible with Schottky and low power Schottky TTL counterpart
- Improved AC performance over Schottky and low power Schottky counterparts

Connection Diagram



Order Number DM54ALS08J, DM74ALS08M or DM74ALS08N
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

Function Table

$$Y = AB$$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

H = High Logic Level
L = Low Logic Level



Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	
DM54ALS	-55°C to +125°C
DM74ALS	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM54ALS08			DM74ALS08			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	2			2			V
V _{IL}	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I _{OH}	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I _{OL}	Low Level Output Current			4			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C

Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range. All typical values are measured at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
V _{IK}	Input Clamp Voltage	V _{CC} = 4.5V, I _I = -18 mA			-1.5	V	
V _{OH}	High Level Output Voltage	I _{OH} = -0.4 mA V _{CC} = 4.5V to 5.5V	V _{CC} - 2			V	
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = 4.5V	54/74ALS I _{OL} = 4 mA		0.25	0.4	V
			74ALS I _{OL} = 8 mA		0.35	0.5	V
I _I	Input Current @ Max. Input Voltage	V _{CC} = 5.5V, V _{IH} = 7V			0.1	mA	
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = 5.5V, V _{IH} = 2.7V			20	μA	
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = 5.5V, V _{IL} = 0.4V			-0.1	mA	
I _O	Output Drive Current	V _{CC} = 5.5V V _O = 2.25V	-30		-112	mA	
I _{CC}	Supply Current	V _{CC} = 5.5V	Outputs High	1.3	2.4	mA	
			Outputs Low	2.2	4	mA	

Switching Characteristics

over recommended operating free air temperature range (Note 1).

Symbol	Parameter	Conditions	DM54ALS08		DM74ALS08		Units
			Min	Max	Min	Max	
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	V _{CC} = 4.5V to 5.5V R _L = 500Ω C _L = 50 pF	4	18	4	14	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output		3	15	3	10	ns

Note 1: See Section 1 for test waveforms and output load.



National
Semiconductor
Corporation

DM54ALS138/DM74ALS138 3 to 8 Line Decoder/Demultiplexer

General Description

These Schottky-clampod circuits are designed to be used in high-performance memory-decoding or data-routing applications, requiring very short propagation delay times. In high-performance memory systems these decoders can be used to minimize the effects of system decoding. When used with high-speed memories, the delay times of these decoders are usually less than the typical access time of the memory. This means that the effective system delay introduced by the decoder is negligible.

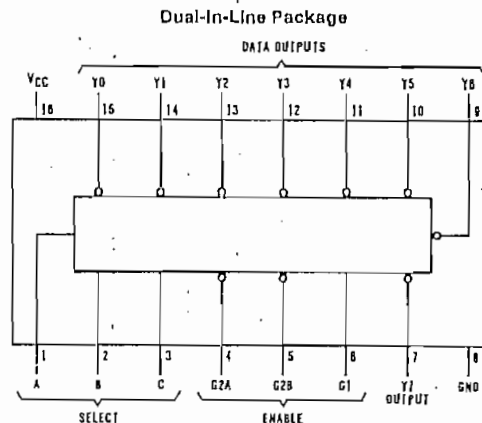
The ALS138 decodes one-of-eight lines, based upon the conditions at the three binary select inputs and the three enable inputs. Two active-low and one active-high enable inputs reduce the need for external gates or inverters when expanding. A 24-line decoder can be implemented with no external inverters, and 32-line decoder requires only one inverter. An enable input can be used as a data input for demultiplexing applications.

This decoder/demultiplexer features fully buffered inputs, presenting only one normalized load to its driving circuit. All inputs are clamped with high-performance Schottky diodes to suppress line-ringing and simplify system design.

Features

- Designed specifically for high speed:
 - Memory decoders
 - Data transmission systems
- 3- to 8-line decoder incorporates 3 enable inputs to simplify cascading and/or data reception
- Low power dissipation . . . 23 mW typ
- Switching specifications guaranteed over full temperature and V_{CC} range
- Advanced oxide-isolated, ion-implanted Schottky TTL process

Connection Diagram



Order Number DM54ALS138J, DM74ALS138M or DM74ALS138N
See NS Package Number J16A, M16A or N16A

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	
DM54ALS	-55°C to +125°C
DM74ALS	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM54ALS138			DM74ALS138			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V
V _{IH}	High Level Input Voltage	2			2			V
V _{IL}	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I _{OH}	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I _{OL}	Low Level Output Current			4			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C

Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range. All typical values are measured at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V _{IK}	Input Clamp Voltage	V _{CC} = 4.5V, I _I = -10 mA			-1.5	V
V _{OH}	High Level Output Voltage	I _{OH} = -0.4 mA V _{CC} = 4.5V to 5.5V	V _{CC} - 2			V
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = 4.5V		0.25	0.4	V
		54/74ALS I _{OL} = 4 mA		0.35	0.5	V
I _I	Input Current @ Max. Input Voltage	V _{CC} = 5.5V, V _{IH} = 7V			0.1	mA
I _{IH}	High Level Input Current	V _{CC} = 5.5V, V _{IH} = 2.7V			20	μA
I _{IL}	Low Level Input Current	V _{CC} = 5.5V, V _{IL} = 0.4V			-0.1	mA
I _O	Output Drive Current	V _{CC} = 5.5V, V _O = 2.25V	-30		-112	mA
I _{CC}	Supply Current	V _{CC} = 5.5V		5	10	mA

Switching Characteristics

over recommended operating free air temperature range (Note 1).

Symbol	Parameter	Conditions	From (Input) To (Output)	DM54ALS138		DM74ALS138		Units
				Min	Max	Min	Max	
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	V _{CC} = 4.5V to 5.5V R _L = 500Ω C _L = 50 pF	A, B, C to Y	2	28	6	22	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output		A, B, C to Y	6	22	6	18	ns
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output		Enable to Y	2	22	4	17	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time High to Low Level Output		Enable to Y	4	21	5	17	ns

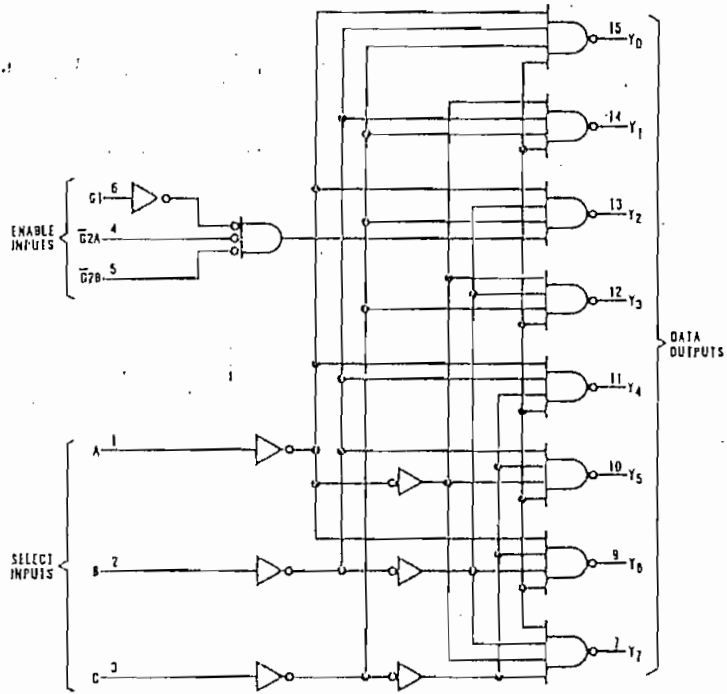
Note 1: See Section 1 for test waveforms and output load.

Function Table

Enable Inputs		Select Inputs			Outputs							
G1	$\overline{G2}^*$	C	B	A	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7
X	H	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
L	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
H	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
H	L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H
H	L	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H
H	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H
H	L	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H
H	L	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H
H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

*G2 = $\overline{G2A} + \overline{G2B}$

Logic Diagram



TL/F/6111-2

ADC0808/ADC0809 8-Bit μ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8 single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE® outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

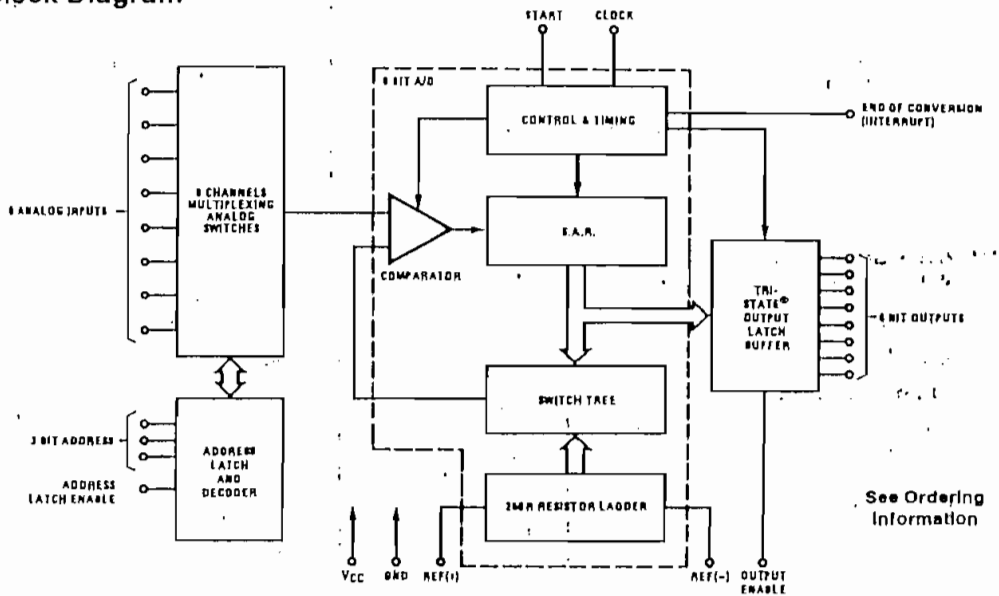
Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates railometrically or with 5 V_{DC} or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C949-1

Key Specifications

- | | |
|--------------------------|-------------------------------|
| ■ Resolution | 8 Bits |
| ■ Total Unadjusted Error | $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB |
| ■ Single Supply | 5 V _{DC} |
| ■ Low Power | 15 mW |
| ■ Conversion Time | 100 μ s |

Block Diagram



See Ordering Information

TL/H/5872-1

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V _{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin	-0.3V to (V _{CC} +0.3V)
Except Control Inputs	
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	-0.3V to +15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at T _A = 25°C	875 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 11)	400V

Operating Conditions (Notes 1 & 2)

Temperature Range (Note 1)	T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX}
ADC0808CJ	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
ADC0808CCV, ADC0809CCV	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
Range of V _{CC} (Note 1)	4.5 V _{DC} to 8.0 V

Electrical Characteristics

Converter Specifications: V_{CC} = 5 V_{DC} = V_{REF(+)}; V_{REF(-)} = GND, T_{MIN} < T_A ≤ T_{MAX} and f_{CLK} = 640 kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max
	ADC0808 Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C T _{MIN} to T _{MAX}			± 1/2 ± 3/4
	ADC0809 Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C T _{MIN} to T _{MAX}			± 1 ± 1 1/4
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5	
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	GND-0.10		V _{CC} +0.10
V _{REF(+)}	Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		V _{CC}	V _{CC} +0.1
$\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		V _{CC} /2-0.1	V _{CC} /2	V _{CC} /2+0.1
V _{REF(-)}	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0	
I _{IN}	Comparator Input Current	f _c = 640 kHz, (Note 6)	-2	±0.5	2

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ, 4.5V ≤ V_{CC} ≤ 5.5V, -55°C ≤ T_A ≤ +125°C unless otherwise noted; ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, 4.75 ≤ V_{CC} ≤ 5.25V, -40°C ≤ T_A ≤ +85°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max
ANALOG MULTIPLEXER					
I _{OFF(+)}	OFF Channel Leakage Current	V _{CC} = 5V, V _{IN} = 5V, T _A = 25°C T _{MIN} to T _{MAX}		10	200 1.0
I _{OFF(-)}	OFF Channel Leakage Current	V _{CC} = 5V, V _{IN} = 0, T _A = 25°C T _{MIN} to T _{MAX}	-200 -1.0	-10	

Electrical Characteristics (Continued)
Logic Levels and DC Specifications: ADC0808CJ, 4.5V ≤ V_{CC} ≤ 5.5V, -55°C ≤ T_A ≤ +125°C unless otherwise noted
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, 4.75V ≤ V_{CC} ≤ 5.25V, -40°C ≤ T_A ≤ +85°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CONTROL INPUTS						
V _{IN(1)}	Logical "1" Input Voltage		V _{CC} - 1.5			V
V _{IN(0)}	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
I _{IN(1)}	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	V _{IN} = 15V			1.0	μA
I _{IN(0)}	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	V _{IN} = 0	-1.0			μA
I _{CC}	Supply Current	f _{CLK} = 640 kHz		0.3	3.0	mA
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)						
V _{OUT(1)}	Logical "1" Output Voltage	I _O = -360 μA	V _{CC} - 0.4			V
V _{OUT(0)}	Logical "0" Output Voltage	I _O = 1.6 mA			0.45	V
V _{OUT(EOC)}	Logical "0" Output Voltage EOC	I _O = 1.2 mA			0.45	V
I _{OUT}	TRI-STATE Output Current	V _O = 5V V _O = 0	-3		3	μA μA

Electrical Characteristics
Timing Specifications: V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V, V_{REF(-)} = GND, t_r = t_f = 20 ns and T_A = 25°C unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{WS}	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t _{WALE}	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t _{ASU}	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
t _{AH}	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
t _b	Analog MUX Delay Time From ALE	R _S = 0 Ω (Figure 5)		1	2.5	μs
t _{HL} , t _{HO}	OE Control to O Logic State	C _L = 50 pF, R _L = 10k (Figure 8)		125	250	ns
t _{HL} , t _{OH}	OE Control to HI-Z	C _L = 10 pF, R _L = 10k (Figure 8)		125	250	ns
t _c	Conversion Time	f _c = 640 kHz, (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	μs
f _c	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
t _{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		8 ± 2	μs Clock Periods
C _{IN}	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
C _{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	At TRI-STATE Outputs, (Note 12)		10	15	pF

- Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.
- Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.
- Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to GND and has a typical breakdown voltage of 7 V_{DC}.
- Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CCN} supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0V_{DC} to 5V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.900 V_{DC} over temperature variations, initial tolerance and loading.
- Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.
- Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.
- Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.
- Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 kΩ resistor.

Functional Description

Multiplexer. The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table I shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE I

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

CONVERTER CHARACTERISTICS

The Converter

The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog-to-digital converter. The converter is designed

to give fast, accurate, and repeatable conversions over wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network approach (Figure 1) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in Figure 1 are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached $\pm 1/2$ LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs iterations to approximate the input voltage. For any SAR converter, n-iterations are required for an n-bit conversion. Figure 2 shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.

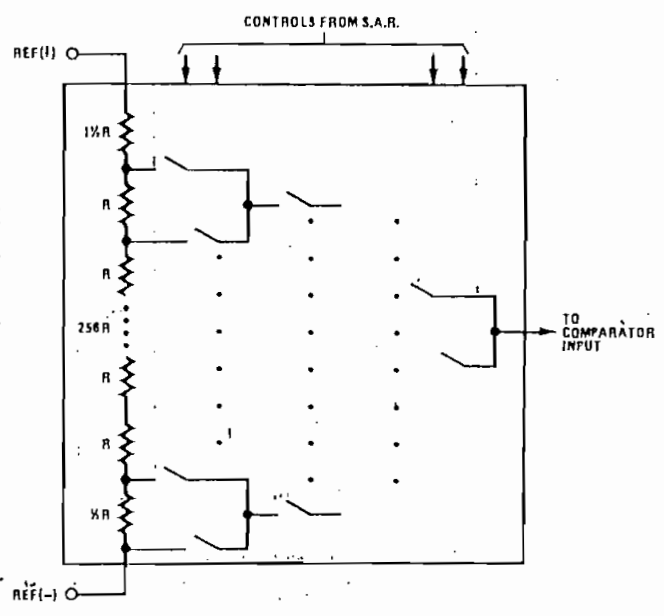


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

1L11/5672-2

Table 1. Proliferation Options

	Standard	-1	-2	-24
80C31BH	X	X	X	X
80C51BH	X	X	X	X
80C51BHP	X	X	X	X
87C51	X	X	X	X

NOTES:

- 1 3.5 MHz to 12 MHz, VCC = 5V ± 20%
- 2 3.5 MHz to 16 MHz, VCC = 5V ± 20%
- 3 0.5 MHz to 12 MHz, VCC = 5V ± 20%
- 4 3.5 MHz to 24 MHz, VCC = 5V ± 20%

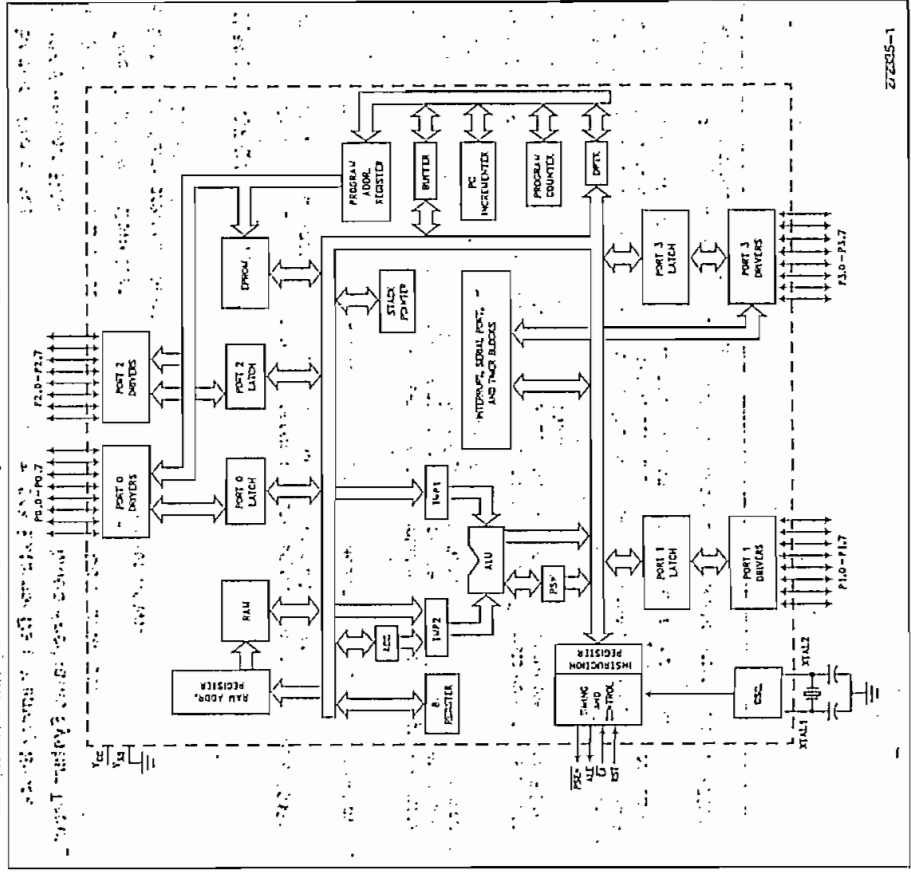


Figure 1. 87C51/BH Block Diagram

PACKAGES

Part	Prefix	Package Type
87C51/BH	P	40-Pin Plastic DIP (OTP)
	D	40-Pin CERDIP (EPROM)
	N	44-Pin PLCC (OTP)
	S	44-Pin OFF (OTP)

PROCESS INFORMATION

The 87C51/BH is manufactured on the CHMOS III-E process. Additional process and reliability information is available in Intel's *Components Quality and Reliability Handbook*, Order No. 210997.

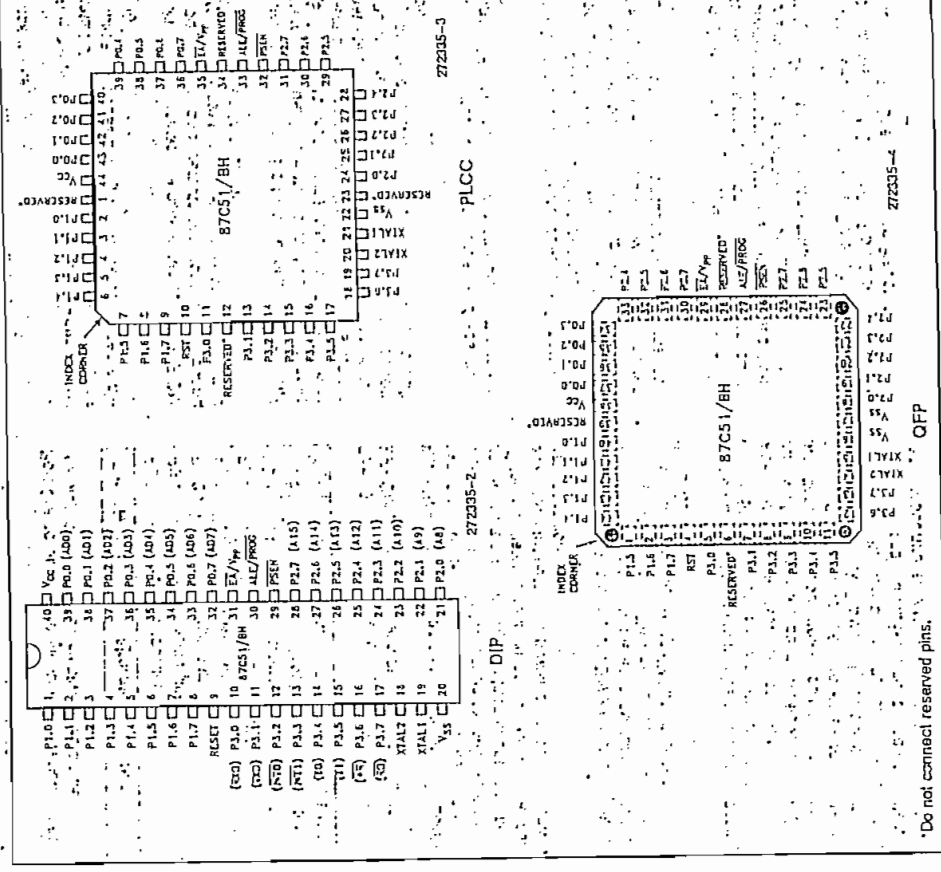


Figure 2. Pin Connections

PIN DESCRIPTION

V_{CC}: Supply voltage during normal, idle and Power Down operations.

V_{SS}: Circuit ground.

Port 0 is an 8-bit open drain bidirectional I/O port. As an output port each pin can sink several LS TTL inputs. Port 0 pins that have 1's written to them, and in that state can be used as high-impedance inputs.

Port 1 is also the multiplexed low-order address and data bus during accesses to external memory. In this application it uses strong internal pullups when emitting 1's.

Port 2 also receives the code bytes during EPROM programming, and outputs the code bytes during program verification. External pullups are required during program verification.

Port 3 is also an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 3 output buffers can drive LS TTL inputs. Port 3 pins that have 1's written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins that are externally pulled low will source current (I_{IL}, on the data sheet) because of the internal pullups.

Port 4 also receives the low-order address bytes during EPROM programming and program verification.

Port 5 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. Port 5 pins that have 1's written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 5 pins that are externally pulled low will source current (I_{IL}, on the data sheet) because of the internal pullups.

Port 6 emits the high-order address byte during fetches from external Program Memory and during accesses to external Data Memory that use 16-bit addresses (MOVX @DPTR). In this application it uses strong internal pullups when emitting 1's.

During accesses to external Data Memory that use 8-bit addresses (MOVX @Ri), Port 2 emits the contents of the P2 Special Function Register.

Port 2 also receives some control signals and the high-order address bits during EPROM programming and program verification.

Port 3: Port 3 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 3 output buffers can drive LS TTL inputs. Port 3 pins that have 1's written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins that are externally pulled low will source current (I_{IL}, on the data sheet) because of the pullups.

Port 3 also serves the functions of various special features of the MCS-51 Family, as listed below:

Pin	Name	Alternate Function
P3.0	RXD	Serial input line
P3.1	TXD	Serial output line
P3.2	INT0	External Interrupt 0
P3.3	INT1	External Interrupt 1
P3.4	T0	Timer 0 external input
P3.5	T1	Timer 1 external input
P3.6	WR	External Data Memory Write strobe
P3.7	RD	External Data Memory Read strobe

Port 3 also receives some control signals for EPROM programming and program verification.

RST: Reset input. A high on this pin for two machine cycles while the oscillator is running resets the device. The port pins will be driven to their reset condition when a minimum V_{IH} voltage is applied whether the oscillator is running or not. An internal pull-down resistor permits a power-on reset with only a capacitor connected to V_{CC}.

ALE/PROG: Address Latch Enable output signal for latching the low byte of the address during accesses to external memory. This pin is also the program pulse input (PROG) during EPROM programming for the 87C51.

If desired, ALE operation can be disabled by setting bit 0 of SFR location 8EH. With this bit set, the pin is weakly pulled high. However, the ALE disable feature will be suspended during a MOVX or MOVX or MOVX mode. The ALE disable feature will be terminated by a reset. When the ALE disable feature is suspended or terminated, the ALE pin will no longer be pulled up weakly. Setting the ALE-disable bit has no effect if the microcontroller is in external execution mode.

In normal operation ALE is emitted at a constant rate of 1/6 the oscillator frequency, and may be used for external timing or clocking purposes. Note, however, that one ALE pulse is skipped during each access to external Data Memory.

PSEN: Program Store Enable is the Read strobe to External Program Memory. When the 87C51/80C51/87C51/80C51 is executing from Internal Program Memory, PSEN is inactive (high). When the device is executing code from External Program Memory, PSEN is activated twice each machine cycle, except that two PSEN activations are skipped during each access to External Data Memory.

EA/Vpp: External Access enable, EA must be strapped to V_{SS} in order to enable the 87C51/80C51/87C51/80C51 to fetch code from External Program Memory locations starting at 0000H up to FFFFH. Note, however, that if either of the Lock Bits is programmed, the logic level at EA is internally latched during reset.

EA must be strapped to V_{CC} for internal program execution.

This pin also receives the programming supply voltage (V_{pp}) during EPROM programming.

XTAL1: Input to the inverting oscillator amplifier.

XTAL2: Output from the inverting oscillator amplifier.

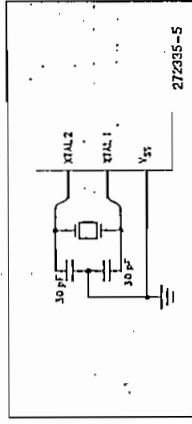


Figure 3. Using the On-Chip Oscillator

OSCILLATOR CHARACTERISTICS

XTAL1 and XTAL2 are the input and output, respectively, of an inverting amplifier which can be configured for use as an on-chip oscillator, as shown in Figure 3.

To drive the device from an external clock source, XTAL1 should be driven, while XTAL2 is left unconnected, as shown in Figure 4. There are no requirements on the duty cycle of the external clock signal, since the input to the internal clocking circuitry is through a divide-by-two flip-flop, but minimum and maximum high and low times specified on the data sheet must be observed.

An external oscillator may encounter as much as a 100 pF load at XTAL1 when it starts up. This is due to interaction between the amplifier and its feedback capacitance. Once the external signal meets the V_{IH} and V_{IL} specifications the capacitance will not exceed 20 pF.

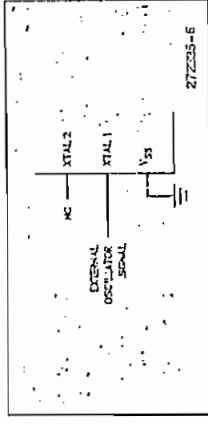


Figure 4. External Clock Drive



Section 3 Contents

DS3695/DS3695T/DS3696/DS3696T/DS3697/DS3697T/DS3698 Multipoint RS-485/RS-422 Transceivers/Repeaters	3-3
DS3695A/DS3695AT/DS3696A Multipoint RS-485/RS-422 Transceivers	3-12
DS16F95/DS3695E EIA-485/EIA-422A Differential Bus Transceivers	3-18
DS36276 Fail-safe Multipoint Transceiver	3-28
DS36277 Dominant Mode Multipoint Transceiver	3-40
DS36950 Quad Differential Bus Transceiver	3-52
DS36954 Quad Differential Bus Transceiver	3-61
DS36955 Low Power BiCMOS Hex Differential Bus Transceiver	3-68
DS5172/DS96174 RS-485/RS-422 Transceivers	3-79
DS5173C/DS96172M/DS96174C/DS96174M EIA-485/EIA-422A Quad Differential Drivers	3-84
DS5173/DS96175 RS-485/RS-422 Quad Differential Line Receivers	3-89
DS96173C/DS96173M/DS96175C/DS96175M EIA-485/EIA-422 Quad Differential Receivers	3-97
DS5176 RS-485/RS-422 Differential Bus Transceiver	3-102
DS96177 RS-485/RS-422 Differential Bus Repeater	3-110
	3-120



DS3695/DS3695T/DS3696/DS3696T/DS3697/DS3697T/DS3698 Multipoint RS485/RS422 Transceivers/Repeaters

Features

- Meets EIA standard RS485 for multipoint bus transmission and is compatible with RS-422
- 15 ns driver propagation delays with 2 ns skew (typical)
- Single +5V supply
- 7V to +12V bus common mode range permits ±7V ground difference between devices on the bus
- Thermal shutdown protection
- High impedance to bus with driver in TRI-STATE or with power off, over the entire common mode range allows the unused devices on the bus to be powered down
- Combined impedance of a driver output and receiver input is less than one RS485 unit load, allowing up to 32 transceivers on the bus
- 70 mV typical receiver hysteresis

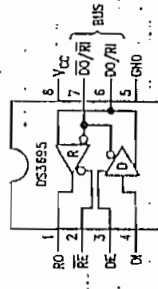
General Description

The DS3695, DS3696, DS3697 and DS3698 are high speed differential TRI-STATE* bus/line transceivers/repeaters designed to meet the requirements of EIA standard RS-485 with extended common mode range (+12V to -7V), for multipoint data transmission.

The driver and receiver outputs feature TRI-STATE capability. The driver outputs remain in TRI-STATE over the entire common mode range of +12V to -7V. Bus faults that cause excessive power dissipation within the device trigger a thermal shutdown circuit, which forces the driver outputs into the high impedance state. The DS3696 and DS3698 provide an output pin TS (thermal shutdown) which reports the occurrence of the thermal shutdown of the device. This is an "open collector" pin with an internal 10 kΩ pull-up resistor. This allows the line fault outputs of several devices to be wire OR-ed.

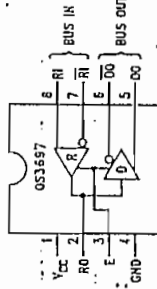
Both AC and DC specifications are guaranteed over the 0°C to 70°C temperature and 4.75V to 5.25V supply voltage range.

Connection and Logic Diagrams



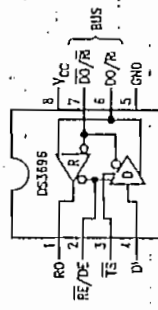
TLFF1046-1

Top View



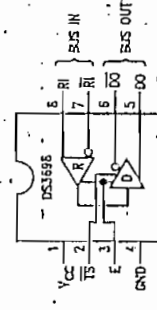
TLFF1046-13

Top View



TLFF1046-12

Top View



TLFF1046-14

Top View

Order Number DS3695N, DS3696N, DS3697N, DS3698N,
DS3695TN, DS3696TN, DS3697TJ or DS3698TJ
See NS Package Number J08A or N08E

Note: TS pin was DF (Low Fault) in previous datasheets and reports the occurrence of a thermal shutdown of the device.

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 Voltages, V_{CC}
Control Input Voltages
Driver Input Voltage
Driver Output Voltages

Receiver Input Voltages
(DS3695, DS3696)
Receiver Common Mode Voltage
(DS3697, DS3698)
Receiver Output Voltage

Continuous Power Dissipation @ 25°C
N Package

Storage Temperature Range
Lead Temperature (Soldering, 4 sec.)

Control Input Voltages
Driver Input Voltage
Driver Output Voltages

Receiver Input Voltages
(DS3695, DS3696)
Receiver Common Mode Voltage
(DS3697, DS3698)
Receiver Output Voltage

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Supply Voltage, V_{CC}
Bus Voltage
Operating Free Air Temp. (T_A)
Commercial
Industrial

Min Max Units
4.75 5.25 V
-7 +12 V
0 +70 °C
-40 +85 °C

1.07W (Note 4)
-65°C to +150°C
250°C

Recommended Operating Conditions

Electrical Characteristics (Continued)

0°C ≤ T_A ≤ +70°C, 4.75V < V_{CC} < 5.25V unless otherwise specified (Notes 2 & 3)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
I _{OSD}	Driver Short-Circuit Output Current	$V_O = -7V$ (Note 5)			-250	mA
		$V_O = +12V$ (Note 5)			+250	mA
I _{OSR}	Receiver Short-Circuit Output Current	$V_O = 0V$	-15		-85	mA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the device should be operated at these limits. The tables of "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.

Note 2: All currents into device pins are positive; all currents out of device pins are negative. All voltages are referenced to device ground unless otherwise specified.

Note 3: All typicals are given for $V_{CC} = 5V$ and $T_A = 25°C$.

Note 4: Drive linearly at 11.1 mW/IC to 570 mW at 70°C.

Note 5: All limits for which Note 5 is applied must be derated by 10% for DS3695T and DS3696T. Other parameters remain the same for this extended temperature range device (-40°C ≤ T_A ≤ +85°C).

Switching Characteristics

0°C ≤ T_A ≤ +70°C, 4.75V < V_{CC} < 5.25V unless otherwise specified (Notes 3, 6)

Receiver Switching Characteristics (Figures 2, 3 and 4)

Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t _{PLH}	$C_L = 15 pF$ S1 and S2 Closed	15	25	37	ns
t _{PHL}		15	25	37	ns
t _{PLH-t_{PHL}}		0			ns
t _{PLZ}	$C_L = 15 pF, S2$ Open	5	12	15	ns
t _{PHZ}	$C_L = 15 pF, S1$ Open	5	12	16	ns
t _{PZL}	$C_L = 15 pF, S2$ Open	7	15	20	ns
t _{PZH}	$C_L = 15 pF, S1$ Open	7	15	20	ns

Driver Switching Characteristics

Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Units
SINGLE ENDED CHARACTERISTICS (Figures 5, 6 and 7)					
t _{PLH}	$R_{LOFF} = 60\Omega$ $C_{L1} = C_{L2} = 100 pF$	9	15	22	ns
t _{PHL}		9	15	22	ns
t _{SKW}(t_{PLH}-t_{PHL})}			2	8	ns
t _{PLZ}	$C_L = 15 pF, S2$ Open	7	15	30	ns
t _{PHZ}	$C_L = 15 pF, S1$ Open	7	15	30	ns
t _{PZL}	$C_L = 100 pF, S2$ Open	30	35	50	ns
t _{PZH}	$C_L = 100 pF, S1$ Open	30	35	50	ns
DIFFERENTIAL CHARACTERISTICS (Figures 5 and 6)					
t _{PL} , t _{PH}	$R_{LOFF} = 60\Omega$ $C_{L1} = C_{L2} = 100 pF$	6	10	18	ns

Note 6: Switching Characteristics apply for DS3695, DS3696T, DS3696, DS3696T, DS3697, DS3697T, DS3697T, DS3697T.

Electrical Characteristics

0°C ≤ T_A ≤ +70°C, 4.75V < V_{CC} < 5.25V unless otherwise specified (Notes 2 & 3)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V _{OD1}	Differential Driver Output Voltage (Unloaded)	$I_O = 0$			5	V
V _{OD2}	Differential Driver Output Voltage (with Load)	(Figure 1) $R = 50\Omega$; (RS-422) (Note 5)	2			V
		$R = 27\Omega$; (RS-485)	1.5			V
ΔV _{OD}	Change in Magnitude of Driver Differential Output Voltage for Complementary Output States				0.2	V
V _{OC}	Driver Common Mode Output Voltage	(Figure 1)			3.0	V
ΔV _{OC}	Change in Magnitude of Driver Common Mode Output Voltage for Complementary Output States				0.2	V
V _{IH}	Input High Voltage		2			V
V _{IL}	Input Low Voltage				0.5	V
V _{CL}	Input Clamp Voltage				-1.5	V
I _{IL}	Input Low Current	$V_{IL} = 0.4V$			-200	μA
I _{IH}	Input High Current	$V_{IH} = 2.4V$			20	μA
I _{IN}	Input Current	$V_{CC} = 0V$ or $5.25V$ RE/DE or DE = 0V			+1.0	mA
I _{OSD}	TRI-STATE Current	$V_{CC} = 0V$ or $5.25V$, E = 0V $-7V < V_O < +12V$			-0.8	mA
V _{TH}	Differential Input Threshold Voltage for Receiver		-0.2		+0.2	V
ΔV _{TH}	Receiver Input Hysteresis				70	mV
V _{OH}	Receiver Output High Voltage	$V_{CM} = 0V$				V
V _{OL}	Receiver Output Low Voltage	IOH = -400 μA	2.4			V
		IOL = 16 mA (Note 5)				0.5
I _{OSR}	Receiver Input Resistance	IOH = 5 mA			0.45	V
I _{OSR}	Receiver Input Resistance	$V_{CC} = V_{max}$ $0.4V \leq V_O \leq 2.4V$			±20	μA
R _{IN}	Receiver Input Resistance	$-7V \leq V_{OH} \leq +12V$	12			kΩ
I _{CC}	Supply Current	No Load (Note 5) Driver Outputs Enabled Driver Outputs Disabled			42	mA
					27	mA

AC Test Circuits and Switching Waveforms



FIGURE 1. Driver VDD and VCC

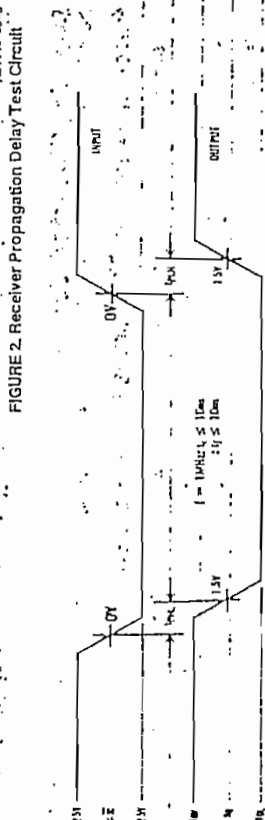


FIGURE 2. Receiver Propagation Delay Test Circuit

Note: Differential input voltage may be realized by grounding RI and passing RI between +2.5V and -2.5V.

FIGURE 3. Receiver Input-to-Output Propagation Delay Timing

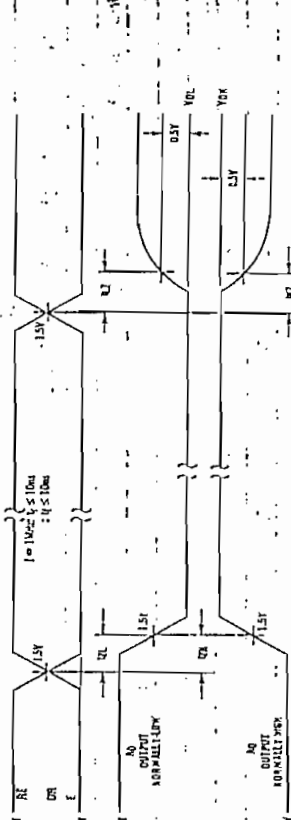
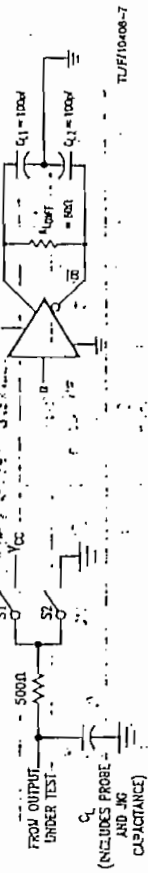


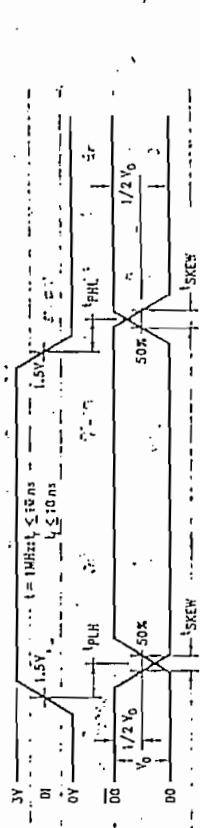
FIGURE 4. Receiver Enable/Disable Propagation Delay Timing

AC Test Circuits and Switching Waveforms (Continued)



Note: Unless otherwise specified the switches are closed.

FIGURE 5. Driver Propagation Delay and Transition Time Test Circuits



Note: t_{PLH} and t_{PLL} are measured to the respective 50% points. t_{skew} is the difference between propagation delays of the complementary outputs.

FIGURE 6. Driver Input-to-Output Propagation Delay Timing (Single-Ended)

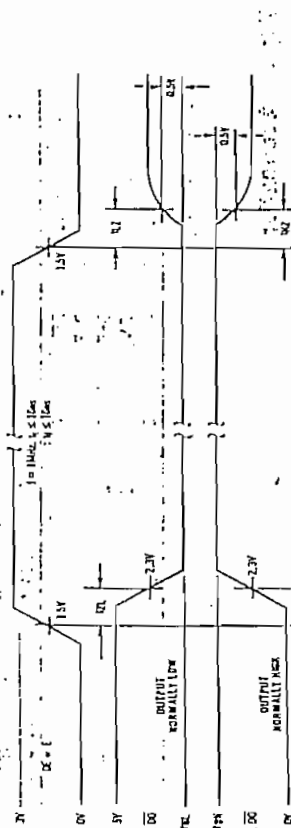


FIGURE 7. Driver Enable/Disable Propagation Delay Timing

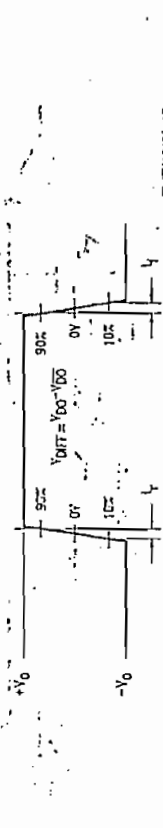


FIGURE 8. Driver Differential Transition Timing

Function Tables

DS3695/DS3696 Transmitting

Inputs		Thermal Shutdown	Outputs	
RE	DI		DO	TS*
X	1	OFF	0	H (DS3696 Only)
X	0	OFF	1	H
X	X	OFF	Z	H
X	1	ON	Z	H
X	0	ON	Z	L

DS3695/DS3696 Receiving

Inputs		Outputs	
RE	DE	RI-RI	TS*
0	0	≥ +0.2V	1
0	0	≤ -0.2V	0
1	0	X	Z

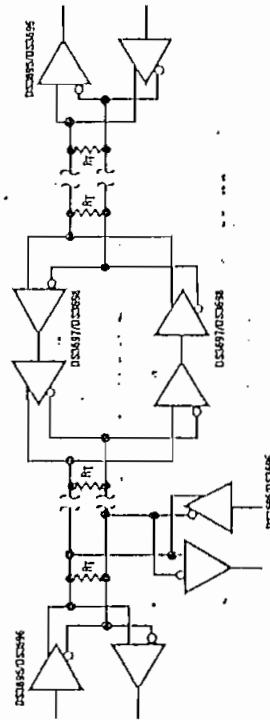
DS3697/DS3698

Inputs		Thermal Shutdown	Outputs	
E	RI-RI		DO	TS*
1	≥ +0.2V	OFF	0	1
1	≤ -0.2V	OFF	1	0
0	X	OFF	Z	Z
1	≥ +0.2V	ON	Z	1
1	≤ -0.2V	ON	Z	0

X—Don't care condition
Z—High impedance state

*TS is an "open collector" output with an on-chip 10 kΩ pull-up resistor that reports the occurrence of a thermal shutdown of the device.

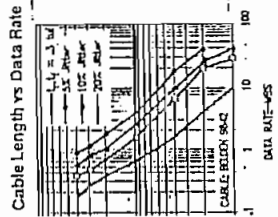
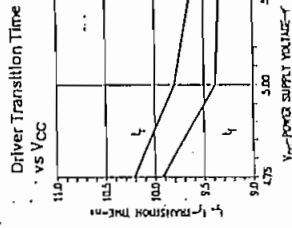
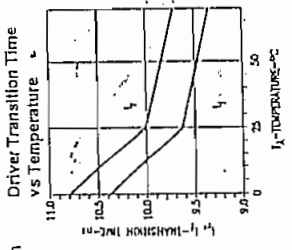
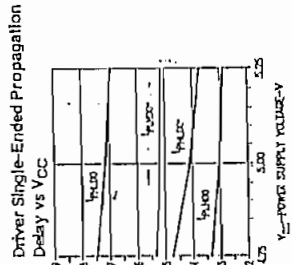
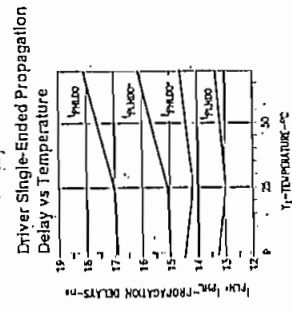
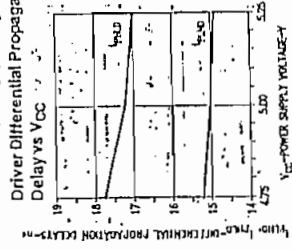
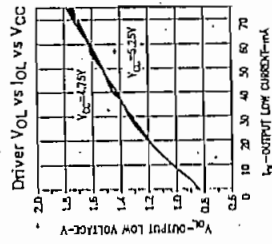
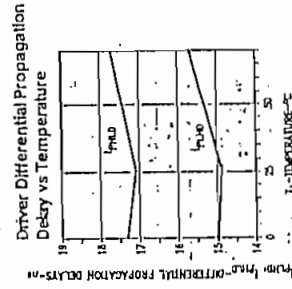
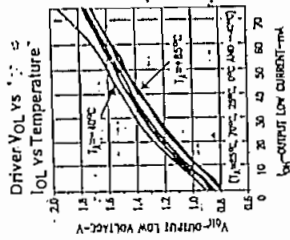
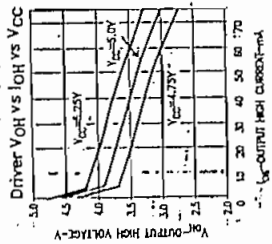
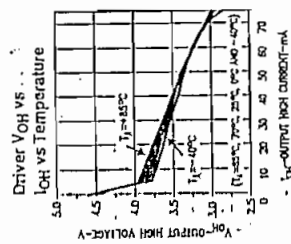
Typical Application



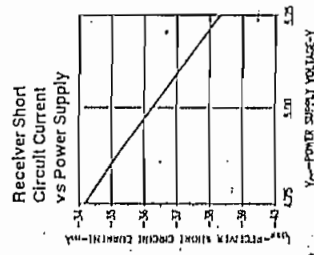
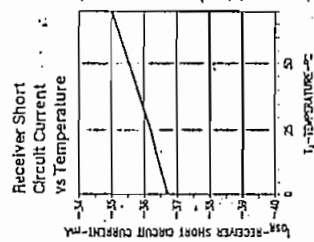
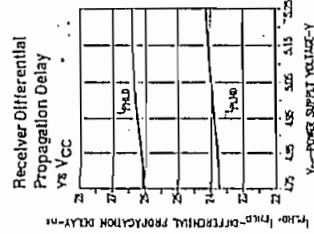
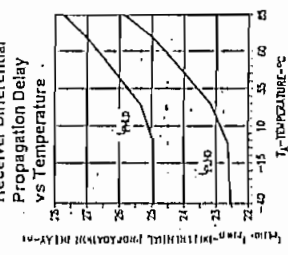
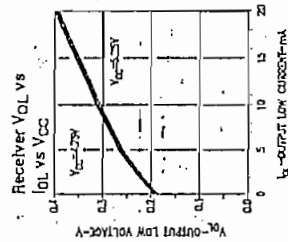
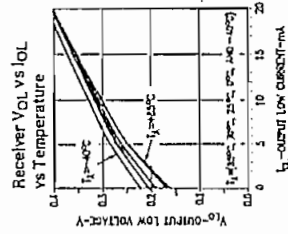
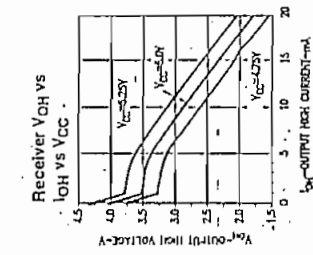
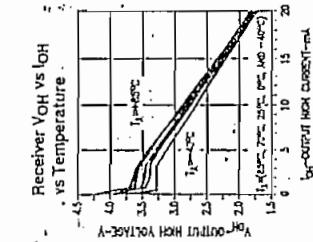
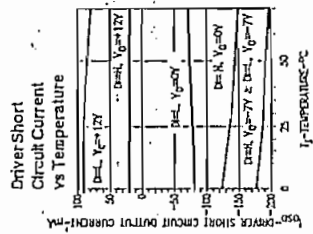
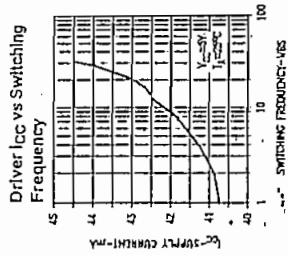
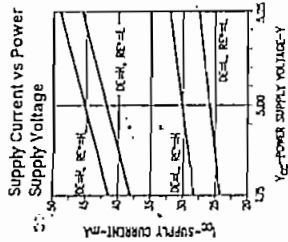
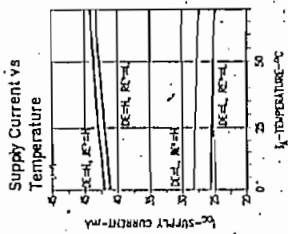
Note: Repeater internal logic not shown, see AN-712.

TU770408-11

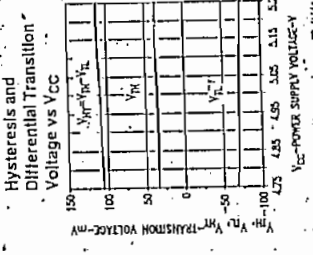
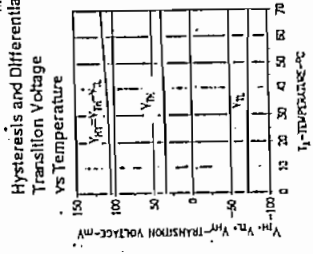
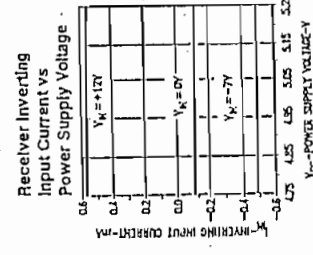
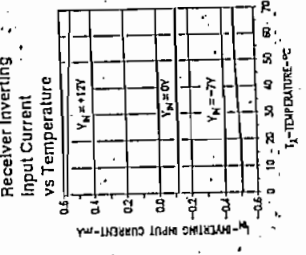
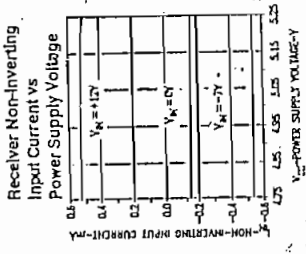
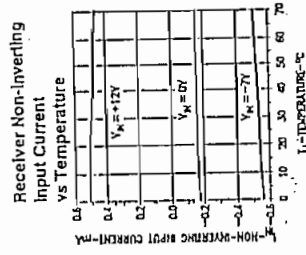
Typical Performance Characteristics



Typical Performance Characteristics (Continued)



Typical Performance Characteristics (Continued)



MAXIM

+5V-Powered Multi-Channel RS-232 Drivers/Receivers

General Description

The MAX220-MAX249 family of line drivers/receivers is intended for all EIA-232E and V.28/V.24 communications interfaces, and in particular, for those applications where $\pm 12V$ is not available.

These parts are particularly useful in battery-powered systems since their low-power shutdown mode reduces power dissipation to less than $5\mu W$. The MAX233, MAX235 and MAX245-MAX247 use no external components and are recommended for applications where printed circuit board space is critical.

All members of the family except the MAX231 and MAX239 need only a single +5V supply for operation. The RS-232 drivers/receivers have on-board charge-pump voltage converters which convert the +5V input power to the $\pm 10V$ needed to generate the RS-232 output levels. The MAX231 and MAX239, designed to operate from +5V and +12V, contain a +12V to -12V charge-pump voltage converter.

Since nearly all RS-232 applications need both line drivers and receivers, the family includes both receivers and drivers in one package. The wide variety of RS-232 applications require differing numbers of drivers and receivers. Maxim offers a wide selection of RS-232 driver/receiver combinations in order to minimize the package count (see *Selection Guide*).

Applications

- Portable Computers
- Low-Power Modems
- Interface Translation
- Battery-Powered RS-232 Systems
- Multi-Drop RS-232 Networks

Features

Superior to Bipolar

- ◆ Operate from Single +5V Power Supply (+5V and +12V – MAX231 and MAX239)
- ◆ Low-Power Receive Mode in Shutdown (MAX223/MAX242)
- ◆ Meet All EIA-232E and V.28 Specifications
- ◆ Multiple Drivers and Receivers
- ◆ 3-State Driver and Receiver Outputs
- ◆ Open-Line Detection (MAX243)

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX220CPE	0°C to +70°C	16 Plastic DIP
MAX220CSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX220CWE	0°C to +70°C	16 Wide SO
MAX220C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX220EPE	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP
MAX220ESE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO
MAX220EWE	-40°C to +85°C	16 Wide SO
MAX220MJE	-55°C to +125°C	16 CERDIP
MAX222CPN	0°C to +70°C	18 Plastic DIP
MAX222CWN	0°C to +70°C	18 Wide SO
MAX222C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX222EPN	-40°C to +85°C	18 Plastic DIP
MAX222EWN	-40°C to +85°C	18 Wide SO
MAX222EJN	-40°C to +85°C	18 CERDIP
MAX222MJN	-55°C to +125°C	18 CERDIP

Ordering Information continued on last page.

* Contact factory for dice specifications.

MAX220-MAX249



MAX220-MAX249

+5V-Powered Multi-Channel RS-232 Drivers/Receivers

Interface Products

Part Number	Power Supply (V)	No. of RS-232 Drivers/Receivers	No. of Est. Caps	Nominal Cap. Value (pF)	Shutdown & Thresh. State	Receivers Active in Shutdown	Data Rate (Chars)	Features
+5V RS-232 PRODUCTS								
MAX212	+5	35	1	0.33/0.68	Yes	✓	250	5 receivers active in shutdown; Top = 1.5mA, only receiver
MAX260	+5	45	4	1.0	Yes	✓	120	+5V, MAX261 with receiver active in shutdown
MAX261	+5	45	4	1.0	Yes	✓	120	+5V, complete IBM PC serial port
+5V RS-232 PRODUCTS								
MAX220	+5	22	4	4.7/10	No		120	Ultra low-power, industry standard product
MAX221	+5	22	4	0.1	Yes		200	+5V IBM PC serial port with receiver active in shutdown
MAX223A(MAX223)	+5	45	4	1.0(0.1)	Yes	✓	120	MAX224 4-receiver active in shutdown
MAX223B(MAX223)	+5	45	4	1.0(0.1)	Yes		120	5 drivers with shutdown
MAX223C(MAX223)	+5	50	4	1.0(0.1)	Yes		120	Standard +5V 12V or battery supplier; same functions as MAX223
MAX223D(MAX223)	+5 and +7.5 to +13.2	22	4	1.0(0.1)	No		120(64)	Industry standard
MAX224	+5	22	4	0.1	No		200	Higher flow rate, small caps
MAX225A(MAX225)	+5	22	0	-	No		120	No external caps
MAX225B	+5	22	0	-	No		200	No external caps, high flow rate
MAX225C(MAX225)	+5	40	4	1.0(0.1)	No		120	Replaces 1488
MAX225D(MAX225)	+5	50	0	-	Yes		120	No external caps
MAX225E(MAX225)	+5	40	4	1.0(0.1)	Yes		120	Shutdown, three-state
MAX225F(MAX225)	+5	50	4	1.0(0.1)	No		120	Complete IBM PC serial port
MAX225G(MAX225)	+5	44	4	1.0(0.1)	No		120	Replaces 1588 and 1489
MAX225H(MAX225)	+5 and +7.5 to +13.2	35	2	1.0(0.1)	No		120	Standard +5V 12V or battery supplier; single package solution for IBM PC serial port
MAX240	+5	45	4	1.0	Yes		120	DIP or flatpack package
MAX241(MAX241)	+5	45	4	1.0(0.1)	Yes		120	Complete IBM PC serial port
MAX242	+5	22	4	0.1	Yes	✓	100	Separate buffers and enable
MAX243	+5	22	4	0.1	No		200	Open-drain transmitter completes cabling
MAX244	+5	170	0	1.0	No		120	High flow rate
MAX245	+5	610	0	-	Yes	✓	120	High flow rate; for ext. two shutdown modes
MAX246	+5	1010	0	-	Yes	✓	120	High flow rate; for ext. three shutdown modes
MAX247	+5	69	0	-	Yes	✓	120	High flow rate; for ext. two shutdown modes
MAX248	+5	88	4	1.0	Yes	✓	120	High flow rate; industry standard
MAX249	+5	610	4	1.0	Yes	✓	120	Available in quad flatpack package
ESD/ISOLATION PRODUCTS								
MAX250	+5	22	-	-	Yes		120	Isolated RS-232 chipset
MAX251	+5	22	0	-	Yes		120	Isolated RS-232 chipset
MAX252A	+5	22	0	-	Yes		20	UL recognized, 150V ⁺ isolation
MAX252B	+5	22	0	-	Yes		20	ESD-protected 500V isolation

+5V-Powered Multi-Channel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS – MAX220/222/232A/233A/242/243

Supply Voltage (VCC)	-0.3V to +6V	16-Pin Narrow SO (derate 8.70mW/°C above +70°C) ..	696mW
Input Voltages		16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C) ...	762mW
VIN	-0.3V to (VCC - 0.3V)	18-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C)	762mW
FIN	±30V	20-Pin Wide SO (derate 10.00mW/°C above +70°C)	?
TOUR (Note 1)	±15V	16-Pin CERDIP (derate 10.00mW/°C above +70°C) ...	800mW
Output Voltages		18-Pin CERDIP (derate 10.53mW/°C above +70°C)	842mW
TOUT	±15V	Operating Temperature Ranges:	
ROUT	-0.3V to (VCC + 0.3V)	MAX2__AC__, MAX2__C	0°C to +70°C
Driver/Receiver Output Short Circuited to GND ...	Continuous	MAX2__AE__, MAX2__E	-40°C to +85°C
Continuous Power Dissipation (TA = +70°C)		MAX2__AM__, MAX2__M	-55°C to +125°C
16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C) .	842mW	Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
18-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C) .	889mW	Lead Temperature (soldering, 10 sec)	+300°C
20-Pin Plastic DIP (derate 8.00mW/°C above +70°C) ..	440mW		

Note 1: Input voltage measured with TOUR in high-impedance state, SHDN or VCC = 0V.

Stresses beyond those listed under 'Absolute Maximum Ratings' may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS – MAX220/222/232A/233A/242/243

(VCC = +5V ±10%, C1-C4 = 0.1µF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
RS-232 TRANSMITTERS						
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3kΩ to GND		±5	±8		V
Input Logic Threshold Low				1.4	0.8	V
Input Logic Threshold High			2	1.4		V
Logic Pull-Up/Input Current	SHDN = VCC			5	40	µA
	SHDN = 0V			±0.01	±1	
Output Leakage Current	VCC = 5.5V, SHDN = 0V, VOUT = ±15V			±0.01	±10	µA
	VCC = SHDN = 0V, VOUT = ±15V			±0.01	±10	
Data Rate	Except MAX220, normal operation			200	116	kbits/sec
	MAX220			22	20	
Transmitter Output Resistance	VCC = V+ = V- = 0V, VOUT = ±2V		300	10M		Ω
Output Short-Circuit Current	VOUT = 0V		±7	±22		mA
RS-232 RECEIVERS						
RS-232 Input Voltage Operating Range					±30	V
RS-232 Input Threshold Low	VCC = 5V	Except MAX243 R2IN	0.8	1.3		V
		MAX243 R2IN (Note 2)	-3			
RS-232 Input Threshold High	VCC = 5V	Except MAX243 R2IN		1.8	2.4	V
		MAX243 R2IN (Note 2)		-0.5	-0.1	
RS-232 Input Hysteresis	Except MAX243, VCC = 5V, no hyst. in shdn.		0.2	0.5	1	V
	MAX243			1		
RS-232 Input Resistance			3	5	7	kΩ
TTL/CMOS Output Voltage Low	IOUT = 3.2mA			0.2	0.4	V
TTL/CMOS Output Voltage High	IOUT = -1.0mA		3.5	VCC-0.2		V
TTL/CMOS Output Short-Circuit Current	Sourcing VOUT = GND		-2	-10		mA
	Sinking VOUT = VCC		10	30		
TTL/CMOS Output Leakage Current	SHDN = VCC or EN = VCC, 0V ≤ VOUT ≤ VCC			±0.05	±10	µA

+5V-Powered Multi-Channel RS-232 Drivers/Receivers

ELECTRICAL CHARACTERISTICS – MAX220/222/232A/233A/242/243 (continued)

(VCC = +5V ±10%, C1-C4 = 0.1µF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
EN Input Threshold Low				1.4	0.8	V
EN Input Threshold High			2.0	1.4		V
POWER SUPPLY						
Operating Supply Voltage			4.5		5.5	V
VCC Supply Current (SHDN = Vcc), Figures 5, 6, 9, 18	No load	MAX220		0.5	2	mA
		MAX222/232A/233A/242/243		4	10	
	3kΩ load both outputs	MAX220		12		
		MAX222/232A/233A/242/243		15		
Shutdown Supply Current	MAX222/242	TA = +25°C		0.1	10	µA
		TA = 0°C to +70°C		2	50	
		TA = -40°C to +85°C		2	50	
		TA = -55°C to +125°C		35	100	
SHDN Input Leakage Current					±1	µA
SHDN Threshold Low				1.4	0.8	V
SHDN Threshold High			2.0	1.4		V
AC CHARACTERISTICS						
Transition Slow Rate	CL = 50pF to 2500pF, RL = 3kΩ to 7kΩ, VCC = 5V, TA = +25°C, measured from +3V to -3V or -3V to +3V	MAX222/232A/233A/242/243	6	12	30	V/µs
		MAX220	1.5	3	30	
Transmitter Propagation Delay TTL to RS-232 (Normal Operation), Figure 1	tPHLT	MAX222/232A/233A/242/243		1.3	3.5	µs
		MAX220		4	10	
		MAX222/232A/233A/242/243		1.5	3.5	
		MAX220		5	10	
Receiver Propagation Delay RS-232 to TTL (Normal Operation), Figure 2	tPLHR	MAX222/232A/233A/242/243		0.5	1	µs
		MAX220		0.6	3	
		MAX222/232A/233A/242/243		0.6	1	
		MAX220		0.8	3	
Receiver Propagation Delay RS-232 to TTL (Shutdown), Figure 2	tPHLS	MAX242		0.5	10	µs
	tPLHS	MAX242		2.5	10	
Receiver-Output Enable Time, Figure 3	tER	MAX222/242		125	500	ns
Receiver-Output Disable Time, Figure 3	tDR	MAX222/242		160	500	ns
Transmitter-Output Enable Time (SHDN goes high), Figure 4	tET	MAX222/242, 0.1µF caps (Includes charge-pump start-up)		250		µs
Transmitter-Output Disable Time (SHDN goes low), Figure 4	tDT	MAX222/242, 0.1µF caps		600		ns
Transmitter + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	tPHLT-tPLHT	MAX222/232A/233A/242/243		300		ns
		MAX220		2000		
Receiver + to - Propagation Delay Difference (Normal Operation)	tPLHR-tPLHT	MAX222/232A/233A/242/243		100		ns
		MAX220		225		

Note 2: MAX243 R2OUT is guaranteed to be low when the R2IN is ≥ 0V or is floating.

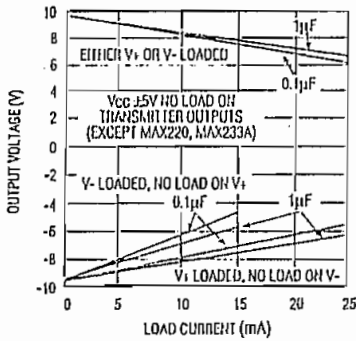
+5V-Powered Multi-Channel RS-232 Drivers/Receivers

Typical Operating Characteristics

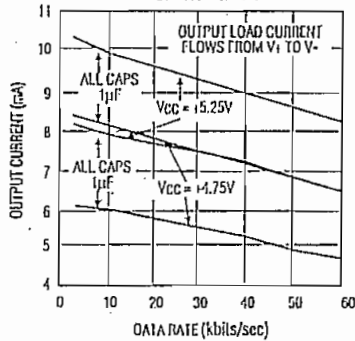
MAX220/222/232A/233A/242/243

MAX220-MAX249

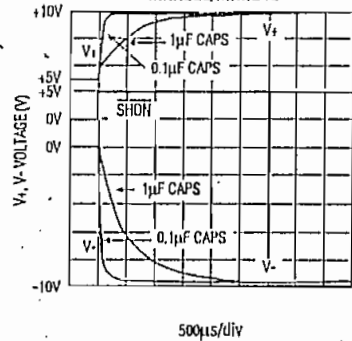
OUTPUT VOLTAGE vs. LOAD CURRENT



AVAILABLE OUTPUT CURRENT vs. DATA RATE



ON-TIME EXITING SHUTDOWN - MAX222/MAX242



+5V-Powered Multi-Channel RS-232 Drivers/Receivers

MAX220-MAX249

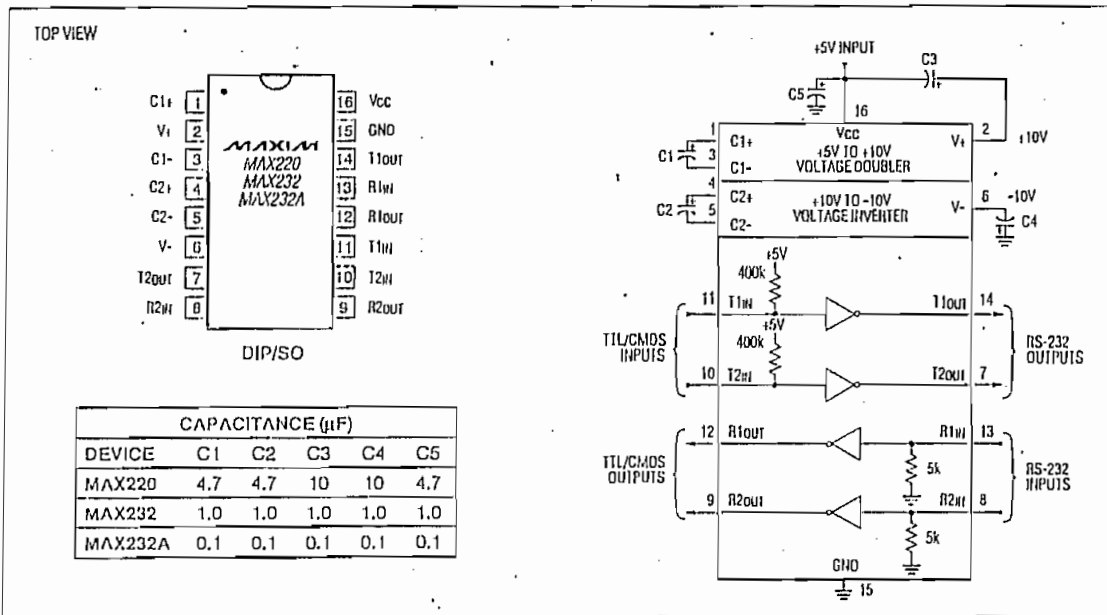


Figure 5. MAX220/232/232A Pin Configuration and Typical Operating Circuit

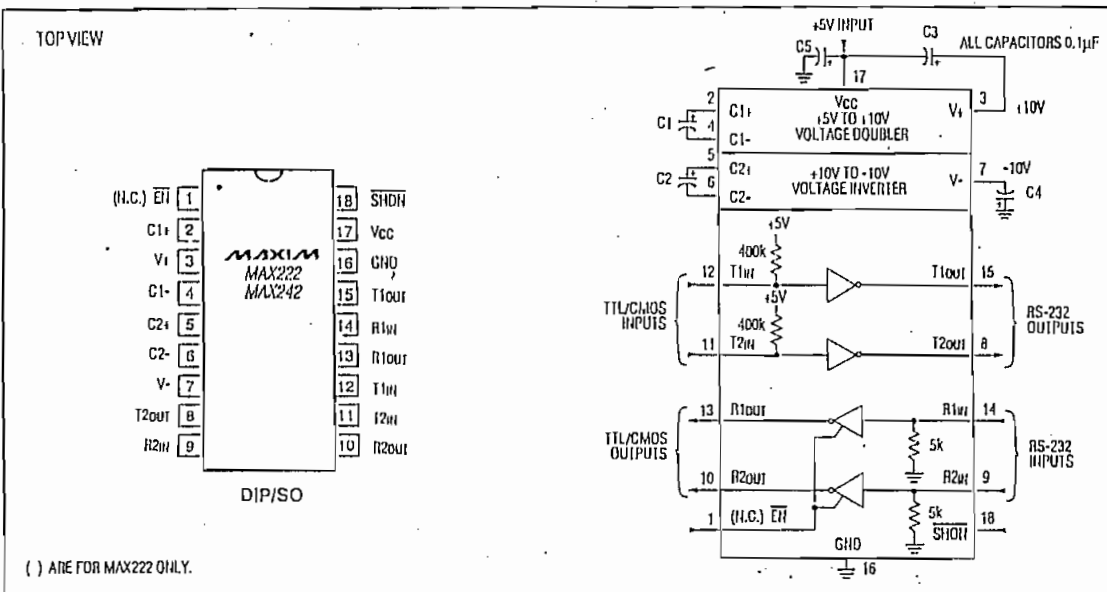


Figure 6. MAX222/MAX242 Pin Configuration and Typical Operating Circuit



PRELIMINARY

87C51/80C51BH/80C31BH CHMOS SINGLE-CHIP 8-BIT MICROCONTROLLER

Commercial/Express

87C51/80C51BH/80C51BHP/80C31BH

See Table 1 for Proliferation Options

- High Performance CHMOS EPROM
- 24 MHz Operation
- Improved Quick-Pulse Programming Algorithm
- 3-Level Program Memory Lock
- Boolean Processor
- 128-Byte Data RAM
- 32 Programmable I/O Lines
- Two 16-Bit Timer/Counters
- Extended Temperature Range (-40°C to +85°C)
- 5 Interrupt Sources
- Programmable Serial Port
- TTL- and CMOS-Compatible Logic Levels
- 64K External Program Memory Space
- 64K External Data Memory Space
- ONCE Mode Facilitates System Testing
- Power Control Modes
 - Idle
 - Power Down

MEMORY ORGANIZATION

PROGRAM MEMORY: Up to 4 Kbytes of the program memory can reside on-chip (except 80C31BH). In addition the device can address up to 64K of program memory external to the chip.

DATA MEMORY: This microcontroller has a 128 x 8 on-chip RAM. In addition it can address up to 64 Kbytes of external data memory.

The Intel 87C51/80C51BH/80C31BH is a single-chip control-oriented microcontroller which is fabricated on Intel's reliable CHMOS III-E technology. Being a member of the MCS-51 controller family, the 87C51/80C51BH/80C31BH uses the same powerful instruction set, has the same architecture, and is pin-for-pin compatible with the existing MCS-51 controller family of products.

The 80C51BHP is identical to the 80C51BH. When ordering the 80C51BHP, customers must submit the 64 byte encryption table together with the ROM code. Lock bit 1 will be set to enable the internal ROM code protection and at the same time allows code verification.

The extremely low operating power, along with the two reduced power modes, Idle and Power Down, make this part very suitable for low power applications. The Idle mode freezes the CPU while allowing the RAM, timer/counters, serial port and interrupt system to continue functioning. The Power Down mode saves the RAM contents but freezes the oscillator, causing all other chip functions to be inoperative.

For the remainder of this document, the 87C51, 80C51BH, and 80C31BH will be referred to as the 87C51/BH, unless information applies to a specific device.

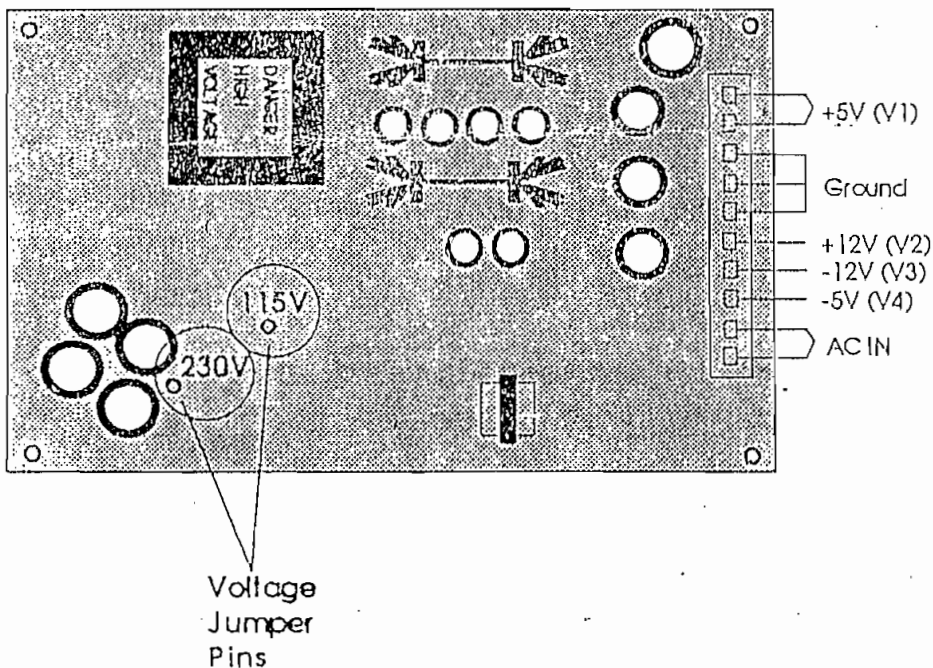
12 80C51
80C51BH/80C31BH

Features:

- Output: +5V @ 6.0A; +12V @ 1A; -5V @ 0.5A; -12V @ 1A
- Input: 115V @ 60Hz/230V @ 50Hz
- Size: 7.75" L x 4.25" W x 2" H
- Weight: 1lb.

The 28871 power supply can operate at either 115V or 230V inputs. The power supply is pre-set to operate at 115V. If you wish to operate the power supply at 230V, please follow the steps below.

1. Rotate the power supply so that it is oriented in the same direction as the picture below. Locate the voltage jumper pins. The 115V jumper pin will be covered by a grey jumper attached to a black wire.



2. Remove the jumper from the 115V jumper pin.
3. Place the jumper over the 230V jumper pin.

A.4.- Listado de materiales y Costo del Equipo.

DESCRIPCION	CANTIDA	COSTO
Fuente de voltaje de +12V 1A y +5V 6A	1	\$ 90.000
Resistencias de potencia para calibrar la fuente	4	\$ 14.000
TARJETA PRINCIPAL		
Impreso y fotografado	1	\$ 50.000
Microcontrolador 8751H	1	\$ 80.000
Convertor Análogo-Digital	1	\$ 40.000
Interruptores Análogos CD-4066B	2	\$ 8.000
Convertidor TTL-RS-485 DS-3695	1	\$ 10.000
Compuerta AND, 74LS00	1	\$ 4.000
Compuerta Inversora	1	\$ 4.000
Decodificador BCD - 7segmentos.	1	\$ 5.000
Multiplexor	1	\$ 5.000
Cristal 4 MHz	1	\$ 7.000
Transistores de señal PNP	6	\$ 6.000
Transistor NPN de señal	1	\$ 1.500
Diodos Zener de 5.1V.	8	\$ 4.000
Condensadores varios valores	10	\$ 4.000
Resistencia 1/4w varios valores	60	\$ 9.000
Circuitos Integrados LM324.	4	\$ 13.000
SUBTOTAL		\$ 250.500
TARJETA DE INTERFACE RS-485 / RS-232		
Impreso y Fotografado	1	\$ 30.000
Convertidor RS-485 / TTL DS-3695	1	\$ 10.000
Convertidor TTL / RS-232. MAX-232	1	\$ 12.000
Transistor de señal NPN.	1	\$ 1.500
Condensadores de varios valores	7	\$ 2.800
Resistencias de varios valores	2	\$ 300
SUBTOTAL		\$ 56.600
ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA NTC		
Impreso y Fotografado	11	\$ 30.000
Sensor de Temperatura	2	\$ 20.000
C. I. LM324.	2	\$ 7.000
Potenciómetros varios valores	3	\$ 10.500
Resistencias varios valores	30	\$ 4.500
SUBTOTAL		\$ 72.000
ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA LM335		
Impreso y Fotografado	1	\$ 30.000
Sensor de Temperatura	1	\$ 10.000
C. I. LM324.	2	\$ 7.000
Potenciómetros varios valores	3	\$ 10.500
Resistencias varios valores	30	\$ 57.500
SUBTOTAL		\$ 115.000
ACONDICIONADOR DE TEMPERATURA Pt100		
Impreso y Fotografado	1	\$ 30.000
Sensor de Temperatura	2	\$ 30.000
C. I. LM324.	2	\$ 7.000
Potenciómetros varios valores	3	\$ 10.500
Resistencias varios valores	30	\$ 4.500
SUBTOTAL		\$ 81.500
Fusible de protección del aparato	1	\$ 2.500
Cable de conexión	1m	\$ 6.500

SUBTOTAL		\$ 81.500
Fusible de protección del aparato	1	\$ 2.500
Cable de conexión	1m	\$ 6.500
15 metros de cable de Instrumentación STP.	3	\$ 135.000
30 metros de cable estructurado UTP categoría 5	1	\$ 150.000
Cables de conexión		\$ 50.000
Pines de conexión	50	\$ 25.000
SUBTOTAL		\$ 369.000
Otros		\$ 100.000
TOTAL		\$1'090.000

Cabe anotar que estos precios son los que actualmente están vigentes en el mercado.

Un proyecto similar en el extranjero cuesta:

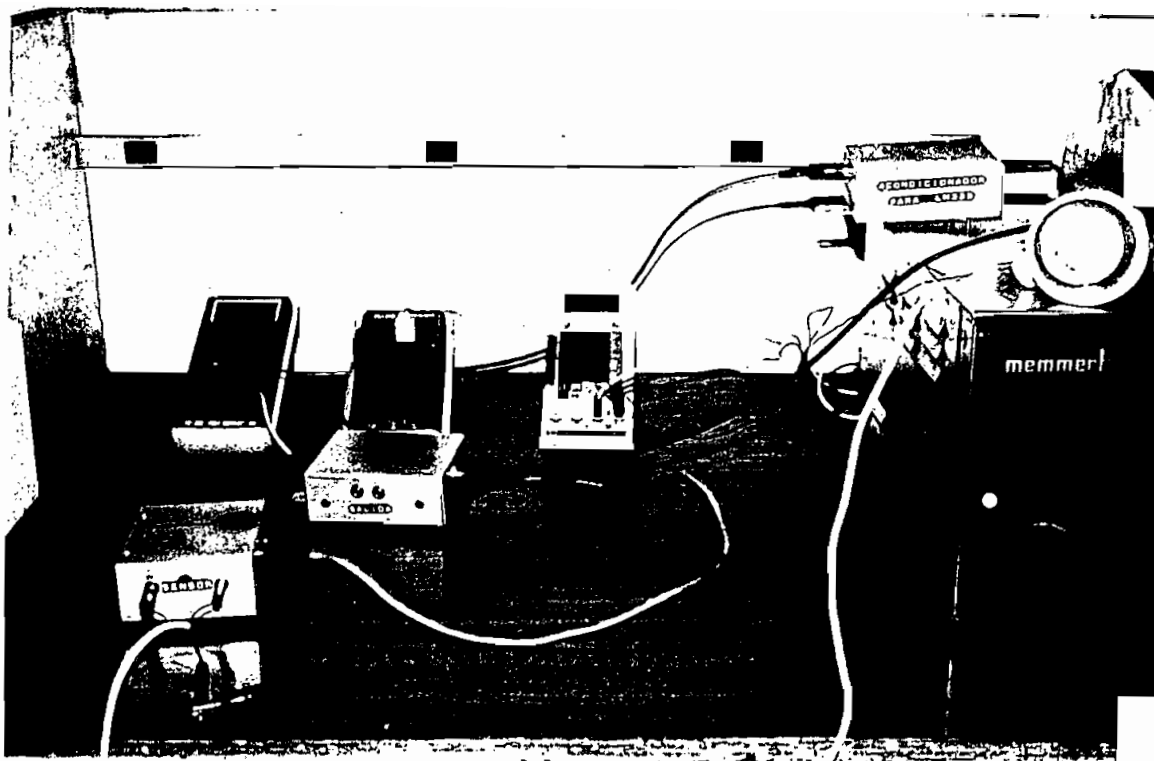
DESCRIPCION	COSTO
Tarjeta de adquisición de datos para transmisión RS-485 modelo ADR101 de Texas Instruments. 3 entradas analógicas, 8 salidas digitales	\$ 800.000
Sensor y Acondicionador de Temperatura para el C.I. LM335. + transmisor de 10 voltios.	\$ 200.000
Adaptador AC-DC de 9 voltios	\$40.000
TOTAL	\$1'040.000

Considerando las características de las dos tarjetas:

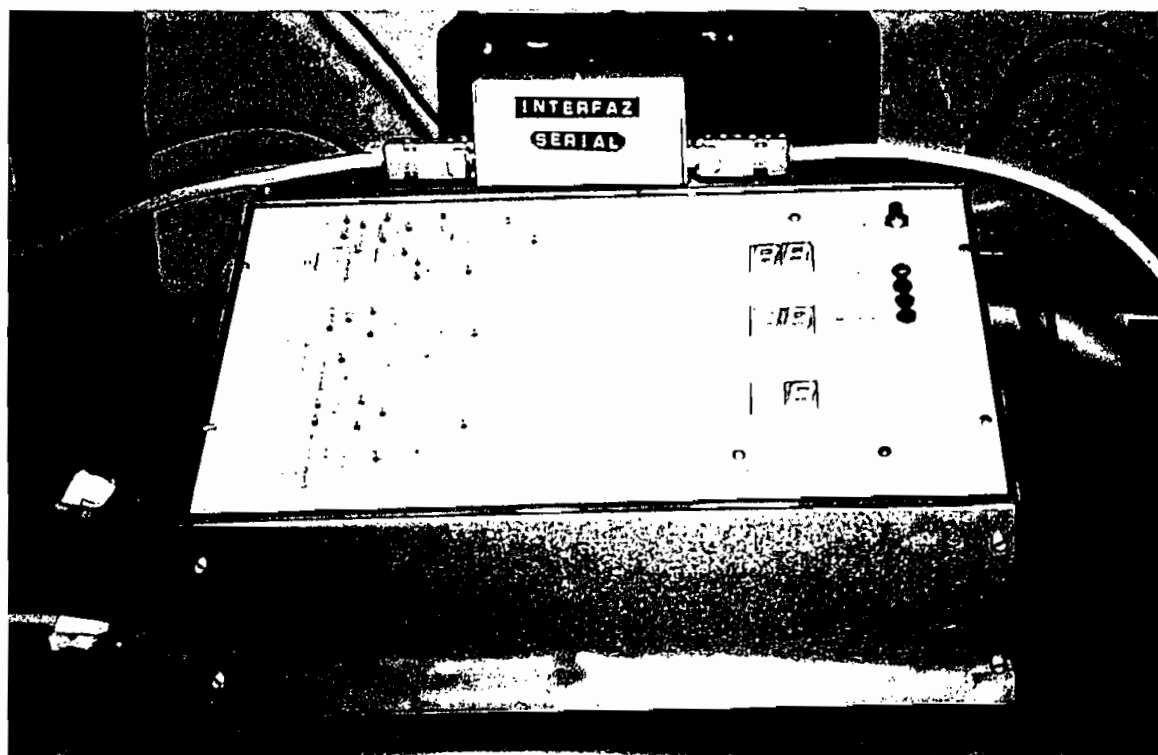
- La tarjeta diseñada para esta aplicación tiene 12 entradas analógicas de 10 voltios.
- En el diseño nacional se tienen 3 circuitos acondicionadores de temperatura con sus respectivos sensores y transmisores.

Se llega a la conclusión de que resulta más conveniente invertir en un diseño desarrollado en este país que uno importado. El problema está en que no existe la suficiente confianza de los inversionistas para invertir el dinero en este tipo de proyectos para producir en grandes cantidades.

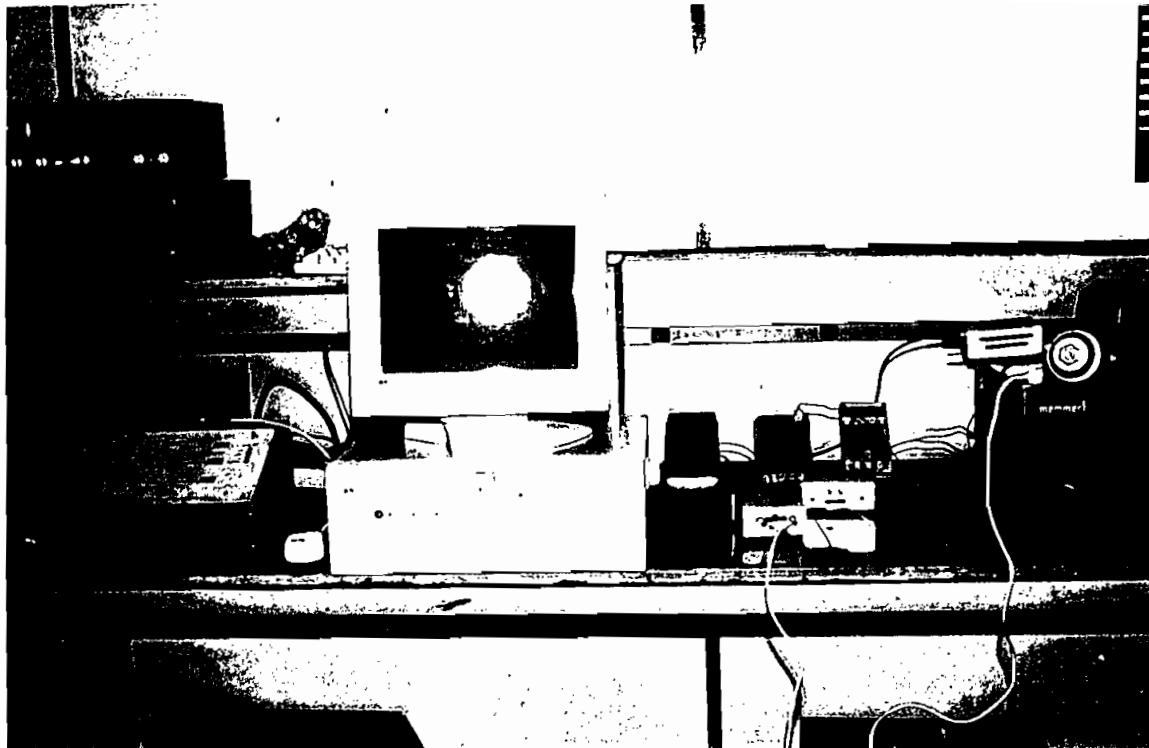
A.4.- Tomas de Fotografía del Módulo Didáctico y Acondicionadores de Temperatura.



Acondicionadores de Temperatura.



Centro de Reconilación de Datos y Interfaca Serial del PC



Módulo Didáctico y software para sensores de temperatura de medio

10/10/2017

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- **HARRY N. NORTON.** SENSORES Y ANALIZADORES. PRENTICE - HALL. ESPAÑA 1984.
- 2.- **WILLIAM D. COOPER & ABERT D. HELFRICK.** INSTRUMENTACION ELECTRONICA MODERNA Y TECNICAS DE MEIDICION. PRENTICE - HALL. MEXICO. 1991.
- 3.- **CREUS SOLE ANTONIO.** INSTRUMENTOS INDUSTRIALES TERCERA EDICION. MARCOMBO. ESPAÑA 1985.
- 4.- **CERON GUERRA JHON.** DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CONTROL DE TEMPERATURA DE UN HORNO A GAS. TESIS DE GRADO - ESCUELA POLITECNICA NACIONAL. QUITO. 1992.
- 5.- **JARAMILLO C. JAIME.** SISTEMA DIGITAL PARA INDICACIN DE TEMPERATURA. TESIS DE GRADO - ESCUELA POLITECNICA NACIONAL. QUITO. 1984.
- 6.- **OMEGA ENGINEERING.** MEASUREMENT HANDBOOK AND ENCICLOPEDIA. OMEGA ENGINEERING INC. USA. 1987.
- 7.- **GONZALES VASQUEZ JOSE.** INTRODUCCION A LOS MICROCONTROLADORES. HARDWARE, SOFTWARE Y APLICACIONES. McGRAW-HILL. ESPAÑA .1992.
- 8.- **RICARDO ZELENOVSKY.** IBM PC PARA INGENIEROS. ESCUELA POLITECNICA DEL EJERCITO.

- 9.- **NATIONAL SEMICONDUCTOR.** GENERAL PURPOSE LINEAR DEVICES.
NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION, USA 1989.
- 10.- **NATIONAL SEMICONDUCTOR.** NATIONA DATA ACQUISITION DATA-
BOOK. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION, USA 1995.
- 11.- **NATIONAL SEMICONDUCTOR.** INTERFACE : DATA TRANSMISSION
DATABOOK. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPARATION, USA 1994.
- 12.- **MAXIM INTEGRATED PRODUCTS.** NEW REALASES DATA BOOK VO-
LUMEN IIL. MAXIM, USA 1994.
- 13.- **GARY CORNELL.** MANUAL DE VISUAL BASIC 3 PARA WINDOWS.
McGRAW-HILL, ESPAÑA 1994.
- 14.- **MICROSOFT VISUAL BASIC.** PROGRAMMING SYSTEM FOR WINDOWS
VERSION 3.0 Languaje REFERENCE.. MICROSOFT CORPORATION,
USA. 1993..
- 15.- **MICROSOFT VISUAL BASIC.** PROGRAMMING SYSTEM FOR WINDOWS
VERSION 3.0 PROGRAMMER'S GUIDE.. MICROSOFT CORPORATION,
USA. 1993..
- 16.- **MICROCOMPUTER JOURNAL.** USA. SEPTIEMBRE 1994.
- 17.- **COMPUTERCRAFT MAGAZINE'S.** USA. FEBRERO 1993.
- 18.- **MICROCOMPUTER JOURNAL.** THE COMPUTER APPLICATIONS
JOURNAL ISSUE #38. USA. SEPTIEMBRE 1993.
- 19.- **MICROCOMPUTER JOURNAL.** USA. MARZO/ABRIL 1994.