

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"SIMULACION Y CONTROL ANALOGICO DE
TEMPERATURA EN LIQUIDOS"

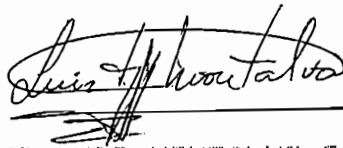
TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERIA
EN LA ESPECIALIZACION ELECTRONICA Y CONTROL

IVAN ROBERTO IRARRA VITERI

Quito, Mayo de 1990

CERTIFICACION

Certifico que el presente
trabajo ha sido realizado
por el Sr. Iván Ibarra
Viteri bajo mi dirección.



ING LUIS MONTALVO R.

INDICE

	Pag.	
INTRODUCCION	i	
CAP. 1: GENERALIDADES		
1.1	Importancia de la temperatura en los Procesos Industriales	1
1.2	Transductores de Temperatura	3
1.2.1	Detector Resistivo de Temperatura RTD	5
1.2.2	Termistores	8
1.2.3	Termopares	11
1.2.4	Pirómetros de Radiación	15
1.2.5	Otros Transductores	20
CAP. 2: METODOS DE MEDICION DE TEMPERATURA EN LIQUIDOS		
2.1	Medición Mediante Termistor	22
2.1.1	Característica Resistencia Temperatura de los Termistores NTC	23
2.1.2	Definición de especificaciones de termistores	24
2.1.3	Linealización de la Característica del NTC	26
2.1.4	Aplicaciones de los NTC	31
2.2	Medición Mediante Termopar	33
2.2.1	Compensación Mediante Termopar Auxiliar	34
2.2.2	Compensación Mediante PTC	35
2.2.3	Compensación Mediante NTC	36
2.2.4	Instrucciones para el manejo de Termopares	38
2.3	Medición Mediante RTD	39

2.3.1	RTDs de Metal y Film	39
2.3.2	Medida de Resistencia	41
CAP. 3: SISTEMA DE CONTROL		
3.1	Breve estudio de acciones de control	45
3.2	Descripción de la planta a controlar	53
3.3	Diagrama de Bloques General	55
3.4	Transmisor para el Termistor	57
3.4.1	Diseño de la Fuente de Corriente Constante	65
3.4.2	Diseño de la Red de Linealización de la Característica Resistencia Temperatura del Termistor	68
3.4.3	Diseño del Corrector de Fase	75
3.4.4	Diseño del Conversor Voltaje-Corriente	77
3.5	Transmisor para el Termopar	79
3.5.1	Amplificadores de Instrumentación	81
3.6	Diseño del Controlador	87
3.6.1	Diseño del Conversor Corriente-Voltaje	87
3.6.2	Diseño del Detector de Error	89
3.6.3	Diseño del Controlador	91
3.7	Circuito de Salida	98
3.8	Protecciones	100
3.8.1	Estabilización del Voltaje de la Fuente	100
3.8.2	Protección de Sobrecorriente	101

	según el grado de envejecimiento	
1.4	Curvas características de los termistores	
1.5	Ley del circuito homogéneo	
1.6	Ley de los metales intermedios	
1.7	Ley de las temperaturas sucesivas	

- 1.8 Curvas características fem-temperatura de los termopares
- 2.1 Linealización por resistencia en paralelo
- 2.2 Linealización por resistencia en serie
- 2.3 Linealización mediante termistor compuesto
- 2.4 Respuesta de Linealización mediante termistor compuesto
- 2.5 Fuente de Wheatstone usando termistor
- 2.6 Formación de termopares parásitos
- 2.7 Compensación mediante termopar auxiliar
- 2.8 Compensación mediante PTC
- 2.9 Compensación mediante NTC
- 2.10 Fuente de Wheatstone
- 2.11 Fuente de Wheatstone de tres hilos
- 2.12 Medida de resistencia con cuatro hilos
- 3.1 Control de dos posiciones
- 3.2 Control Proporcional
- 3.3 Control Proporcional Integral
- 3.4 Control Proporcional Derivativo
- 3.5 Control PID
- 3.6 Esquema simplificado de la planta
- 3.7 Diagrama de bloques del sistema
- 3.8 Transmisor para el termistor
- 3.9 Amplificador de ganancia variable
- 3.10 Fuente de corriente constante
- 3.11 Amplificador diferencial
- 3.12 Convertidor voltaje-corriente

- 3.13 Amplificador de Instrumentación
- 3.14 Transmisor para el Termopar
- 3.15 Controlador PID electrónico
- 3.16 Conversor corriente-voltaje
- 3.17 Detector de Error
- 3.18 Control PID electrónico usando amplificadores operacionales
- 3.19 Circuito Final de Salida
- 3.20 Estabilización de voltaje mediante diodo zener
- 3.21 Protección de sobrecorriente

TABLAS

TABLA

- 2.1 Especificaciones de Termistores
- 2.2 Resistividad de varios metales
- 3.1 Resistencia en Función de la Temperatura para los termistores que forman la sonda OL-710-PP
- 3.2 Voltajes de entrada y salida del amplificador de ganancia variable
- 3.3 Resistencias que conforman el divisor de tensión de la red de linealización
- 3.4 Voltaje de salida del transmisor en función de la temperatura
- 3.5 Valores de los condensadores empleados en sintonización

INTRODUCCION

En el presente trabajo se desarrolla e implementa un prototipo de Control Analógico de Temperatura en Líquidos, como parte del proyecto CONUEP-EPN 85-06 el cual está orientado a proveer del material didáctico necesario, al Laboratorio de Instrumentación de la Facultad de Ingeniería Eléctrica.

El control forma parte del sistema global de Control de Temperatura en Líquidos provisto de dos lazos de control: uno digital y otro analógico, los cuales actúan sobre la misma planta, construida por la Facultad de Ingeniería Mecánica.

El sistema global cuenta con tres sensores para monitorear el valor de la temperatura del líquido, a saber: un RTD que sirve para el lazo digital y un Termistor y un Termopar que sirven para el lazo analógico. El sistema emplea agua como líquido de trabajo y su temperatura teóricamente puede ser controlada desde 0 a 100 °C.

El sistema de calentamiento está constituido por un conjunto de resistencias eléctricas sumergibles, las cuales proveen el calor necesario para incrementar la temperatura. Al controlar la potencia disipada por las resistencias se controla la cantidad de calor que se introduce al tanque. El sistema de enfriamiento lo constituye un intercambiador de calor, el cual toma el agua caliente del tanque para

intercambiar su calor con agua fría procedente de la red de distribución pública y de esa manera reducir el valor de la temperatura del líquido contenido dentro del tanque. Ambos líquidos jamás llegan a entrar en contacto directo sino que uno de ellos fluye en el interior de una tubería y el otro en el exterior.

El capítulo 1 contiene información referente a los diferentes tipos de transductores eléctricos empleados en la medición de temperatura. El capítulo 2 trata de los diferentes métodos de medición de la temperatura empleando los sensores disponibles en el laboratorio y los problemas y soluciones inherentes a cada método. El capítulo 3 describe en forma detallada los pasos seguidos en el diseño de los transmisores y el controlador respectivo. Finalmente el capítulo 4 expone los resultados obtenidos con el prototipo implementado.

CAPITULO I

GENERALIDADES

CAPITULO I

GENERALIDADES

1.1 IMPORTANCIA DE LA TEMPERATURA EN LOS PROCESOS INDUSTRIALES [1]

La medición de temperatura constituye una de las mediciones más importantes y más comunes que se efectúan en los procesos industriales. Las limitaciones del sistema de medición quedan definidas en cada tipo de aplicación por la precisión, por la velocidad de captación de la temperatura, por la distancia entre el instrumento de medición y el aparato receptor y por el tipo de instrumento indicador, registrador o controlador necesario.

Es importante señalar que es esencial una comprensión clara de los distintos métodos de medición con sus ventajas

¹ ENCICLOPEDIA MUNDO ELECTRONICO; Transductores de Temperatura; CREUS Solé A.; Vol. IV; pp 115 a 128; Barcelona; 1981.

y desventajas propias para lograr una selección óptima del sistema adecuado.

La industrialización creciente y la fuerte competencia exigen productos progresivamente más uniformes con el fin de reducir los costos y elevar la calidad al nivel que el mercado exige.

En este contexto es forzoso medir y controlar las variables influyentes en el proceso para garantizar que el producto final cumpla las normas de calidad con la mínima incertidumbre. La temperatura es una variable preponderante en gran número de procesos industriales y por lo tanto su control debe ser preciso y estable.

A continuación se ilustran varios ejemplos de procesos industriales en los cuales el control de temperatura es vital:

- a) La velocidad de reacción química se dobla aproximadamente cada 10°C ; se observará la importancia de mantener la temperatura constante y a un valor prefijado.
- b) Al trabajar con geles, es importante tener en cuenta lo mencionado en el literal a) para mantener el proceso por debajo de una temperatura crítica a la cual el gel se solidifica.

- c) En la esterilización de productos alimenticios, una temperatura inferior no cumple la función y otra superior puede destruir el producto.
- d) En la inyección de plásticos existe una temperatura óptima para cada material por debajo de la cual no tiene la plasticidad adecuada y por encima de la cual se degradan sus características.

Todos los procesos citados y muchos otros, tienen en común la medida de la temperatura y difieren en aspectos tecnológicos de su control, de forma especial según sea la fuente energética utilizada.

Se puede concluir que la realización de un sistema de medición es sencilla; sin embargo la dificultad radica en la necesidad de mantener su confiabilidad constante a lo largo del tiempo pese a las variaciones ambientales extremas y a los efectos del ruido eléctrico y otras perturbaciones.

1.2 TRANSDUCTORES DE TEMPERATURA

Los transductores eléctricos de temperatura utilizan diversos fenómenos que son influidos por la temperatura y entre los cuales figuran:

- a) Variación de resistencia de un conductor: sondas de resistencia.
- b) Variación de resistencia de un semiconductor: termistores.

- c) f. e. m. creada en la unión de dos metales distintos: termopares.
- d) Intensidad de la radiación total emitida por el cuerpo: pirómetros de radiación.
- e) Otros fenómenos usados en laboratorio: velocidad del sonido en un gas, frecuencia de resonancia de un cristal, etc.

En la figura 1.1 se muestran los diferentes transductores eléctricos y electrónicos de temperatura con su intervalo de medida:

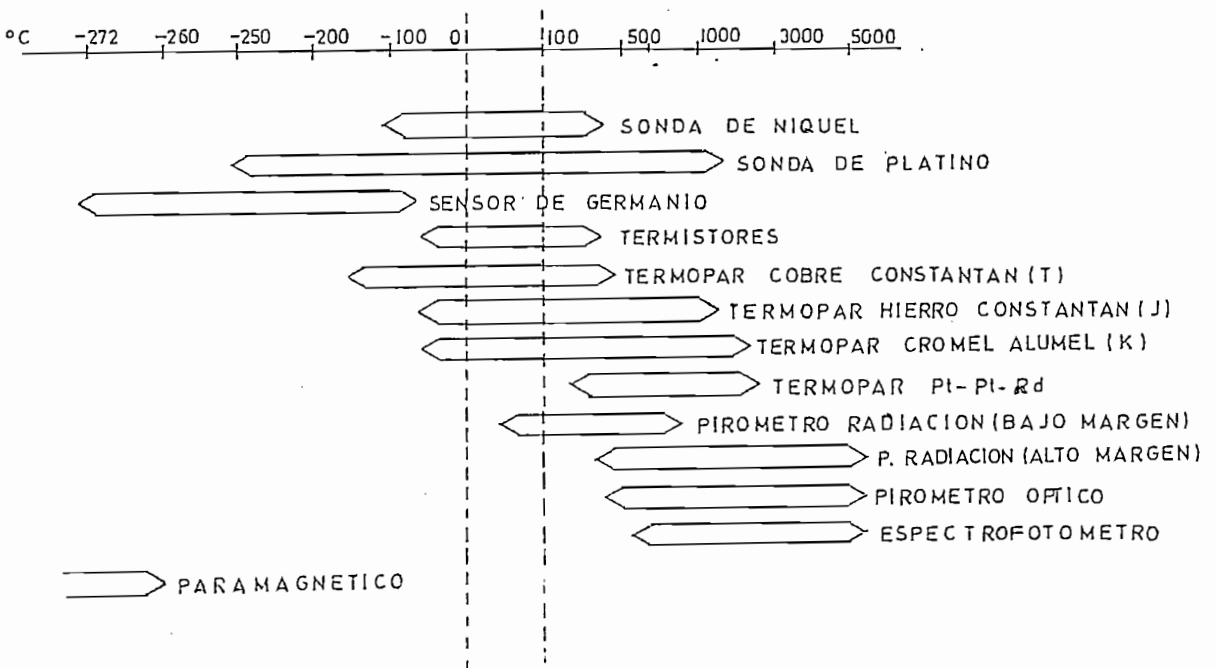


Fig 1.1 Campo de aplicación de los transductores eléctricos de temperatura.

1.2.1 DETECTOR RESISTIVO DE TEMPERATURA (RTD)

Cuando se utiliza un conductor de metal puro para la medida de temperatura nos referimos a él como un detector resistivo de temperatura, o un RTD (Resistive Temperature Detector). Los metales puros tienen coeficiente positivo de resistencia bastante constante.

El material que forma el conductor se caracteriza por el llamado "coeficiente térmico" que expresa la variación de la resistencia del conductor por cada grado que cambia su temperatura; es decir es la relación del cambio en la resistencia al cambio en la temperatura. Un coeficiente positivo significa que la resistencia se hace mayor a medida que aumenta la temperatura.

Si el coeficiente es una constante significa que el factor de proporcionalidad entre resistencia y temperatura es constante y que la función de transferencia resistencia/temperatura será graficada como una línea recta.

La medición de temperatura utilizando RTDs llamados también sondas de resistencia, depende de las características de resistencia en función de la temperatura que son propias del elemento de detección.

El elemento consiste usualmente en un hilo muy fino del conductor adecuado, bobinado entre capas de material,

aislante y protegido con un revestimiento de vidrio o cerámica.

La relación entre estos factores puede verse en la ecuación 1.1:

$$R_t = R_0 (1 + \alpha.t) \quad (\text{ec. 1.1})$$

en la que: R_0 = resistencia en ohmios a 0 °C

R_t = resistencia en ohmios a t °C

α = coeficiente de temperatura de la resistencia

En la figura 1.2 se pueden ver las curvas de resistencia relativa de varios metales en función de la temperatura:

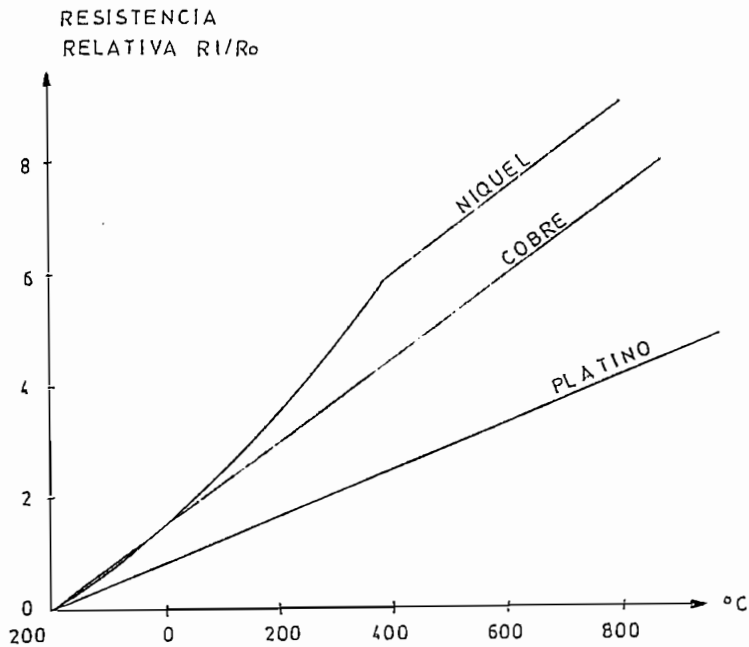


Fig 1.2 Resistencia relativa de los metales en función de la temperatura

Los materiales que forman el conductor de la resistencia deben poseer las siguientes características:

- a) Alto coeficiente térmico ya que de este modo el instrumento de medición será muy sensible, puesto que la resistividad del material se verá afectada por una constante alta.
- b) Alta resistividad ya que para RTDs con constantes de temperatura iguales, cuanto mayor sea la resistencia a una temperatura dada tanto mayor será la variación por grado, lo cual implica una lectura bastante diferente entre puntos de medición correspondientes a temperaturas cercanas entre sí.
- c) Relación lineal resistencia-temperatura.
- d) Rigidez y ductibilidad lo que permite realizar los procesos de fabricación de estirado y arrollamiento del conductor en las bobinas de la sonda, a fin de obtener tamaños pequeños (rapidez de respuesta).
- e) Estabilidad de las características durante la vida útil del material.

Los materiales que se usan normalmente en las sondas de resistencia son el platino y el níquel. El platino es el

material más adecuado desde el punto de vista de precisión y estabilidad, pero presenta el inconveniente de su costo.

El níquel es más barato que el platino y posee una resistencia más elevada con una mayor variación por grado, sin embargo tiene como desventaja la falta de linealidad en su relación resistencia/temperatura y las variaciones que experimenta su coeficiente térmico según los lotes fabricados.

El cobre tiene una variación de resistencia uniforme, es estable y barato pero tiene el inconveniente de su baja resistividad.

Las bobinas que llevan arrollado el hilo de resistencia están encapsuladas y situadas dentro de un tubo de protección o vaina de material adecuado al fluido del proceso (acero, hastelloy, monel, etc).

La variación de resistencia de las sondas es medida con un puente de Wheatstone dispuesto en montajes denominados de dos hilos, de tres hilos o de cuatro hilos, según sea el número de hilos de conexión de la sonda de resistencia al puente.

1.2.2 TERMISTORES

Los termistores son semiconductores electrónicos con coeficiente de temperatura negativo de valor elevado.

La relación entre la resistencia y la temperatura viene dada por la ecuación 1.2:

$$R = A \cdot \exp(B/T) \quad (\text{ec 1.2})$$

donde: R = resistencia en ohmios a la temperatura absoluta T

A, B = constantes específicas para cada tipo de material

exp = base de los logaritmos naturales

Hay que indicar que para obtener una buena estabilidad en los termistores es necesario envejecerlos adecuadamente, como se indica en la figura 1.3:

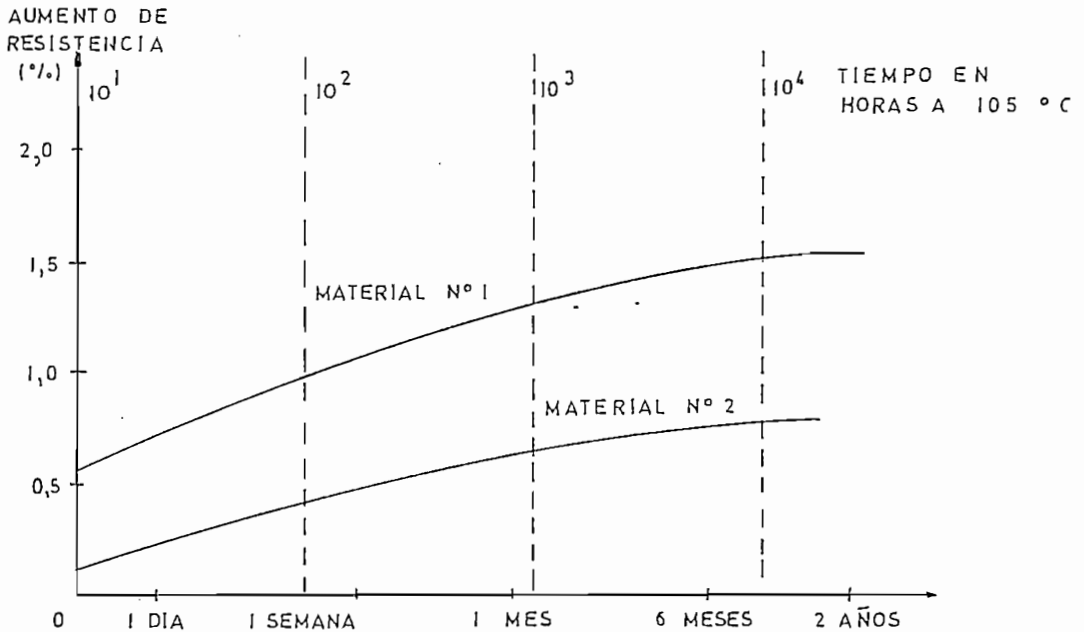


Fig 1.3 Curvas de estabilidad de termistores según el grado de envejecimiento.

Los termistores se conectan a puentes de Wheatstone convencionales o a otros circuitos de medida de resistencia. En intervalos amplios de temperatura, los termistores tienen características no lineales. Al tener un alto coeficiente de

temperatura poseen una mayor sensibilidad que las sondas de resistencia y permiten incluso intervalos de medida de 1 °C. Son de tamaño pequeño y su tiempo de respuesta varía de fracciones de segundo a minutos dependiendo de la capacidad térmica y de la masa del termistor.

Las curvas características de los termistores se muestran en la figura 1.4:

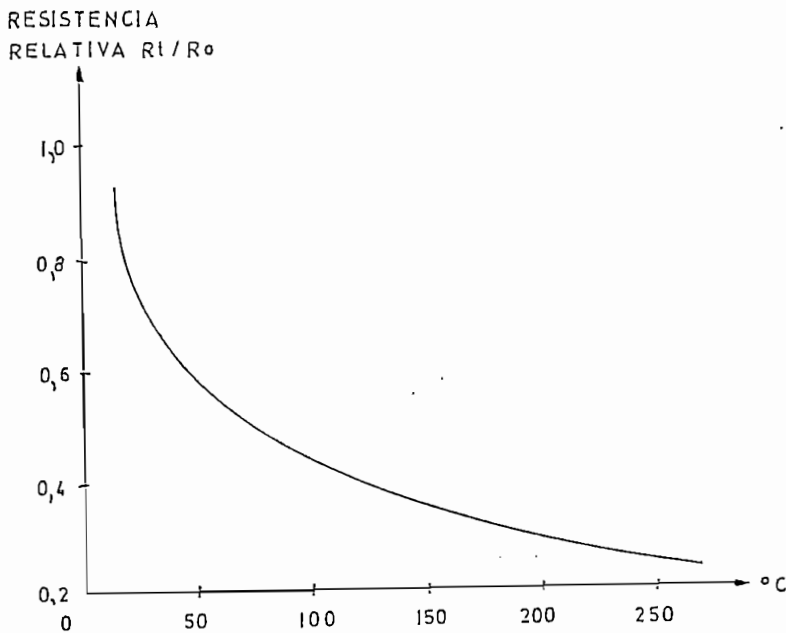


Fig 1.4 Curvas características de los termistores

Tanto para el termistor como para el RTD, la distancia entre el sensor 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 sensor a través del circuito de medida debe ser baja para garantizar que la variación de resisten-

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

Los termistores encuentran su principal aplicación en la compensación de temperatura, como temporizadores y como elementos sensibles en vacuómetros.

1.2.3 TERMOPARES

Se basan en el efecto descubierto por Seebeck en el año 1821 de la circulación de una corriente en un circuito formado por dos metales diferentes, cuyas uniones (unión de medida o caliente y unión de referencia o fría) se mantienen a distinta temperatura. Esta circulación de corriente se debe a dos efectos termoeléctricos combinados, el efecto Peltier que provoca la liberación o absorción de calor en la unión de dos metales distintos cuando una corriente circula a través de la unión y el efecto Thomson que consiste en la liberación o absorción de calor cuando una corriente circula a través de un metal homogéneo en el que existe un gradiente de temperaturas.

Estudios realizados sobre el comportamiento de termopares han permitido establecer tres leyes fundamentales:

- a) Ley del circuito homogéneo: en un conductor metálico homogéneo no puede sostenerse la circulación de una corriente eléctrica por la aplicación exclusiva de calor.

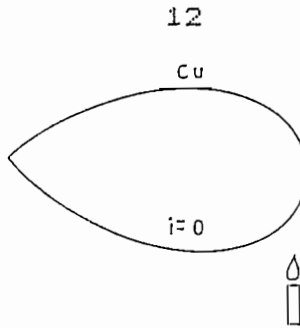


Fig 1.5 Ley del circuito homogéneo

- b) Ley de los metales intermedios: Si en un circuito de varios conductores, la temperatura es uniforme desde un punto de soldadura A a otro punto B, la suma algebraica de todas las fuerzas electromotrices es totalmente independiente de los conductores metálicos intermedios y es la misma que si se pusieran en contacto directo A y B.

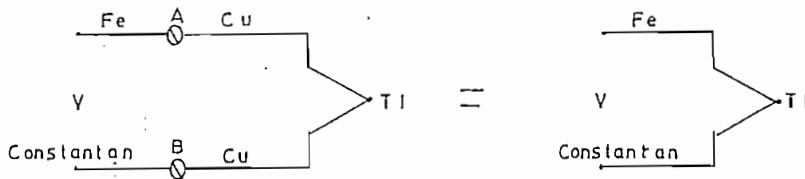


Fig 1.6 Ley de los metales intermedios

- c) Ley de las temperaturas sucesivas: si la f.e.m. producida por un termopar a la temperatura T_1 , se suma a la f.e.m. producida por el mismo termopar a la temperatura T_2 , es igual a la f.e.m. producida por el termopar a la temperatura T_3 que es la suma de T_1 y T_2 .

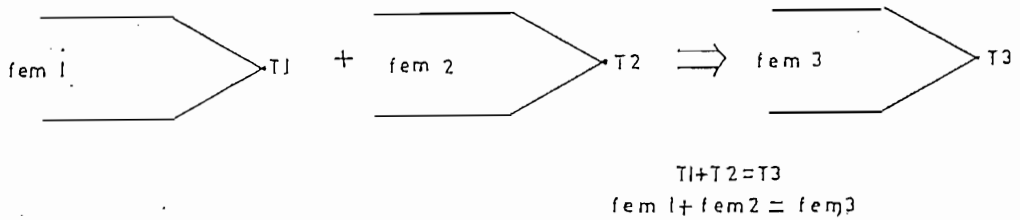


Fig 1.7 Ley de las temperaturas sucesivas

Por estas leyes se hace evidente que en el circuito se desarrolla una pequeña tensión continua proporcional a la temperatura de la unión de medida siempre que exista una diferencia de temperaturas con la unión de referencia. Los valores de esta f.e.m. están tabulados en tablas de conversión con la temperatura de referencia a 0 °C.

En la figura 1.8 se representan las curvas características de los termopares:

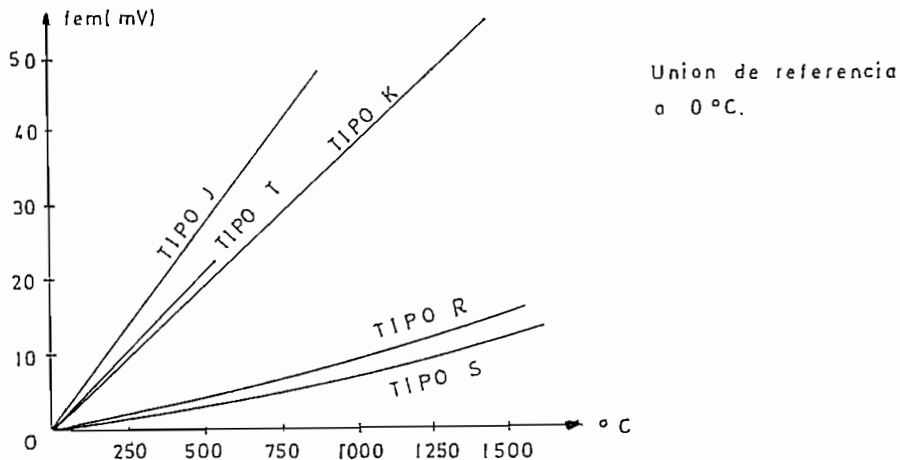


Fig 1.8 Curvas características fem-temperatura de los termopares.

La selección de los alambres para termopares se hace de modo que tengan una resistencia adecuada a la corrosión, a la oxidación, a la reducción y a la cristalización, que

Los termopares de platino-platino-rodio se emplean en atmósferas oxidantes y temperaturas de trabajo de hasta 1500 °C. Si la atmósfera no es oxidante el termopar debe protegerse con un tubo cerámico estanco.

El material del tubo de protección o vaina debe ser el adecuado para el proceso donde se aplica y suele ser de hierro, acero sin soldadura, acero inoxidable, inconel, cerámica, carburo de silicio, etc.

Cuando el termopar está instalado a una distancia larga del instrumento, no se conecta directamente al mismo sino por medio de cables de extensión. Los cables de extensión son conductores con propiedades eléctricas similares a las del termopar hasta ciertos límites de temperatura y son más económicos. Se suelen utilizar los siguientes:

- Conductores tipo J para termopares tipo J
- Conductores tipo K o T para termopares tipo K
- Conductores tipo T para termopares tipo T
- Conductores cobre-cobre-níquel para termopares tipo R o S

1.2.4 PIROMETROS DE RADIACION

Los pirómetros de radiación se fundamentan en la Ley de Stefan-Boltzmann, que dice que la intensidad de energía

radiante emitida por la superficie de un cuerpo aumenta proporcionalmente con la cuarta potencia de la temperatura absoluta del cuerpo, es decir:

$$W = K \cdot T^4 \quad (\text{ec. 1.3})$$

Desde el punto de vista de medición de temperaturas industriales, las longitudes de onda térmicas abarcan desde 0.1 micras para las radiaciones ultravioleta, hasta 12 micras para radiaciones infrarrojas.

Los pirómetros de radiación miden pues la temperatura de un cuerpo a distancia en función de su radiación. Los instrumentos que miden la temperatura de un cuerpo tan solo en función de la radiación luminosa que éste emite, se denominan pirómetros ópticos de radiación parcial y los que miden la temperatura captando la radiación total emitida por el cuerpo, se llaman pirómetros de radiación total.

PIROMETROS OPTICOS

Los pirómetros ópticos manuales se basan en la desaparición del filamento de una lámpara al compararla visualmente con la imagen del objeto enfocado. Pueden ser de dos tipos:

- a) de corriente variable en la lámpara
- b) de corriente constante en la lámpara con variación del brillo de la imagen de la fuente.

El factor de emisión de energía radiante depende mucho del estado de la superficie del cuerpo emisor; para un metal

como el cobre pasa de 0.851 a 0.1 si el metal perfectamente pulido se recubre bruscamente con una capa de óxido y lo mismo sucede con un baño metálico líquido.

El pirómetro dirigido sobre una superficie incandescente no indicará su temperatura verdadera si la superficie no es perfectamente negra, es decir tiene que absorber absolutamente todas las radiaciones y no reflejar ninguna. En los casos generales es preciso hacer una corrección de la temperatura (temperatura de brillo S) para tener en cuenta el valor de absorción (o de emisión) de la superficie.

PIROMETROS DE RADIACION TOTAL

El pirómetro de radiación total está formado por una lente de pyrex, sílice o fluoruro de calcio que concentra la radiación del objeto caliente en una termopila formada por varios termopares de platino-platino-rodio de pequeñas dimensiones y montados en serie. La radiación está enfocada incidiendo directamente en las uniones calientes de los termopares.

La f.e.m. que proporciona la termopila depende de la diferencia de temperaturas entre la unión caliente (radiación procedente del objeto enfocado) y la unión fría. Esta última coincide con la de la caja del pirómetro, es decir con la temperatura ambiente. La compensación se lleva a cabo mediante una resistencia de níquel conectada en paralelo con los bornes de conexión del pirómetro y tal compensación se

emplea para temperaturas ambiente máximas de 120 °C. A mayores temperaturas se emplean dispositivos de refrigeración por aire o agua, que disminuyen la temperatura de la caja en unos 10 a 40 °C por debajo de la temperatura ambiente.

En la medición de bajas temperaturas la compensación se efectúa además utilizando una resistencia termostática adicional que mantiene constante la temperatura de la caja en unos 50 °C, que es un poco más alto que la temperatura ambiente que pueda encontrarse y lo suficientemente bajo como para no reducir apreciablemente la diferencia de temperaturas útil.

La relación entre la f.e.m. generada y la temperatura del cuerpo es independiente de la distancia entre el cuerpo y la lente (excluyendo la presencia de gases) siempre que la imagen de la superficie del cuerpo emisor cubra totalmente la unión caliente de la termopila. El fabricante normaliza la relación entre las dimensiones del objeto y su distancia a la lente para garantizar buenas condiciones de lectura.

Un cuerpo opaco emite a una temperatura dada una cantidad de energía de radiación que depende del material y de la forma de la superficie. La medida de la característica relativa del cuerpo para emitir energía radiante recibe el nombre de coeficiente de emisión.

El cuerpo negro posee una emisividad igual a la unidad y emite la máxima energía radiante. Los cuerpos cuyo coeficiente sea menor a la unidad se conocen como cuerpos opacos. Si la emisividad del cuerpo es conocida, el instrumento receptor lleva acoplado un pequeño reóstato de ajuste que permite ajustar directamente la lectura a la temperatura exacta del cuerpo caliente.

Al captar la radiación de un cuerpo opaco, la f.e.m. observada en la termopila es menor que la correspondiente a la temperatura verdadera, siendo su relación:

$$\text{f.e.m. equival.} = \frac{\text{f.e.m. observada}}{\text{emisividad}}$$

La energía radiante que emerge de una pequeña abertura en la pared de un recinto calentado uniformemente y con paredes opacas (que tenga o no objetos en su interior a la misma temperatura), tiende a ser radiación de cuerpo negro ya que la energía que entra o sale de la abertura no se refleja sino que es absorbida a través de las innumerables reflexiones internas. Este es el caso de muchas instalaciones industriales en las que el pirómetro enfoca directamente a una abertura del horno o al extremo de un tubo de mira cerrado.

Afortunadamente en muchos procesos las condiciones de trabajo son repetitivas, de este modo aunque se desconozca la emisividad o se presenten radiaciones parásitas o el cuerpo sea transparente, el proceso se regulará en condiciones idénticas, es decir a iguales indicaciones del instru-

mento, ya que es más importante este punto que la temperatura real del proceso.

1.2.5 OTROS TRANSDUCTORES

El termómetro ultrasónico puede medir temperaturas dentro del intervalo de 2-20 °K con una gran precisión. Su funcionamiento está basado en la determinación de la velocidad del sonido en el gas helio. Esta velocidad es casi proporcional a la raíz cuadrada de la temperatura absoluta.

El termómetro de cristal de cuarzo convierte directamente la temperatura en frecuencia en lugar de resistencia o tensión y la relación frecuencia-temperatura es mucho más lineal que la relación resistencia-temperatura en la sonda de resistencia de platino.

Algunas sales paramagnéticas tales como el sulfato amónico férrico tienen la propiedad de cambiar de estado de energía bajo la acción de un fuerte campo magnético. Manteniendo como única variable la susceptibilidad de la sal es posible medir temperaturas inferiores a 1 °K (procesos criogénicos).

Un elemento parecido al termistor es el sensor de germanio que consiste de un cristal de germanio con cuatro hilos; dos hilos para la corriente de alimentación y los otros dos para obtener caída de tensión debido a la resistencia interna R que varía con la temperatura a través del

cristal. La señal de salida es $I^2.R$ teniendo presente que la potencia disipada por la corriente de alimentación debe ser baja para no dar lugar a errores de autocalentamiento. El sensor es capaz de medir temperaturas del orden de 1.5 a 10 °K, su escala no es lineal y se utiliza en procesos criogénicos sobre las sales paramagnéticas.

CAPITULO 2

METODOS DE MEDICION DE TEMPERATURA EN LIQUIDOS

CAPITULO 2

METODOS DE MEDICION DE TEMPERATURA EN LIQUIDOS

2.1 MEDICION MEDIANTE TERMISTOR [2]

Los termistores son componentes semiconductores que tienen la propiedad de variar su resistencia en función de la temperatura. Esta variación de resistencia puede estar afectada de un coeficiente positivo (PTC) o negativo (NTC), según que su resistencia aumente o disminuya, respectivamente, en función de la temperatura.

Están compuestos de óxidos metálicos de cuya composición depende el coeficiente de temperatura y la resistencia requerida. El proceso de fabricación es comparable al utilizado en la industria cerámica. Después de un mezclado intenso y de añadir un aglutinante plástico, se moldea el mate-

² ENCICLOPEDIA MUNDO ELECTRONICO; Control de Temperatura; BENEDO J. y DAVID J. Ma.; Vol I; pp 245 a 287; Barcelona; 1981.

rial para darle así la forma requerida, ya sea por extrusión (varillas) o por prensado (discos). Después del moldeado se someten las piezas a un proceso de sintetización es decir, son sometidas a elevada presión y temperatura. Las operaciones finales del proceso de fabricación consisten en fijar los contactos eléctricos y aislarlos del conjunto.

2.1.1 CARACTERISTICA RESISTENCIA TEMPERATURA DE LOS TERMISTORES NTC

En un termistor NTC, el valor óhmico de su resistencia varía inversamente con la temperatura tal como lo muestra la ecuación 2.1:

$$R = A \cdot \exp(B/T) \quad (\text{ec. 2.1})$$

en donde: R = resistencia a la temperatura absoluta T

A, B = constantes características para cada tipo de material

exp = la base de los logaritmos naturales

De la ecuación 2.1 se puede deducir el coeficiente de variación de resistencia por grado centígrado: a este coeficiente se le denominará coeficiente de temperatura y se obtiene en la forma siguiente:

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT}$$

de donde:

$$\alpha = -B/T^2 \quad (\text{ec. 2.2})$$

En la práctica se observa que el valor de B no permanece constante ya que al aumentar la temperatura B experimenta

pequeñas variaciones lo que trae consigo una variación del coeficiente de temperatura.

El valor de la constante B varía según el tipo de material que se ha utilizado en la fabricación del termistor y es válido entre 2000 y 6000 °K.

2.1.2 DEFINICION DE ESPECIFICACIONES DE TERMISTORES

A continuación se definen las especificaciones de termistores que proporcionan los fabricantes y que es necesario tener en consideración, al momento de diseñar sistemas basados en tales elementos:

ESTABILIDAD.— Capacidad del termistor de mantener sus características pese al envejecimiento y la exposición a fuertes campos de radiación nuclear.

CONSTANTE DE TIEMPO.— El tiempo requerido por un termistor para indicar el 63% de una nueva temperatura se define como la constante de tiempo. Dicho parámetro se determina manteniendo el termistor ya sea al aire libre o sumergido en un baño de aceite bien agitado.

CONSTANTE DE DISIPACION.— Es la potencia en milivatios requerida para elevar la temperatura de un termistor 1 °C sobre la temperatura ambiente.

TEMPERATURA DE OPERACION MAXIMA.- Máxima temperatura de operación del termistor para la cual se garantizan las especificaciones del fabricante.

TEMPERATURA DE ALMACENAMIENTO.- Rango de temperatura dentro del cual los termistores almacenados conservan sus características.

La Tabla 2.1 resume las especificaciones de termistores proporcionadas por los fabricantes.

Tabla 2.1: Especificaciones de Termistores

	Termistores desnudos	Termistores encapsulados en teflón
Estabilidad	Muy buena	Muy buena
Constante de Tiempo (en aire)	10 seg.	25 seg.
Constante de Tiempo(en aceite)	1 seg.	2.5 seg.
Constante de Disipación	1 mW	8 mW
Temperatura de Operación Maxima	150 °C	150 °C
Temperatura de Almacenamiento	-80 °C a 120 °C	-80 °C a 120 °C

ECUACION DEL TERMISTOR.- Ocasionalmente es ventajoso disponer de una expresión matemática general para un termis-

tor. Se ha encontrado que la ecuación 2.3 representa mejor el comportamiento de un termistor.[²]

$$\frac{1}{T} = A + B \cdot \ln(R) + C \cdot (\ln R)^2 \quad (\text{ec. 2.3})$$

donde: T = temperatura en grados kelvin

R = resistencia

A, B, C = constantes

las cuales pueden ser halladas planteando tres ecuaciones utilizando tres juegos de datos conocidos: R1 y T1, R2 y T2, R3 y T3.

Cuando $-40\text{ }^{\circ}\text{C} < T_1, T_2, T_3 < 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ y el valor absoluto de $T_2 - T_1$ y de $T_3 - T_2$ es menor a $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ la interpolación de datos generada por esta ecuación tendrá una exactitud de $\pm 0.01\text{ }^{\circ}\text{C}$.

2.1.3 LINEALIZACION DE LA CARACTERISTICA DEL TERMISTOR

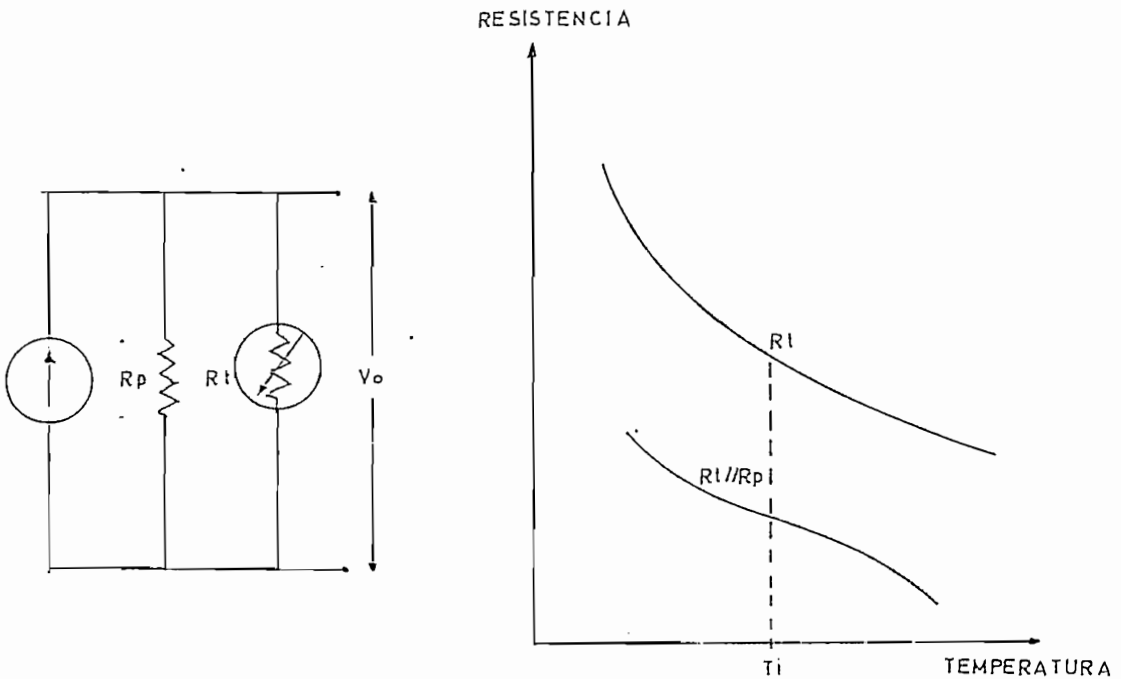
La linealización de la característica exponencial decreciente, propia del termistor puede ser realizada en forma práctica conectando ya sea resistencias en serie o en paralelo con el termistor.

En el caso de resistencia en paralelo, el circuito sensor, es decir el conjunto formado por termistor y resistencia, debe ser alimentado con una fuente de corriente cons-

² OMEGA: Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia; Stanford; 1987.

tante y la tensión en bornes del conjunto será proporcional a la temperatura medida.

En el circuito de la figura 2.1a se ve que la resistencia total del termistor disminuye al conectar la resistencia R_p en paralelo con el termistor R_t . Para una temperatura determinada T_i , la característica se convierte en lineal alrededor del punto determinado por dicha temperatura, como se ilustra en la figura 2.1b.

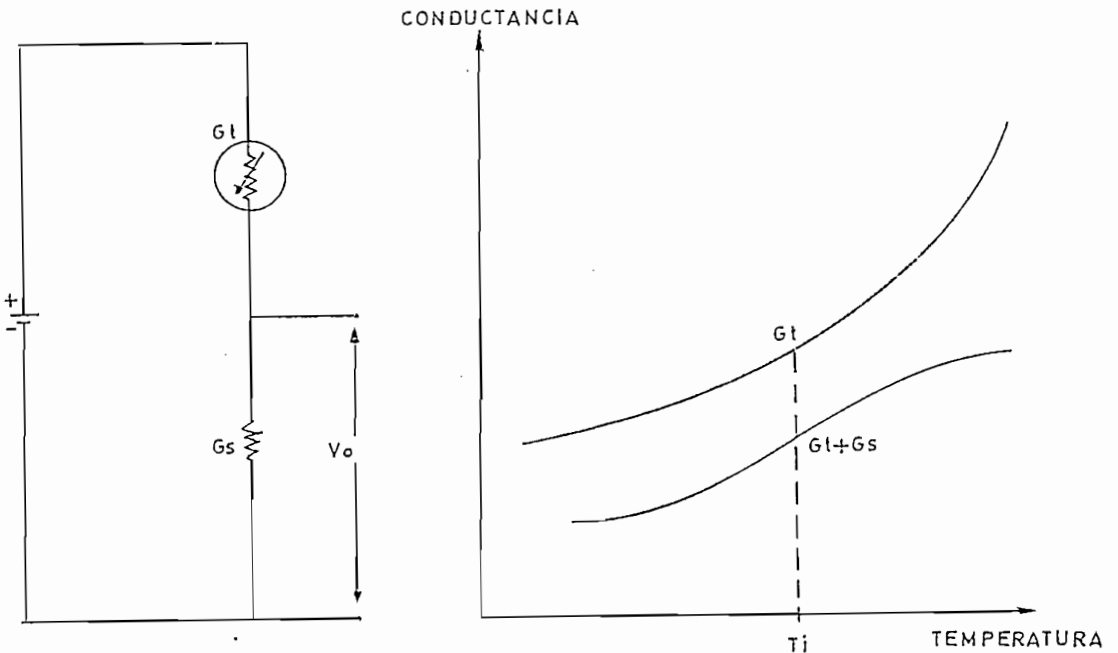


a) Circuito linealizador b) Respuesta del conjunto

Fig 2.1 Linealización por resistencia en paralelo

En el caso de resistencia en serie, el conjunto sensor deberá ser alimentado con una fuente de voltaje constante. La tensión en bornes de la resistencia serie constituye la salida del sensor y es proporcional a la temperatura medida.

El circuito de la figura 2.2.a muestra el circuito correspondiente, mientras que en el gráfico de la figura 2.2b se observa que la variación total de la conductancia, experimenta una disminución al conectar la resistencia en serie con el termistor. Este circuito también permite obtener la linealización de la característica alrededor de un punto determinado por la temperatura T_i .



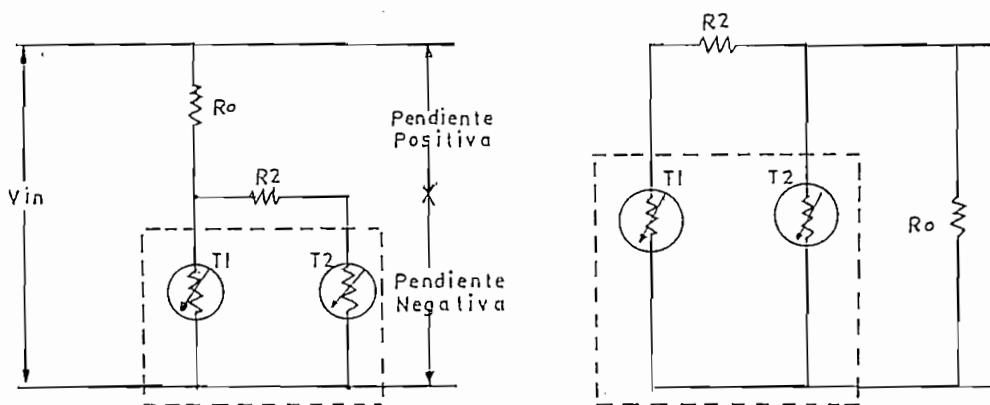
a) Circuito Linealizador b) Respuesta del conjunto

Fig 2.2 Linealización por resistencia en serie

La linealización total de la característica no es posible por estos métodos, aunque para temperaturas superiores a 40 °C, es posible linealizar el tramo que interese utilizando conexiones especiales del termistor.

Otro método de corregir la no linealidad del termistor es mediante la conexión de varios termistores que presenten diferentes valores de resistencia para la misma temperatura con el objeto de alcanzar una respuesta bastante lineal.[3]

El método emplea un termistor compuesto para sensor la temperatura y una resistencia externa para la linealización. Cuando se conectan en redes como se muestran en la figura 2.3 se pueden conseguir respuestas de voltaje lineal en función de temperatura o resistencia lineal en función de temperatura.



a) Voltaje lineal

b) Resistencia lineal

Fig 2.3 Linealización mediante Termistor

Compuesto

³ OMEGA; Temperature Measurement handbook and Encyclopedia; Stanford; 1987.

La expresión de la red divisora de tensión formada por las resistencias R y R_o se da en la ecuación 2.4:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R + R_o} \quad (\text{ec. 2.4})$$

donde: V_{out} = voltaje a través de R

$$R = T_2 // (T_1 + R_2)$$

Si se grafica el voltaje de salida V_{out} en función de la temperatura, la curva total será esencialmente no lineal, con una apariencia de "S", con porciones casi lineales en el centro y en los extremos, tal como se muestra en la figura 2.4.

Si el valor de R es modificado al aumentar otros termistores y resistencias, la linealidad de la sección central de la curva puede abarcar mayores rangos de temperatura.

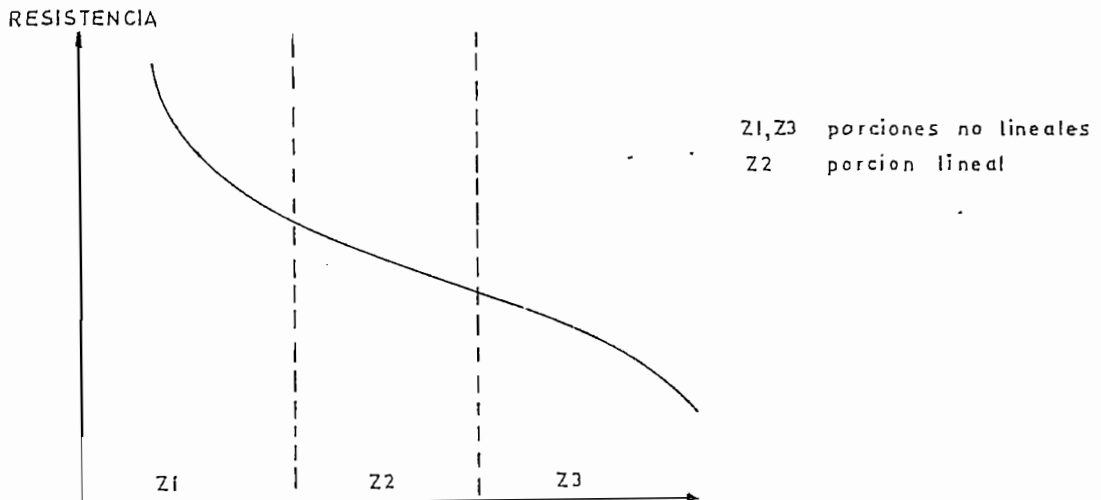


Fig 2.4 Respuesta de la Linealización
mediante Termistor Compuesto

2.1.4 APLICACIONES DE LOS NTC

Para aplicaciones en las que se dese medir la temperatura, los termistores NTC resultan adecuados siempre y cuando se tome la precaución de no utilizar tensiones demasiado elevadas ya que el termistor podría sobrecalentarse por disipación. Esto ocasionaría errores en la medición dado que su resistencia ya no dependería solo de la temperatura a medir, sino también de la disipación propia.

Para medición de temperatura los termistores NTC pueden conectarse como integrantes de un puente de Wheatstone, constituyendo el termistor una de las ramas del puente.

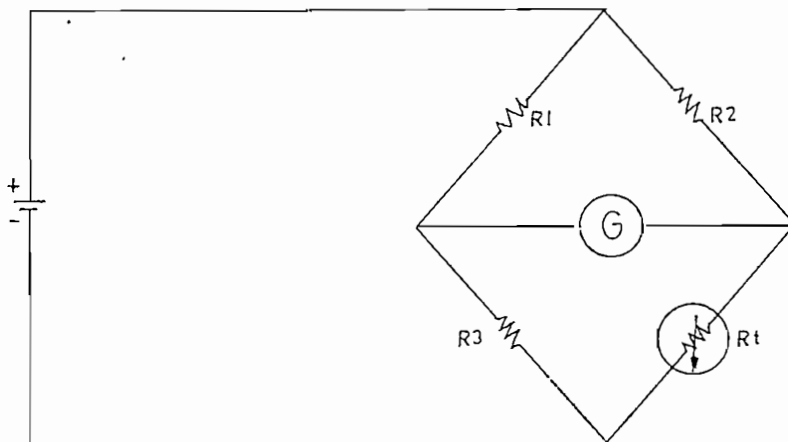


Fig 2.5 Puente de Wheatstone usando Termistor

Si se asume que inicialmente el puente se halla balanceado, se puede explicar su funcionamiento en la siguiente forma: en su condición de equilibrio en ambos extremos del galvanómetro se tiene el mismo voltaje, razón por la cual el instrumento no indicará paso de corriente; a medida que la temperatura aumenta la resistencia del termistor disminuye alterando la relación de la resistencia en el lado del puente donde se halla el termistor, provocando el desbalance del puente y por lo tanto la circulación de corriente por el galvanómetro en el sentido de la disminución de voltaje.

Si la temperatura disminuye, la resistencia del termistor aumenta provocando el desbalance hacia el sentido contrario; de ese modo se tiene una señal que indica el sentido y la magnitud de la variación de temperatura. Esta señal amplificada provocará la acción correctiva en el dispositivo que controla la temperatura, hasta conseguir nuevamente el balance del puente.

Las medidas de temperatura usando circuitos tipo puente tienen mayor precisión que los otros circuitos debido a que el medidor que detecta el desbalance del puente puede ser muy sensible. La mayor precisión alcanzada por este método se debe también a que el detector debe medir en el puente desbalances de voltajes pequeños con lo que se pueden conseguir rangos más amplios de medida.

2.2 MEDICION MEDIANTE TERMOPAR

Los termopares suministran una tensión proporcional a la temperatura entre la unión de los dos metales y sus extremos. Dada su escasa longitud y que el equipo electrónico suele estar a cierta distancia, normalmente deben utilizarse conductores de unión entre éste y aquel. Sin embargo hay que tener mucho cuidado en el empleo de estos cables puesto que cualquier unión de cables de diferente material provocan la formación de termopares no deseados, como se muestra en la figura 2.6:

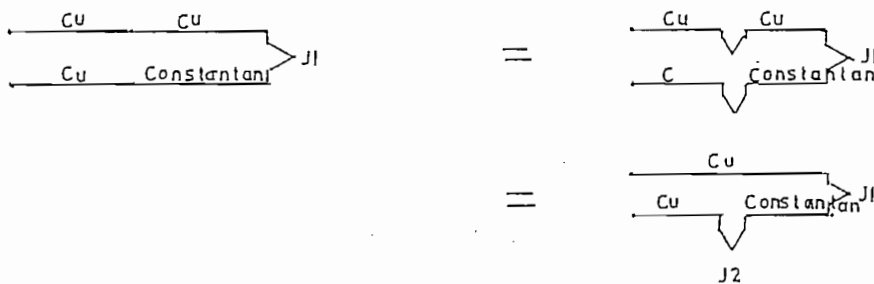


Fig 2.6 Formación de termopares "parásitos"

Para evitar que se formen nuevos termopares, se utiliza el llamado cable de compensación que está formado por cables iguales a los de la sonda. Con ello el equipo ve una tensión proporcional a la diferencia de temperaturas entre el punto objeto de la medición y la temperatura ambiente del equipo; esta última se denomina dentro del argot "soldadura fría".

La unión del termopar al cable de compensación debe realizarse por empalme directo a presión, evitando la unión por soldadura pues se forman nuevos termopares y en consecuencia se generan tensiones de error. Sin embargo de realizarse unión por soldadura, debe emplearse el mismo elemento

plomo o estaño en ambos terminales para no introducir ningún error. No obstante aparece un problema debido a que no se puede aplicar temperaturas muy altas a dicha unión porque se corre el riesgo de que la termocupla se dañe.

La temperatura del equipo es variable según el ambiente; en consecuencia la temperatura de la soldadura fría, al no ser constante, es una fuente de error considerable; sin embargo existen diferentes sistemas de compensación de este error.

2.2.1 COMPENSACION MEDIANTE TERMOPAR AUXILIAR

Consiste en colocar un termopar auxiliar dentro de un recinto a temperatura constante, con lo cual se obtendrá en sus extremos una tensión proporcional a la temperatura ambiente, si adicionalmente se compensa la temperatura de ajuste mediante R4, R5 y P1. Este circuito se muestra en la figura 2.7:

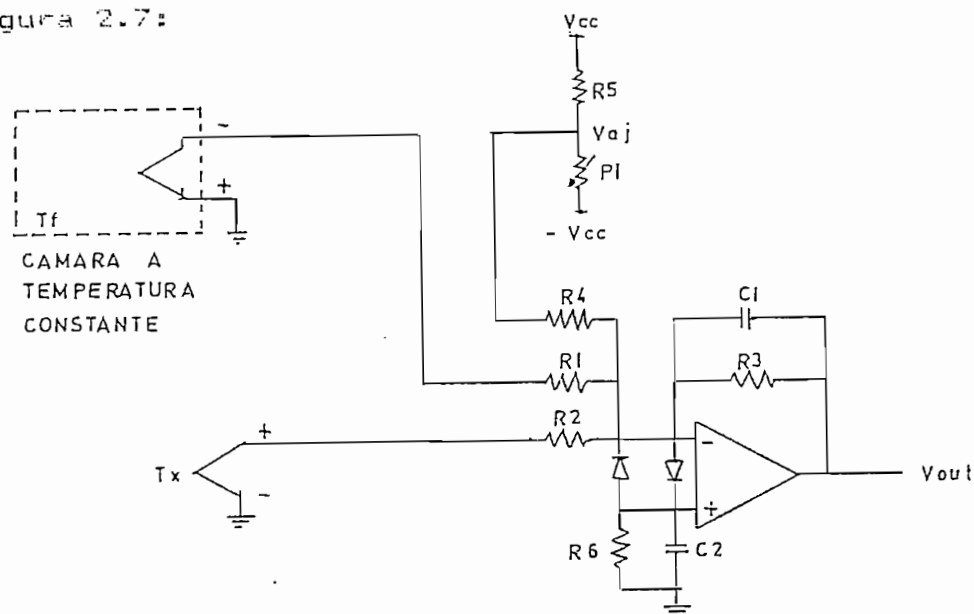


Fig 2.7 Compensación mediante termopar auxiliar

La ecuación 2.5 es la función de transferencia del circuito de la figura 2.7

$$V_{out} = - \frac{R3}{R1}(V_{ta}-V_{tf}) + \frac{R3}{R2}(V_{tx}-V_{ta}) + \frac{R3}{R4} V_{aj} \quad (\text{ec.2.5})$$

$$= - \frac{R3}{R2}[V_{ta} - V_{tf} + V_{tx} - V_{ta}] - \frac{R3}{R4} V_{aj}$$

$$= - \frac{R3}{R2} V_{tx} + \frac{R3}{R2} V_{tf} - \frac{R3}{R4} V_{aj} \quad (\text{ec. 2.6})$$

V_{ta} = voltaje proporcional a temperatura ambiente

V_{tx} = voltaje proporcional a la temperatura de objeto a medir

V_{tf} = voltaje proporcional a la temperatura constante de la cámara

Como puede observarse en la ecuación 2.6, existen tres términos: uno que depende de la temperatura a medir, otro que depende de la temperatura constante de la caja y otro que depende del voltaje de ajuste (V_{aj}). Si mediante el ajuste de $P1$, se hace que $(R3/R2) \cdot T_f = (R3/R4) \cdot V_{aj}$, entonces la salida del amplificador depende solamente de la temperatura a medir:

$$V_{out} = - \frac{R3}{R2} V_{tx}$$

2.2.2 COMPENSACION MEDIANTE PTC

Es el sistema más sencillo y económico como puede observarse en la figura 2.8. La función de $R3$ y $R4$ consiste en linealizar una parte de la curva.

El principio de funcionamiento es sencillo: cuando la temperatura aumenta, lo hace el valor óhmico del PTC y consecuentemente la tensión en sus terminales; R3 y R4 mantienen esta variación razonablemente lineal y R1 le da el peso necesario para compensar la temperatura ambiente.

El sistema tiene como inconveniente la dificultad de linealización, las tolerancias de los PTC, el escaso margen de temperaturas compensables y los errores de linealización.

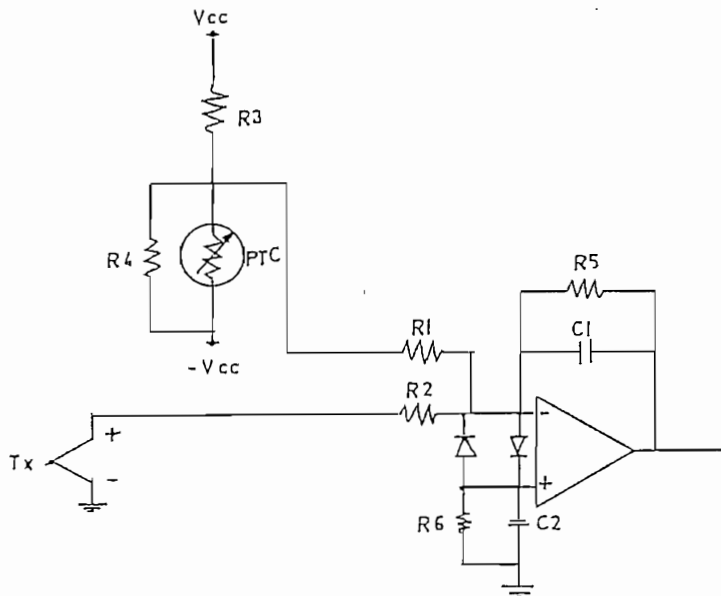


Fig 2.8 Compensación mediante PTC

2.2.3 COMPENSACION MEDIANTE NTC

Es una variante del sistema anterior como se observa en la figura 2.9, pues R3 y R4 tienen la misma función de linealización.

Al aumentar la temperatura baja el valor óhmico del NTC con lo cual la intensidad que circula por R4 aumenta y la tensión en esta también, compensándola exactamente igual que en el caso anterior.

Este sistema ofrece las mismas ventajas e inconvenientes que el del PTC.

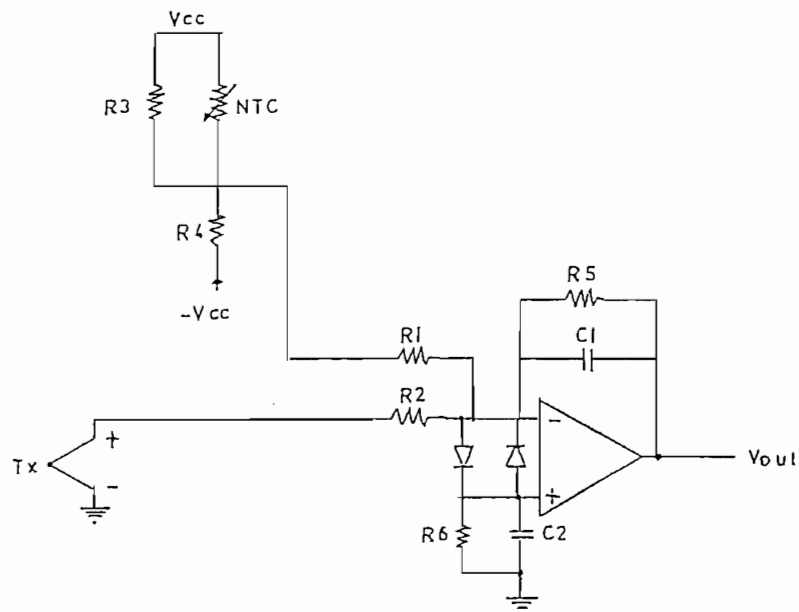


Fig. 2.9 Compensación mediante NTC

De la exposición anterior surge una incógnita: si se toma la información del NTC o del PTC como suficientemente confiable para realizar la compensación, ¿Por qué no emplear solamente dichos elementos sensores que no tienen el inconveniente de juntas parásitas como los termopares?. La respuesta se halla en el hecho de que estos elementos son útiles sólo dentro de ciertos rangos; los termopares en cambio,

trabajan sobre rangos más amplios, a la vez que son aún más robustos que los termistores.

2.2.4 INSTRUCCIONES PARA EL MANEJO DE TERMOPARES

El termopar debe considerarse como un elemento de todo un sistema de medición de temperatura consistente en termopar, conductor de extensión y medidor. Por esta razón es esencial que el termopar sea manipulado e instalado en la forma apropiada para obtener la precisión deseada y cumplir la finalidad para la cual se lleva a cabo la medición de la temperatura.

VIBRACIONES E IMPACTOS.- Para evitar su rotura y el deterioro de su rendimiento, los termopares deberán manipularse cuidadosamente a fin de no someterlos a vibraciones y golpes.

Los termopares diferentes de aquellos de tipo blindado están compuestos normalmente de alambres para termopares, tubo de aislamiento de cerámica y tubo de protección. La cerámica es un material que no soporta bien las vibraciones y los golpes. A menudo se da el caso de que los tubos son de estructura doble, es decir, a pesar de que el termopar está cubierto externamente por un tubo de protección metálico, en el interior se utiliza un tubo de cerámica.

PROTECCION CONTRA LA HUMEDAD.- Los termopares deberán almacenarse en un lugar seco donde los cambios de temperatura no sean excesivos.

El termopar es una parte componente de un sistema eléctrico de medición y su mal aislamiento contra la humedad causará problemas en todo el sistema. La acumulación de humedad en el bloque de terminales, la entrada de humedad en el tubo de protección, la condensación de humedad en la superficie interior del tubo de protección, etc. contribuirán a deteriorar el aislamiento térmico del termopar.

ESFUERZOS MECANICOS.- No aplicar esfuerzos mecánicos que no sean necesarios (tensiones, dobladuras o retorcimientos) a los alambres de termopares ni tratar de cambiar su forma.

La parte del alambre que ha sido sometida a esfuerzos o que ha sido trabajada en frío pierde su uniformidad metalúrgica y en ella se producen variaciones en el valor de la fuerza termoelectromotriz cuando el termopar se expone a un gradiente de temperatura.

2.3 MEDICION MEDIANTE RTD

La resistividad de los metales muestra una marcada dependencia de la temperatura. El elemento más usado para termómetros de resistencia es el platino porque se adapta especialmente para este propósito, ya que puede soportar altas

temperaturas a la vez que mantiene una excelente estabilidad. Como se trata de un metal noble, muestra una susceptibilidad limitada a la contaminación.

2.3.1 RTD de Metal y Film

Un film de platino o de metal-glass slurry se deposita como una capa sobre un pequeño sustrato plano de cerámica, grabado con un sistema de encofrado laser y sellado. El RTD de film ofrece una reducción sustancial en el tiempo de ensamblaje y presenta la ventaja adicional de tener mayor resistencia para una medida oada. Debido a la tecnología de manufacturación la medida del dispositivo es pequeña, lo cual significa que puede responder rápidamente a cambios tipo paso en la temperatura.

Todos los metales producen cambios positivos en su resistencia para cambios positivos en la temperatura, lo cual es precisamente la función del RTD. El error del sistema es minimizado cuando el valor nominal de la resistencia del RTD es grande, esto implica un alambre de metal con alta resistividad. Mientras más pequeño sea la resistividad del metal, más material se deberá usar.

Debido a su baja resistividad el oro y la plata rara vez se usan como elementos de RTD. El tungsteno tiene una resistividad relativamente alta, pero es reservado para aplicaciones de alta temperatura debido a que es muy quebradizo y difícil de trabajar.

Tabla 2.2: RESISTIVIDAD DE VARIOS METALES

METAL	RESISTIVIDAD (ohmios/circular mil pie)
Oro	13
Plata	8.8
Cobre	9.26
Platino	59
Tungsteno	30
Níquel	36

El cobre es usado ocasionalmente como elemento de RTD, su baja resistividad obliga al elemento a poseer mayor longitud que el platino, pero su linealidad y muy bajo costo lo hacen una alternativa económica. Su límite superior de temperatura es de aproximadamente 120 °C.

La mayoría de los RTD son hechos de platino, níquel o níquel alloy; los derivados del níquel son usados para rangos de temperatura limitados, son no lineales y tienden a variar con el tiempo.

2.3.2 MEDIDA DE RESISTENCIA

Los valores comunes para un RTD de platino tienen rangos desde 10 ohmios hasta varios miles de ohmios, según el modelo del RTD; el valor más común es de 100 Ω a 0 °C.

Tanto la variación como el valor absoluto son números pequeños, especialmente cuando se considera que desde los terminales hasta el sensor pueden tener varios ohmios o aún, decenas de ohmios que contribuirán a un error significativo

en la medición de la temperatura. El método clásico de evitar este error ha sido el empleo de un puente de Wheatstone:

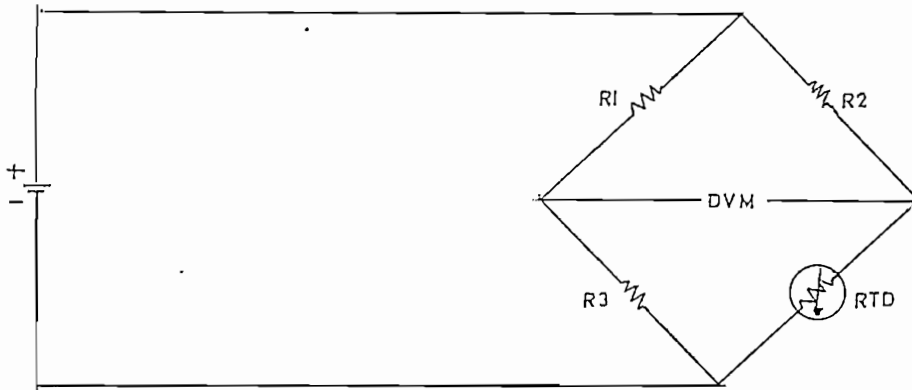


Fig 2.10 Puente de Wheatstone

El voltaje de salida del puente es una indicación directa de la resistencia del RTD; el puente requiere cuatro alambres de conexión, una fuente externa y tres resistencias que tengan un coeficiente de temperatura cero.

Para evitar el predominio de las 3 resistencias del puente a la misma temperatura, el RTD es separado del puente por 2 alambres de extensión; sin embargo estos alambres traen otra vez el problema inicial: la impedancia de los alambres de extensión afectan la medida de la temperatura. Este efecto puede ser minimizado usando una configuración del puente de tres conductores, como puede apreciarse en la figura 2.11:

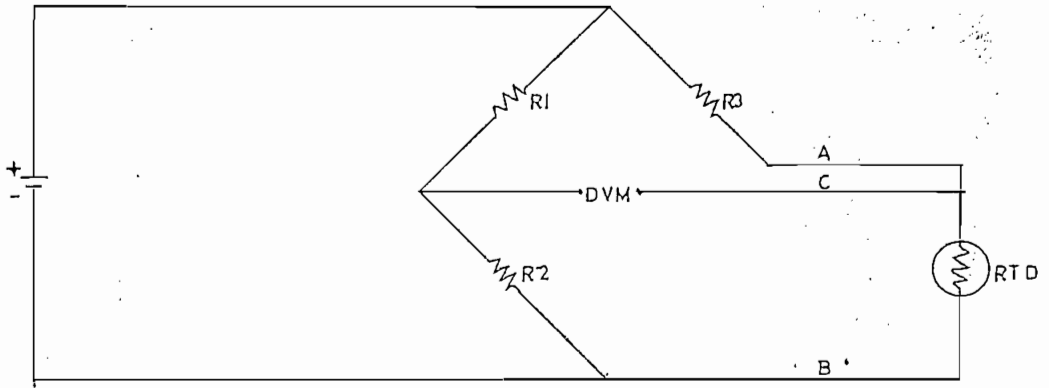


Fig 2.11 Fuente de Wheatstone de tres hilos

Si los alambres A y B son perfectamente iguales en longitud los efectos de su impedancia se cancelarán porque cada uno está en una rama opuesta del puente. El alambre C actúa como terminal del sensor y no lleva corriente.

La técnica de emplear una fuente de corriente con un voltímetro digital remotamente sensado alivia muchos problemas asociados con el puente. Este circuito puede verse en la figura 2.12:

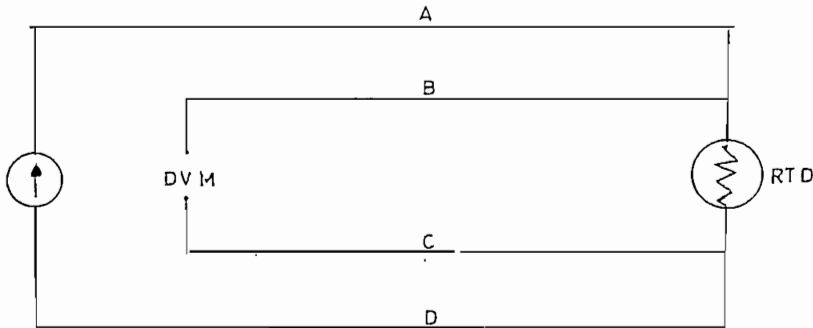


Fig 2.12 Medida de resistencia con cuatro hilos

El voltaje de salida leído por el DVM es directamente proporcional a la resistencia del RTD. Las 3 resistencias del puente se reemplazan por una resistencia de referencia y el voltímetro mide solamente la caída de tensión a través del RTD siendo insensible a la longitud de los alambres de extensión.

CAPITULO 3

SISTEMA DE CONTROL

CAPITULO 3

3.1 BREVE ESTUDIO DE ACCIONES DE CONTROL

El módulo de control tiene por objeto realizar un control automático de la variable de salida del sistema, el cual compara el valor efectivo de salida de una planta con el valor deseado, determina la desviación y produce una señal de control que reduce la desviación a cero o a un valor muy pequeño. La forma en que el control automático produce la señal de control recibe el nombre de acción de control.

De acuerdo a la acción de control se puede realizar la siguiente clasificación de los controles automáticos:

- a) Control de dos posiciones
- b) Control Proporcional
- c) Control Integral
- d) Control Derivativo

Un control automático debe detectar la señal de error actuante, que habitualmente se encuentra a un nivel de potencia muy bajo y amplificarla a un nivel suficientemente alto; se requiere por tanto de un amplificador, cuya salida actuará sobre un dispositivo de potencia.

3.1.1 CONTROL DE DOS POSICIONES

En esta forma de control el elemento accionador tiene solo dos posiciones fijas que corresponden a conectado y desconectado. Es relativamente simple y económico y por esta razón ampliamente utilizado en sistemas de control industriales y domésticos.

La señal de salida $m(t)$ permanece en un valor máximo o mínimo, según que la señal de error actuante $e(t)$ sea positiva o negativa, de modo que:

$$m(t): \quad \begin{array}{ll} M_1 & \text{para } e(t) \geq 0 \\ M_2 & \text{para } e(t) < 0 \end{array} \quad (\text{ec. 3.1})$$

$M_1, M_2 = \text{constantes}$

Generalmente el valor mínimo M_2 es cero o $-M_1$. Este tipo de dispositivos son generalmente eléctricos, donde habitualmente hay una válvula accionada por una bobina eléctrica.

En la figura 3.1 se muestra el esquema de este tipo de control:

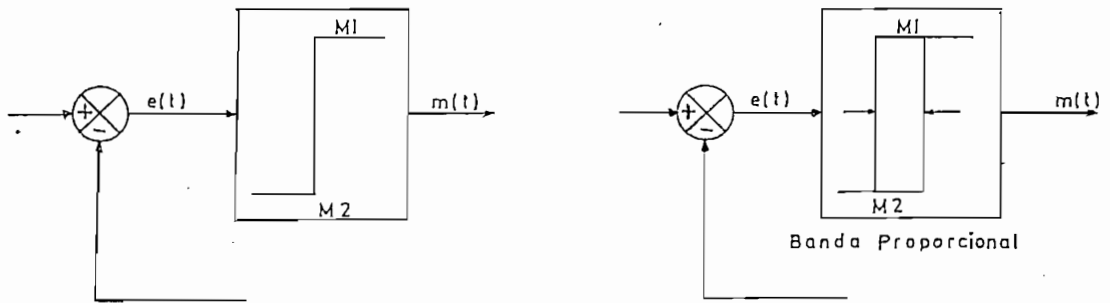


Fig 3.1 Control de dos posiciones

El rango en que debe desplazarse la señal de error actuante, antes de que se produzca la conmutación se llama "banda proporcional". Esta banda hace que la salida del control $m(t)$ mantenga su valor hasta que la señal de error actuante haya superado cierto valor. En algunos casos la banda proporcional es un resultado de fricción no intencional y movimiento perdido; sin embargo normalmente se lo provee deliberadamente para evitar la acción excesivamente frecuente del mecanismo de sí-no, llamado también todo-nada.

3.1.2 CONTROL PROPORCIONAL

Para la acción de control proporcional, la relación entre la salida del controlador $m(t)$ y la señal de error actuante $e(t)$, es:

$$m(t) = K_p \cdot e(t) \quad (\text{ec. 3.2})$$

que en transformadas de Laplace puede expresarse en la siguiente forma:

$$M(s) = K_p \cdot E(s)$$

donde: K_p = sensibilidad proporcional o ganancia.

Cualquiera que sea el mecanismo en sí y sea cual fuere la naturaleza de la energía que lo alimenta, el control proporcional esencialmente es un amplificador de ganancia variable. En la figura 3.2 se tiene el diagrama de bloques de este control:

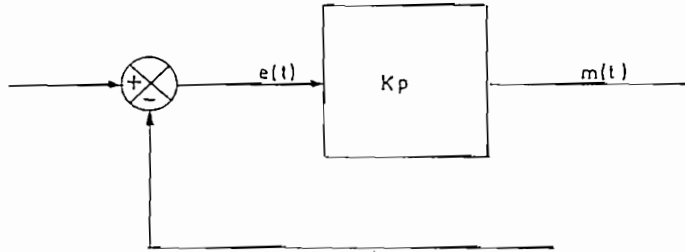


Fig 3.2 Control Proporcional

3.1.3 CONTROL INTEGRAL

En un control con acción integral, el valor de la salida del controlador $m(t)$ varía proporcionalmente a la integral del error actuante $e(t)$, es decir:

$$m(t) = \frac{1}{T_i} \int e(t) \cdot dt \quad (\text{ec. 3.3})$$

donde: T_i = tiempo integral

La función de transferencia del control integral es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (\text{ec. 3.4})$$

donde: $K_i = 1/T_i$

En el control integral de una planta cuya función de transferencia no posee un integrador, existe un error en estado estable o corrimiento a una entrada tipo escalón. Se puede eliminar este corrimiento si se incluye acción de control integral.

En el control integral de una planta, la señal de salida del control en cualquier instante es la superficie bajo la curva del error en función del tiempo; es por ello que la señal $m(t)$ puede tener un valor no cero, cuando el error es cero.

Este tipo de control tiene por objetivo anular el error en estado estable. Normalmente no se emplea en forma separada, porque puede entregar una respuesta oscilatoria de amplitud lentamente creciente o decreciente, que no es deseable; se emplea en unión al control proporcional dando como resultado una acción proporcional-integral, cuya ecuación es:

$$m(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt] \quad (\text{ec. 3.5})$$

La función de transferencia es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right] \quad (\text{ec. 3.6})$$

donde: K_p = sensibilidad proporcional;

T_i = tiempo integral

Como K_p es una constante y T_i es el tiempo integral, resulta la acción proporcional-integral, mediante una modificación

este tipo de control expresa que se requiere una variación en la señal de error, pues en caso contrario la derivada del error es cero y esta acción de control resulta nula.

Esta acción de control no se emplea tampoco en forma aislada sino en unión con la acción de control proporcional.

La acción de control proporcional-derivativa queda definida por la siguiente ecuación:

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{ec. 3.8})$$

donde: K_p = sensibilidad proporcional

T_d = tiempo derivativo

y la función de transferencia es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d \cdot S) \quad (\text{ec. 3.9})$$

Se puede decir también que en la acción de control derivativa, a veces denominada control de velocidad, el valor de salida del control es proporcional a la velocidad de variación de la señal de error actuante. El tiempo derivativo T_d es el intervalo de tiempo en el que la acción de control derivativa se adelanta al efecto de acción proporcional. En la figura 3.16 se puede ver un diagrama de bloques de una acción de control proporcional derivativa:

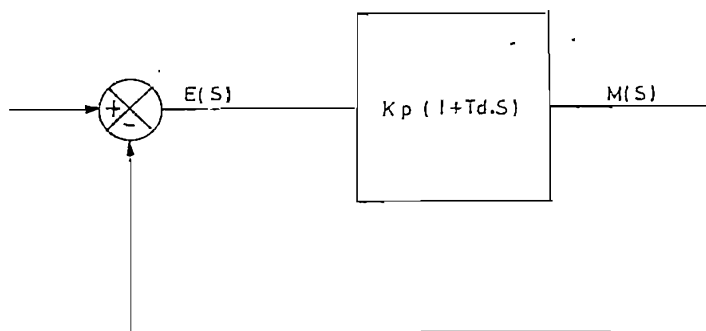


Fig. 3.14 Acción de Control Proporcional Derivativa

Mientras la acción derivativa tiene la ventaja de ser anticipadora tiene como desventaja que amplifica las señales de ruido y puede producir efecto de saturación en el accionador. La acción de control derivativa tiene efecto solamente durante el período transitorio de la respuesta, pues en estado estable tiene mayor efecto la parte proporcional del control.

3.1.5 ACCION DE CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO

La acción conjunta de los efectos de acción proporcional, integral y derivativo se conoce también como control IOPID. Esta acción combinada tiene las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales. La ecuación de un control con esta acción de control combinada está dada por:

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) \cdot dt \quad (\text{ec. 3.10})$$

y la función de transferencia es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + T_d \cdot s + \frac{1}{T_i \cdot s} \right] \quad (\text{ec. 3.11})$$

En la figura 3.5 se muestra un control PID:

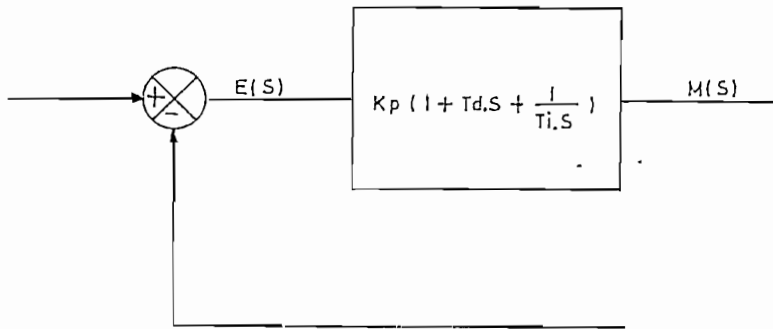


Fig 3.5 Control PID

3.2 DESCRIPCION DE LA PLANTA A CONTROLAR

La planta a ser controlada ha sido construida por la facultad de Ingeniería Mecánica de la EPN. Consta de un sistema de calentamiento y de un sistema de enfriamiento para el control de temperatura en un proceso que emplea el agua como líquido de trabajo. Un diagrama esquemático de dicha planta puede verse en la figura 3.6.

El sistema de enfriamiento consta de un intercambiador de calor tipo tubos-concha. En este tipo de intercambiador la transferencia de calor entre dos fluidos se realiza sin mezcla, pues en ningún momento existe contacto físico entre los fluidos ya que uno de ellos circula en el interior de un tubo y el otro en el exterior. La entrada y salida para la circulación del fluido que recibe calor, están instaladas en la cámara. El intercambiador es de paso simple; el sentido

del movimiento del fluido caliente y fluido frío es contrario, porque el intercambio de calor entre flujos en contracorriente tiene mayor rendimiento, reduciendo el área de transferencia de calor y por lo tanto el tamaño del intercambiador.

El sistema de calentamiento está formado por 3 resistencias eléctricas sumergibles, las cuales suministran el calor necesario para elevar la temperatura del fluido de trabajo desde 20 °C hasta 85 °C. Se alimentan desde una red trifásica; la potencia de cada una de ellas es de 1500 vatios para un voltaje de 110 voltios y se hallan conectadas en configuración estrella.

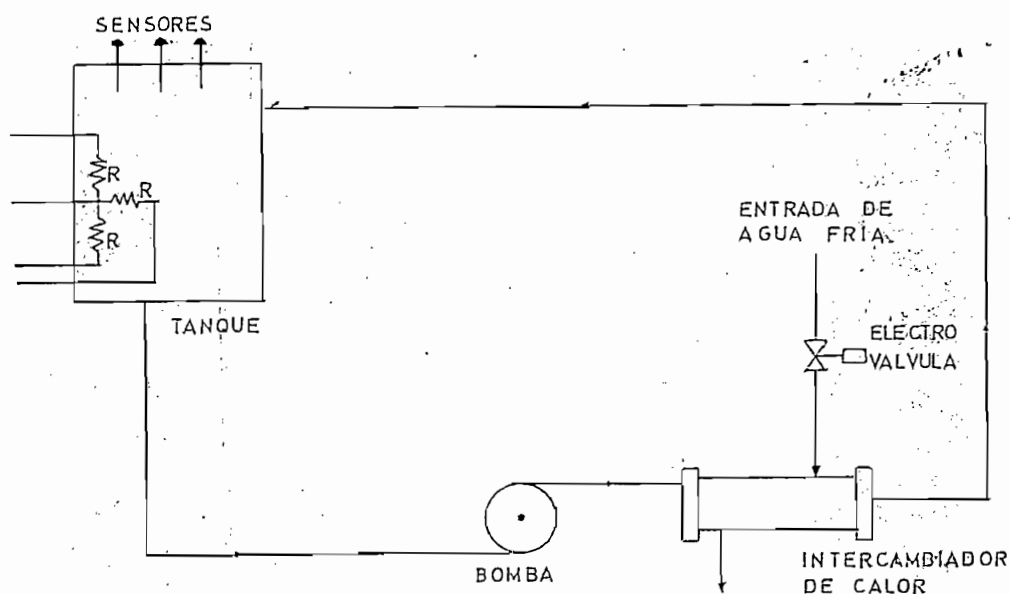


Fig 3.6 Esquema simplificado de la "planta"

3.3 DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL

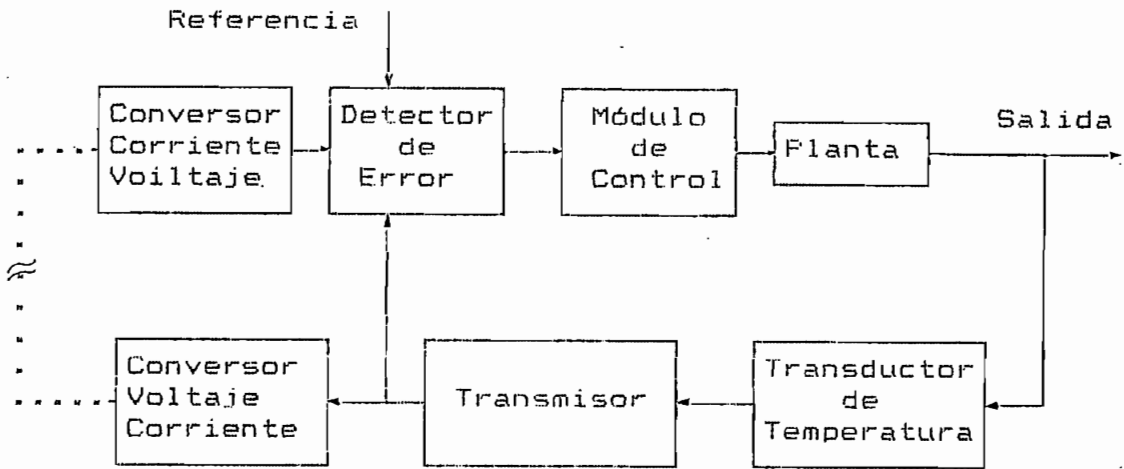


Fig. 3.7 Diagrama de bloques del sistema.

El diagrama de bloques de la figura 3.7 muestra la disposición esquemática del sistema que va a ser diseñado en el presente capítulo.

El corazón del sistema está formado por la planta (ver acápite 3.2), a la salida de la cual se tiene la variable a ser controlada, es decir, la temperatura.

La temperatura es sensada mediante el empleo de dos transductores, los mismos que están en contacto permanente con el líquido para poder monitorear el valor de la temperatura, el cual es enviado hacia las respectivas salidas que se hallan conectadas al bloque del transmisor.

Dentro del bloque transmisor, el parámetro de variación de los transductores, esto es la resistencia en el Termistor y la tensión en el termopar, es traducido en una variación de tensión proporcional a la variación de temperatura.

La salida de este bloque se envía al bloque "detector de error", en donde se determina la diferencia entre la temperatura deseada, la cual se establece previamente mediante la entrada marcada como "Referencia" y la temperatura de salida real del líquido empleado. De acuerdo al resultado de esta comparación se excita al bloque del "sistema de control" para que tome la acción correspondiente con el fin de mantener la temperatura de salida en el valor prefijado.

La salida del sistema de control acciona la "planta" la cual debe activar su respectiva salida con el objeto de incrementar la temperatura del líquido, cuando esta se halla bajo el nivel preseleccionado o decrementarla cuando se halla sobre el nivel de referencia.

Como puede observarse se trata de un sistema de control en "lazo cerrado", es decir que presenta una realimentación de la señal de salida hacia la entrada con el objeto de mantener fijo determinado parámetro.

En este caso la variable que se desea mantener fija es la temperatura del líquido y por ello la información de la temperatura es realimentada hacia la entrada, para que el resultado de dicha comparación sea el que gobierne la tendencia futura del comportamiento del sistema.

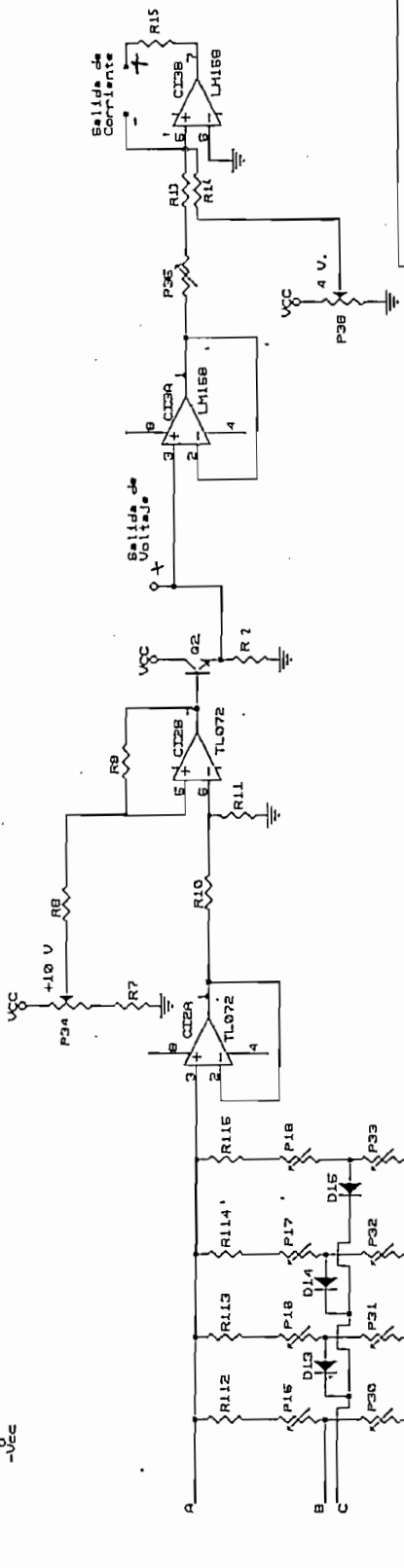
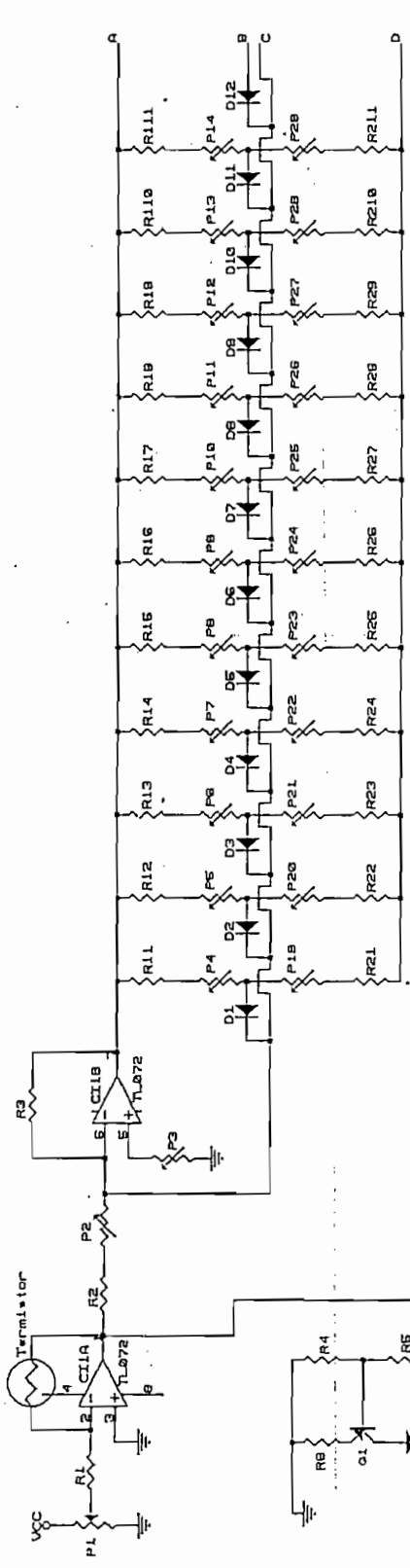
3.4 TRANSMISOR PARA EL TERMISTOR

El circuito completo del transmisor se muestra en la figura 3.8.

El transmisor del termistor toma la variación de resistencia del termistor, la cual trae la información correspondiente a la temperatura pero con el inconveniente asociado de que tal variación no es lineal sino exponencial y que en lugar de ser creciente con la temperatura es decreciente.

Dentro del transmisor se trata la señal recibida con el propósito de linealizarla y convertir la variación inversa en una variación directamente proporcional a la temperatura de tal modo que la variación de temperatura de 0 a 100 °C medida por el termistor corresponda a una variación de voltaje de 0 a 10 voltios entregada a la salida del transmisor. Este rango de variación se ha establecido como norma del proyecto a fin de que los diferentes módulos de medición que eventualmente formarán parte del laboratorio puedan ser intercambiables entre sí.

Para realizar este propósito se ha escogido el "sistema de linealización por tramos" es decir que se toma la curva de respuesta total del termistor, se subdivide en varios tramos y cada uno de ellos es conectado a una diferente amplificación con el objetivo de compensar su variación



FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA		EPN
LABORATORIO DE INSTRUMENTACION		
PROYECTO: SEMI-CONDUCTORES Y CONTROL ANALOGICO		
CONJEP	FECHA:	DISEÑO
BR-06	18/04/10/86	REVISADO
HOJA:	FIG 3.8 TRANSISTOR DE THERMISTOR	
DE:		

desigual y entregar a la salida una curva de respuesta lineal.

El amplificador mencionado recibe en su entrada una variación exponencial decreciente y entrega a la salida una recta decreciente. Esto significa que a medida que aumenta la temperatura, el valor de salida de este amplificador disminuye. Para transformar esta variación negativa en una variación positiva a medida que aumenta la temperatura, la salida de este amplificador se resta de un valor constante. De modo que si a este valor fijo se le resta un valor grande, el resultado será un valor pequeño; en cambio si se le resta un valor pequeño el resultado será un valor grande; de esta manera se consigue que el resultado de esta resta, pueda variar en el mismo sentido en que varía la temperatura.

Para modificar la ganancia se ha escobido un amplificador operacional en configuración de amplificador inversor, al cual se añaden resistencias conectadas en paralelo con la resistencia de realimentación con el objeto de reducir dicha amplificación. El circuito a usarse, es mostrado en la figura 3.9:

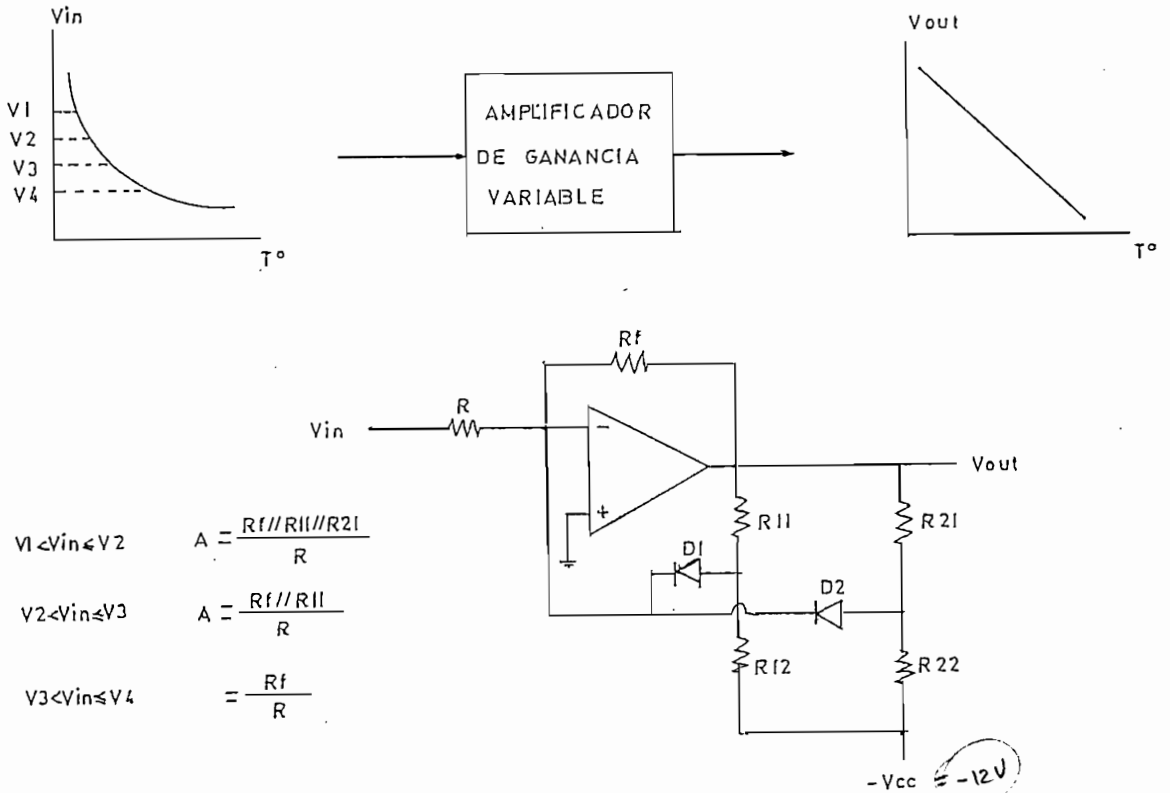


Fig 3.9 Amplificador de ganancia variable

Para determinar cual es la resistencia que debe conectarse en paralelo se emplea un diodo, el cual actúa como un switch analógico, ya que puede conducir o mantenerse bloqueado; si el diodo D_1 está en conducción permite conectar la resistencia R_{11} en paralelo con R_f , pero si el diodo está en corte no permite ponerla. Se ve entonces que controlando la conducción del diodo es posible determinar la resistencia que entra en paralelo y así poder variar a voluntad el valor de la resistencia de realimentación y por consiguiente la ganancia del amplificador operacional.

Para determinar el momento en que empieza a conducir cierto diodo, se opera sobre la polarización del mismo; se asume que en un momento dado el diodo se halla en corte y

que debe entrar en conducción o viceversa. La entrada no inversora del amplificador operacional se halla conectada a tierra y según el criterio de "tierra virtual" la entrada inversora tiene el mismo voltaje; así pues, si se asume que el diodo está en corte, esta condición se debe a que el voltaje del ánodo es inferior al del cátodo y por ello el diodo se halla en polarización inversa y no conduce; para lograr que el diodo entre en conducción es necesario elevar el nivel de tensión del ánodo con respecto al del cátodo para polarizarlo directamente y lograr su conducción. En el caso contrario si el diodo se halla en conducción, esto significa que el voltaje de ánodo es superior al de cátodo y por consiguiente el diodo se halla en polarización directa; para conseguir que el diodo entre en polarización inversa, será necesario reducir el voltaje de ánodo hasta que su valor sea inferior al de cátodo.

Ahora bien, si el cátodo del diodo se halla conectado a la entrada inversora del amplificador operacional y esta se encuentra a un valor fijo de cero voltios, se deberá incrementar el voltaje de ánodo para conseguir que su valor sea mayor que cero y el diodo entre en conducción o reducirlo para que sea menor que cero y así el diodo entre en corte; este voltaje se consigue mediante un divisor de tensión formado por R11 y R21 colocado entre el voltaje de salida y la fuente fija de -12 voltios.

De este modo con el divisor de tensión se monitorea en todo momento el valor del voltaje de salida, el cual a

su vez depende del valor del voltaje de entrada y por lo tanto mediante la conducción del diodo se puede alterar la ganancia del amplificador operacional en función del valor del voltaje de entrada.

El termistor DL-710-PP, que será empleado en este trabajo, está formado por dos termistores cuya variación de resistencia en función de la temperatura se puede muestra en el apéndice # 2 (Resistencia del termistor en función de la temperatura) [3]. El mencionado termistor está formado por dos termistores contenidos dentro de la misma sonda, con el propósito de tener otro sistema de linealización, sin embargo el rango de linealización que se puede lograr es reducido, razón por la cual se ha optado por un método electrónico en lugar de un arreglo de termistores; para el presente trabajo se han escogido los tramos de linealización cada cinco grados Celsius a fin de lograr un cierto balance entre precisión y sencillez del circuito. En la tabla 3.1 se muestra la variación de la resistencia en función de la temperatura para cada uno de los termistores en los puntos escogidos.

³ OMEGA; Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia; Stanford; 1988.

Tabla 3.1: RESISTENCIA EN FUNCION DE LA TEMPERATURA PARA LOS TERMISTORES QUE FORMAN LA SONDA OL-710-PP.

TEMPERATURA (°C)	RESISTENCIA TERMISTOR 1 (Ω)	RESISTENCIA TERMISTOR 2 (Ω)
0	19590	94980
5	15240	74440
10	11940	58750
15	9428	46670
20	7496	37300
25	6000	30000
30	4834	24270
35	3918	19740
40	3196	16150
45	2620	13280
50	2162	10970
55	1792	9109
60	1493	7599
65	1249	6367
70	1051	5359
75	888,0	4529
80	753,8	3843
85	642,4	3273
90	549,8	2799
95	472,4	2402
100	407,6	2069

Para convertir la variación de resistencia del Termistor en función de la temperatura, en una variación de voltaje en función de la temperatura se emplea una fuente de corriente constante la cual según la Ley de Ohm al multiplicarse por el valor de la resistencia genera un voltaje que tiene la misma forma de la respuesta de resistencia, constituyéndose este último en un voltaje de entrada al circuito linealizador.

En el presente trabajo se ha escogido trabajar con el termistor 2, debido a que presenta mayor variación de resistencia que el termistor 1 para el mismo rango de temperaturas razón por la cual es más sencillo apreciar un cambio de temperatura. De esta manera al multiplicar dicha

resistencia por una corriente de 0,1 mA se logra tener un voltaje que se aproxima a los límites deseados requiriendo solamente una pequeña corrección para conseguir el valor deseado. Así pues a 0 °C el voltaje que se puede conseguir a partir de la resistencia del termistor y la corriente de 0,1 mA es de 9,67 voltios, el mismo que debe ser incrementado para conseguir 10 voltios a fin de obtener la relación deseada; en el otro extremo del rango, es decir a 100 °C el voltaje correspondiente sería de 0,2069 voltios, por lo cual se requiere reducir la ganancia del amplificador operacional para conseguir un voltaje de cero voltios.

La salida del amplificador de ganancia variable se separa del circuito corrector de fase, mediante un amplificador operacional que trabaja como seguidor de tensión, ya que proporciona una impedancia de entrada muy grande y no constituye carga al amplificador.

Esta señal ingresa a la entrada inversora de un amplificador diferencial a fin de restarse de un valor fijo de 10 voltios, el cual se aplica en la entrada no inversora; este paso se realiza con el propósito de conseguir que el resultado de esta operación varíe en el mismo sentido en que varía la temperatura.

En los procesos industriales, se realiza la medición del parámetro de interés en un cierto punto del proceso para luego ser enviado al lugar donde se hallan los elementos de control, así por ejemplo en un horno de calentamiento para

laminación de hierro el transductor de temperatura debe encontrarse en un punto que le permita sensar la temperatura real del horno, pero obviamente los circuitos de control no pueden hallarse en el mismo lugar.

Esta situación obliga a realizar la transmisión de la información desde el lugar de medida hacia el lugar de procesamiento, que muchas veces pueden hallarse distantes entre sí; esto provocaría un problema de caída de tensión en los conductores, lo cual significa introducir un error en el valor transmitido. Para evitarlo la transmisión se realiza en forma de corriente y no en forma de voltaje, mediante un circuito que sea capaz de entregar el mismo valor de corriente a través de una impedancia dada, aún cuando el valor total de dicha impedancia presente variaciones.

De esta manera aún cuando la distancia de transmisión tenga una longitud considerable y por tanto la impedancia que muestran los conductores utilizados presente variaciones, el valor de la corriente continúe siendo el mismo, evitando de este modo el problema de caída de tensión en los conductores.

Dentro del proceso a seguirse a lo largo del presente trabajo, primeramente se obtiene una variación de voltaje correspondiente a una variación de temperatura, de modo que para efectuar la transmisión en corriente basta con realizar una transformación de voltaje a corriente, para lo cual se ha escogido un amplificador operacional que realice el

trabajo de conversor voltaje-corriente; la variación de voltaje de 0 a 10 voltios se transforma en una variación de corriente comprendida entre 4 y 20 mA, de acuerdo a lo establecido como norma del proyecto.

3.4.1 DISEÑO DE LA FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE

La fuente de corriente constante tiene por objeto suministrar la misma corriente de salida a pesar de que existan variaciones en la resistencia de carga.

Como se expuso en el acápite 3.3.1 la corriente que debe suministrar la fuente de corriente constante es de 0,1 mA, para lo cual se empleará un amplificador operacional a fin de conseguir precisión en el valor de la corriente a lo largo del tiempo. El termistor puede soportar una corriente de 0,833 mA sin que el calentamiento propio por efecto Joule tenga incidencia en el valor medido^[3], de manera que el valor necesario de corriente se halla por debajo del valor establecido por el fabricante y no se introducirán errores debido al calentamiento por disipación propia.

El circuito que se empleará para conseguir la corriente constante se muestra en la figura 3.10:

³ OMEGA; Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia; Stanford; 1988.

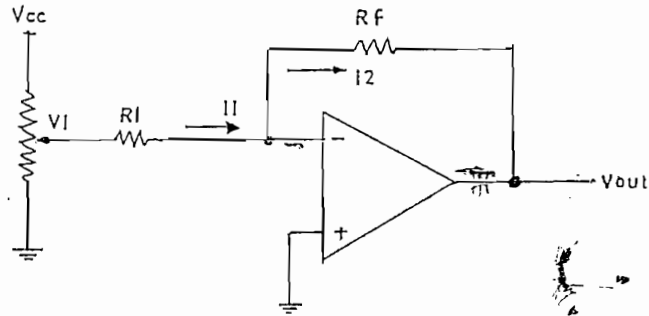


Fig 3.10 Fuente de corriente constante

El circuito de la figura 3.10 basa su funcionamiento en el principio de que un amplificador operacional presenta una impedancia tan alta entre sus entradas que la corriente puede considerarse despreciable. Así, cualquier voltaje en una de sus entradas será el mismo que puede medirse en la otra.

Por lo tanto para un valor fijo del voltaje en la entrada, la corriente que circula por R_1 debe ser siempre la misma, ya que el voltaje en la entrada inversora del amplificador operacional será siempre cero, porque la entrada no inversora está conectada a cero voltios. Por otro lado según la ley de corrientes de Kirchhoff establece que la suma algebraica de las corrientes de todas las ramas que convergen a un nodo es igual a cero en todos los instantes.

Así pues si se aplica la ley de corrientes de Kirchhoff al circuito de la figura 3.10, puede observarse que la corriente que circula a través de R1 ingresa al nodo formado en la entrada inversora del amplificador operacional y asumiendo que no haya corriente hacia el amplificador, toda esta corriente debe circular hacia la resistencia de realimentación, que en este caso será el termistor; la corriente que circula en la resistencia de realimentación, hace que la salida del amplificador operacional sea negativa.

La corriente de la fuente dependerá del voltaje de entrada V1 y de R1, siendo independiente de la resistencia que presente el termistor.

$$I_{out} = \frac{V_1}{R_1} \quad (\text{ec. 3.12})$$

si R1 se asume en 15 KΩ, el voltaje V1 será de:

$$\begin{aligned} V_1 &= 0,1 \text{ mA} * 15 \text{ K}\Omega \\ &= 1,5 \text{ voltios} \end{aligned}$$

Para darle mayor versatilidad al circuito se puede permitir que el voltaje de entrada sea variable a fin de ajustar en forma exacta el valor de la corriente, con lo que se puede superar el problema de la tolerancia de las resistencias.

3.4.2 DISEÑO DE LA RED DE LINEALIZACIÓN DE LA CARACTERÍSTICA RESISTENCIA TEMPERATURA DEL TERMISTOR

La ganancia del amplificador CI1B del circuito de la figura 3.8 es la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada. Esta relación puede ser calculada dividiendo el valor de la resistencia de realimentación para el valor de la resistencia de entrada al amplificador operacional. En la tabla 3.2 se puede apreciar el voltaje de entrada que se obtendrá a partir de la resistencia del termistor 1, el voltaje de salida que se desea obtener luego del proceso de linealización y el valor de ganancia necesario para obtenerlo.

Tabla 3.2: VOLTAJES DE ENTRADA Y SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE GANANCIA VARIABLE

Temperatura (°C)	V_{entrada} (V)	V_{salida} (V)	Ganancia
0	-9,498	10	-1,0529
5	-7,444	9,5	-1,2762
10	-5,875	9,0	-1,5319
15	-4,667	8,5	-1,8213
20	-3,730	8,0	-2,1448
25	-3,000	7,5	-2,5000
30	-2,427	7,5	-2,8842
35	-1,974	6,5	-3,2928
40	-1,615	6,0	-3,7152
45	-1,328	5,5	-4,1416
50	-1,097	5,0	-4,5579
55	-0,9109	4,5	-4,9402
60	-0,7599	4,0	-5,2639
65	-0,6367	3,5	-5,4971
70	-0,5359	3,0	-5,5981
75	-0,4529	2,5	-5,5200
80	-0,3843	2,0	-5,2043
85	-0,3273	1,5	-4,5830
90	-0,2799	1,0	-3,5727
95	-0,2402	0,5	-2,0816
100	-0,2069	0,0	0,0

La tabla 3.2 muestra que el valor más alto de ganancia está dado para 70 °C, por lo tanto en este punto se puede iniciar el cálculo asumiendo que para tal temperatura se tiene una sola resistencia de realimentación y una de entrada ya que las demás se hallan en condición de corte porque los diodos se han polarizado inversamente.

A la temperatura de 0 °C, existe un grupo de resistencias que se hallan en conducción para reducir la ganancia del amplificador operacional. A medida que la temperatura se incrementa, la resistencia de realimentación debe aumentar para conseguir aumentar la ganancia. Al llegar a los 70 °C existirá una sola resistencia de realimentación; sin embargo, si la temperatura continúa subiendo deben existir nuevas resistencias que entren en paralelo con la de realimentación para reducir nuevamente la ganancia al valor deseado.

El método que se seguirá para calcular el valor de las resistencias se dividirá necesariamente en dos partes. Un proceso para las resistencias que intervienen en temperaturas inferiores a los 70 °C y otro para aquellas que actúan en temperaturas superiores. Ese método se ilustra a continuación.

A la temperatura de 70 °C se tienen: una resistencia de realimentación cuyo valor es de 10 K Ω y una resistencia de entrada cuyo valor es de 1,7853 k Ω , para conseguir un valor

de ganancia de 5,5981. La inversión del signo se consigue porque se emplea una configuración de amplificador inversor.

En el siguiente punto, es decir a 65 °C la resistencia total de realimentación es de $R_f // R_{11}$, que dividida para la resistencia de entrada debe generar un valor de 5,497; se debe entonces despejar el valor de la resistencia R_{11} .

$$A = \frac{R_f // R_{11}}{R} \quad (\text{ec. 3.13a})$$

$$A * R = \frac{R_f * R_{11}}{R_f + R_{11}}$$

$$R_f + R_{11} = \frac{R_f * R_{11}}{A * R}$$

$$R_f = R_{11} \left[\frac{R_f}{A * R} - 1 \right]$$

$$R_{11} = \frac{R_f}{\frac{R_f}{A * R} - 1} \quad (\text{ec. 3.13b})$$

Si en la ecuación 3.13b se reemplaza el nuevo valor de ganancia A y el de la resistencia de realimentación R_f , se puede generalizar la expresión para encontrar el valor de la resistencia que se debe colocar en paralelo para conseguir un valor determinado de ganancia.

Por otra parte la resistencia R_{11} (ver figura 3.9) forma un divisor de tensión juntamente con la resistencia R_{12} , los extremos del divisor de tensión son: -12 voltios en el extremo inferior y el voltaje de salida del amplificador

operacional que tiene signo positivo en el extremo superior. Para determinar el instante en que debe entrar en conducción la resistencia R11 se asumirá que es necesario colocar un voltaje de 0,6 voltios en el ánodo del diodo con respecto a su cátodo para que éste se polarice directamente. Por facilidad se asumirá la referencia en el punto de -12 voltios y por consiguiente el divisor de tensión deberá tener en su punto central un valor de 12,6 voltios para que un diodo entre en conducción. Este cálculo se ilustra en la ecuación 3.14a:

$$12,6 = \frac{R21}{R11 + R21} (12 + Vout) \quad (\text{ec. 3.14a})$$

$$R11 + R21 = \frac{12 + Vout}{12,6} R21$$

$$R11 = R21 \left[\frac{12 + Vout}{12,6} - 1 \right]$$

$$12,6 * R11 = [Vout - 0,6] * R21$$

$$R21 = \frac{12,6 * R11}{Vout - 0,6} \quad (\text{ec. 3.14b})$$

Además se debe calcular el nuevo valor que toma la resistencia de realimentación para los cálculos posteriores; este nuevo valor se calcula mediante la ecuación 3.15:

$$\frac{1}{Rf} = \frac{1}{Rfi} + \frac{1}{R1j} \quad (\text{ec. 3.15})$$

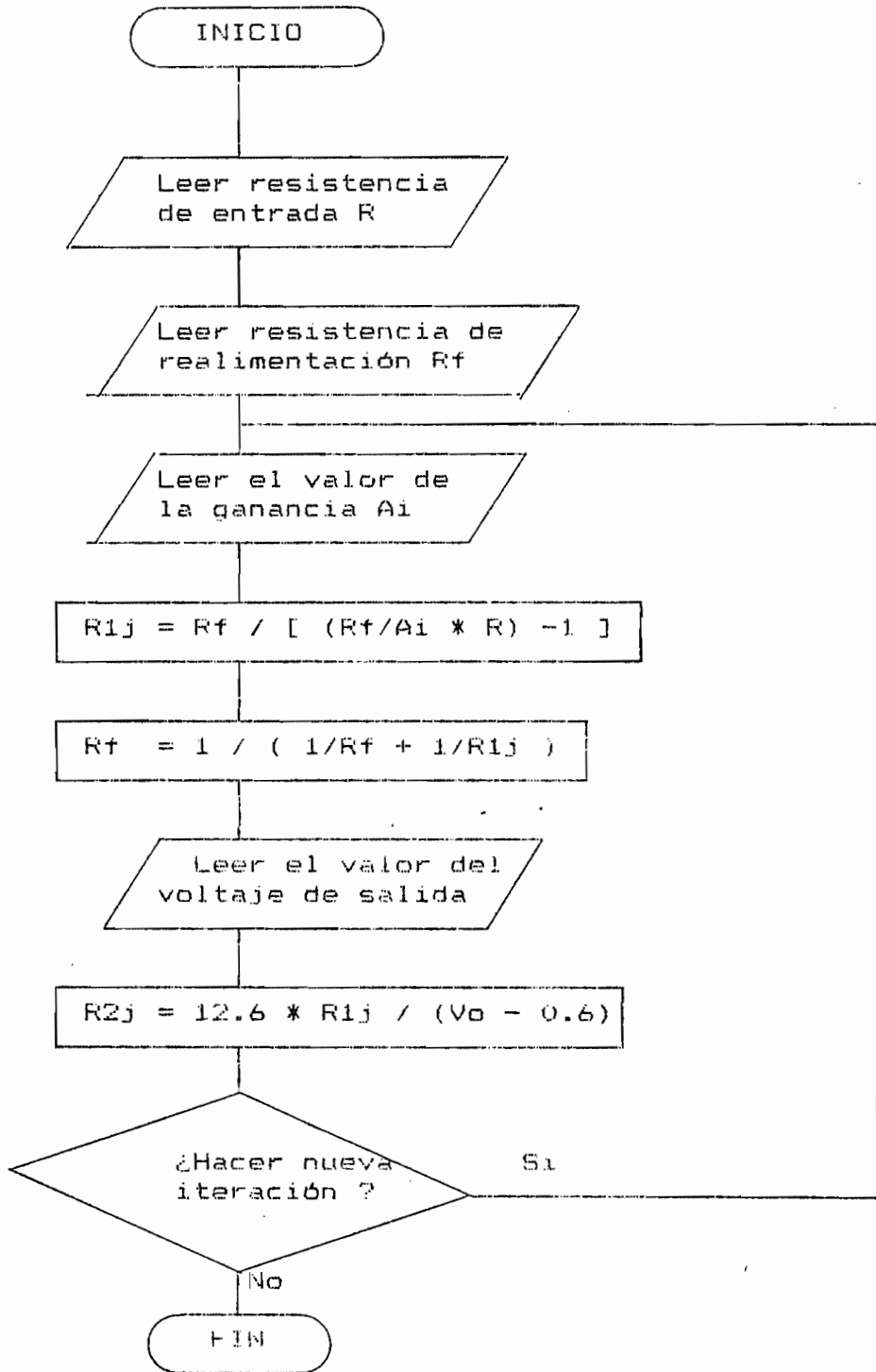
$$Rf = \frac{1}{\frac{1}{Rfi} + \frac{1}{R1j}}$$

donde: R_{fi} = resistencia de realimentación inicial

R_f = nuevo valor de resistencia de realimentación

R_{1j} = resistencia que modifica la ganancia

Si este proceso iterativo se ilustra en forma de un diagrama de flujo, se pueden obtener directamente los valores de R_{1j} y de R_{2j} , que determinan el cambio en el valor de la ganancia y el instante en que dicho cambio tiene lugar.



El resultado obtenido con este procedimiento se muestra en la tabla 3.3.

Tabla 3.3: RESISTENCIAS QUE CONFORMAN EL DIVISOR DE TENSION DE LA RED DE LINEALIZACION

Temperatura (°C)	R1j (kΩ)	R2j (kΩ)
0	10,7491	14,4084
5	13,6575	19,3354
10	17,2214	25,8321
15	21,5699	34,4027
20	26,9655	45,9143
25	33,5245	61,2186
30	41,5190	81,7405
35	51,7343	110,483
40	64,4595	150,406
45	80,9993	208,284
50	105,211	301,285
55	143,504	463,269
60	221,650	821,408
65	543,924	2363,25
75	706,213	4683,31
80	162,548	1462,93
85	68,5749	960,049
90	28,9501	911,930
95	8,9092	-1122,57

Como se puede apreciar de los resultados del programa, con este procedimiento no se puede medir temperaturas de 100 °C, puesto que se requiere una resistencia de valor negativo, lo cual no es posible de lograr.

La razón de este resultado se encuentra en el hecho de que a 95 °C, el voltaje de salida del amplificador operacional es de 0,5 voltios, que sumado al voltaje de -12 voltios de la fuente se tiene un voltaje entre los extremos del divisor de tensión de 12,5 voltios, sin embargo se quiere obtener en el medio de las dos resistencias un voltaje de 12,6 voltios lo cual no es posible obtener.

Una forma de obviar este problema es emplear diodos de germanio, los cuales tienen un voltaje umbral de solamente 0,4 voltios; es decir que un diodo de germanio requiere en

el ánodo solamente 0,4 voltios más que en el cátodo para entrar en conducción. Empleando esta solución se puede aumentar el rango de medida hasta los 96 °C.

3.4.3 DISEÑO DEL CORRECTOR DE FASE

El amplificador de ganancia variable entrega en su salida una lectura de temperatura en forma lineal, pero inversa pues a la temperatura de 0 °C la salida del amplificador entregará +10 voltios y a la temperatura de 90 °C la salida será de +1 voltio.

Se requiere realizar el ajuste necesario para lograr que el valor entregado a la salida del medidor sea totalmente correspondiente a la temperatura medida; se puede realizar esta corrección restando el valor de salida del amplificador de ganancia variable de un valor constante establecido en +10 voltios; de esta manera si el voltaje de salida es de 10 V. correspondiente a una temperatura de 0 °C, al ser restado del valor constante de 10 V. produce un resultado de 0 V. que representa el valor real de la temperatura. Si el voltaje de salida es de 1 V. correspondiente a una temperatura de 90 °C, al ser restado de 10 V. produce un resultado de 9 V. que representa el valor real de la temperatura.

Con este procedimiento se puede lograr la corresponden-

V_{entrada}	Ganancia
$V_{in} < -9,498$	-1,0529
$-9,498 < V_{in} < -7,444$	-1,2762
$-7,444 < V_{in} < -5,875$	-1,5319
$-5,875 < V_{in} < -4,667$	-1,8213
$-4,667 < V_{in} < -3,730$	-2,1448
$-3,730 < V_{in} < -3,000$	-2,5000
$-3,000 < V_{in} < -2,427$	-2,8842
$-2,427 < V_{in} < -1,974$	-3,2928
$-1,974 < V_{in} < -1,615$	-3,7152
$-1,615 < V_{in} < -1,328$	-4,1416
$-1,328 < V_{in} < -1,097$	-4,5579
$-1,097 < V_{in} < -0,9109$	-4,9402
$-0,9109 < V_{in} < -0,7599$	-5,2639
$-0,7599 < V_{in} < -0,6367$	-5,4971
$-0,6367 < V_{in} < -0,5359$	-5,5981
$-0,5359 < V_{in} < -0,4529$	-5,5200

(ec. 3.17)

3.4.4 DISEÑO DEL CONVERTOR VOLTAJE-CORRIENTE

El circuito de la figura 3.11 entrega una salida de voltaje proporcional a la variación de temperatura y en forma linealizada. Sin embargo en procesos de instrumentación existen ocasiones en las cuales es necesario enviar la señal medida a algún controlador que se halla a cierta distancia del punto de medición del parámetro de interés, lo cual puede originar problemas de caída de tensión en los conductores debido a la distancia a la que se está transmitiendo la información; este problema puede ser eliminado si la información se transmite en forma de corriente y no de voltaje, lo cual se puede lograr convirtiendo la señal de voltaje en una señal de corriente.

El circuito conversor voltaje-corriente basa su funcionamiento en el hecho de que para un voltaje determinado en la entrada, existe un valor determinado de corriente que fluye a través de la resistencia de entrada cuyo valor

proviene de la variación de voltaje correspondiente a la variación de temperatura. La relación entre la corriente de salida y la temperatura medida se puede ver en el apéndice # 3.

El circuito correspondiente se puede ver en la figura

3.12:

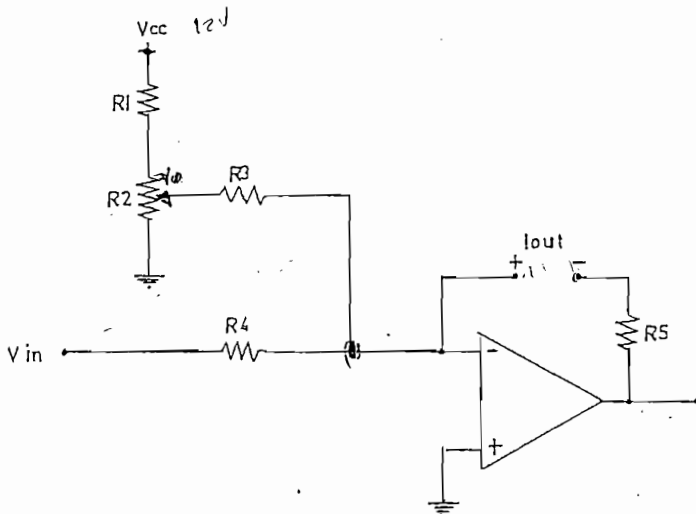


Fig 3.12 Conversor voltaje-corriente

3.5 TRANSMISOR PARA EL TERMOPAR .

El transmisor para el termopar tipo T toma la salida del termopar, el cual entrega una tensión continua linealmente proporcional a la variación de temperatura, para amplificarla y entregar en su salida una lectura de voltaje totalmente correspondiente a la variación de temperatura.

En este caso el problema mayor se encuentra en la amplificación de dicha tensión pues es tan pequeña que se halla en el orden de los milivoltios, como ejemplo se puede citar que para 100 °C la tensión proporcionada es de 4,251 mV cuando la juntura fría se mantiene a 0 °C.

Uno de los errores más importantes en un amplificador operacional es el offset o desviación de cero, al que se puede definir como la tensión que es necesario proporcionar a la entrada para obtener cero voltios a la salida; su origen radica en las pequeñas diferencias constructivas en las junturas base-emisor en los transistores de entrada. La compensación de este error es sencilla a una temperatura determinada y la mayoría de los amplificadores operacionales tienen dos salidas para la corrección mediante un potenciómetro exterior.

Sin embargo la tensión base-emisor de dichos transistores varía con la temperatura, variando en consecuencia su diferencia u offset, con lo que se observa que este permanecerá estable, si lo es la temperatura; esta variación recibe el nombre de "deriva del offset" y se mide en μV por grado, pudiendo ser tanto positivo como negativo.

Una forma de evitar este error es mediante el método "chopper"; a través de una frecuencia de reloj se da paso o no a una señal de corriente continua o de baja frecuencia y a la salida de este primer paso se obtiene una señal modulada en amplitud que es seguidamente amplificada en alterna (no se amplifican las derivas de corriente continua) el número de veces necesario, para ser seguidamente demodulada, obteniéndose una replica de la señal de entrada. Se debe aclarar que las derivas no son lineales con la temperatura; cuando se desean grandes amplificaciones lo más

correcto es fraccionar la amplificación en dos o más etapas, ya que sus derivas tienden a compensarse hasta cierto grado.

Otro punto destacable es el tipo de resistencias a utilizar ya que es un error común intentar abaratar costos colocando resistencias de carbón, ajustando la ganancia del conjunto con un potenciómetro. Como se sabe las resistencias de carbón varían su valor tanto al momento de soldar como al transcurrir el tiempo, entre otras causas, razón por la cual se deben preferir siempre las resistencias de film metálico.

3.5.1 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION

Los requerimientos de amplificación de voltaje en instrumentación son a menudo proporcionados por amplificadores diferenciales conocidos como amplificadores de instrumentación. Básicamente estos amplificadores tienen una entrada diferencial y una realimentación encargada de la ganancia de voltaje. Mientras la mayoría de los amplificadores operacionales tienen entradas diferenciales, la realimentación es generalmente aplicada a una de estas entradas dejando solamente una señal de entrada. Cuando la red de realimentación es acompañada por una red idéntica a la entrada de un segundo amplificador operacional, se forma una configuración elemental de amplificador diferencial.

Un amplificador de instrumentación que presenta notables características de linealidad de ganancia y facilidad

dad de ajuste de la misma, con alto rechazo en modo común es el que se presenta en la figura 3.13:

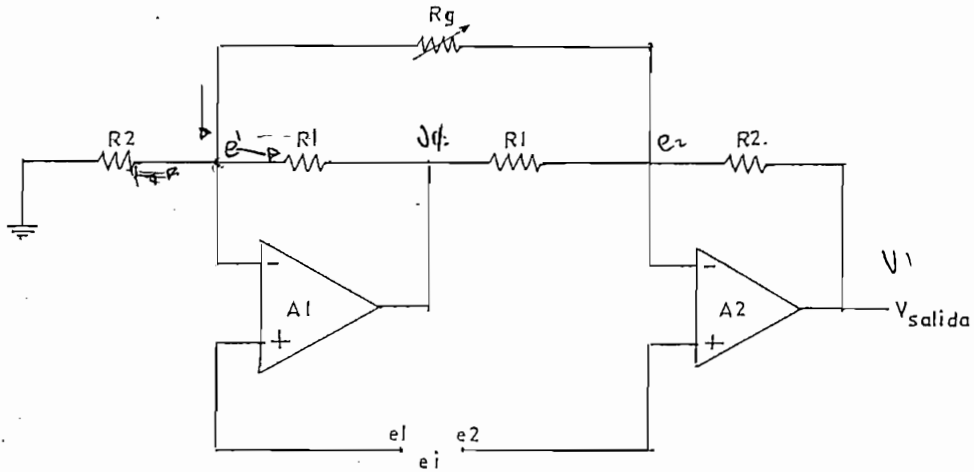


Fig 3.13 Amplificador de Instrumentación

Un solo potenciómetro ajusta la ganancia de este circuito, sin el inconveniente de introducir errores en modo común.

Para analizar la operación de este circuito es conveniente desechar primeramente la presencia de la resistencia variable R_g y considerar la señal en cada entrada separadamente, usando el principio de superposición. Bajo estas condiciones la señal e_2 sola es amplificada por un simple amplificador no inversor A_2 y la señal de salida es:

$$V_1 = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] e_2 \quad (\text{ec. 3.18})$$

Desde la señal e_1 , el amplificador no inversor formado por A_1 , producirá una señal de salida de:

$$V_2 = \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \right] e_1 \quad (\text{ec. 3.19})$$

Esta salida es presentada en A_2 como una entrada a un amplificador inversor teniendo una ganancia de $-R_2/R_1$ y resulta en una salida de:

$$V_3 = - \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] e_1 \quad (\text{ec. 3.20})$$

Usando el principio de superposición, las salidas procedentes de las dos señales de entrada se suman algebraicamente y esto resulta en una sola salida, debida a la señal de entrada diferencial de:

$$V_{\text{salida}} = - \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] e_i \quad (\text{ec. 3.21})$$

donde: $e_i = e_1 - e_2$

Debido a esta última sustitución no interesa si se toma la referencia de e_1 y de e_2 respecto a tierra o respecto a otro punto, puesto que al final se realiza la diferencia entre las dos señales eliminándose así el punto tomado como referencia.

Cuando se incluye el potenciómetro de ganancia en el circuito, aumenta una suma de corriente de e_1/R_g a cada juntura de suma y modifica la ecuación de la ganancia a:

$$\frac{e_o}{e_1} = - \left[1 + \frac{R_2}{R_1} + 2 \frac{R_2}{R_g} \right] \quad (\text{ec. 3.22})$$

La capacidad de este circuito de dos amplificadores está limitada por los errores normales de los amplificadores

operacionales, la igualdad en el valor de las resistencias y las características de balanceo de modo común.

En este caso los errores de rechazo en modo común tienden a cancelarse pero los otros errores son aditivos. De la desigualdad en el valor de las resistencias resulta una ganancia en modo común diferente de cero.

La implementación práctica de este circuito presenta ciertos inconvenientes como por ejemplo la carga que constituye el amplificador para el termopar, problema que puede ser superado empleando amplificadores operacionales con transistores de entrada del tipo FET.

Sin embargo existe aún otro inconveniente más difícil de superar; el sistema de calentamiento por resistencias permite elevar la temperatura hasta un máximo de 68-70 °C; a esta temperatura la tensión entregada por el termopar es de aproximadamente 2 mV. Esta tensión es muy pequeña para que sea amplificada por amplificadores operacionales, puesto que esta señal está en el mismo orden del voltaje de ruido. Por otro lado la variación por temperatura produciría derivas que podrían llegar a anular la señal. Además debe considerarse que este es el mejor de los casos, puesto que una variación de unas 4 décimas de milivoltio corresponden a una variación de aproximadamente 5 °C, las cuales serán casi imperceptibles en el rango inferior de temperaturas.

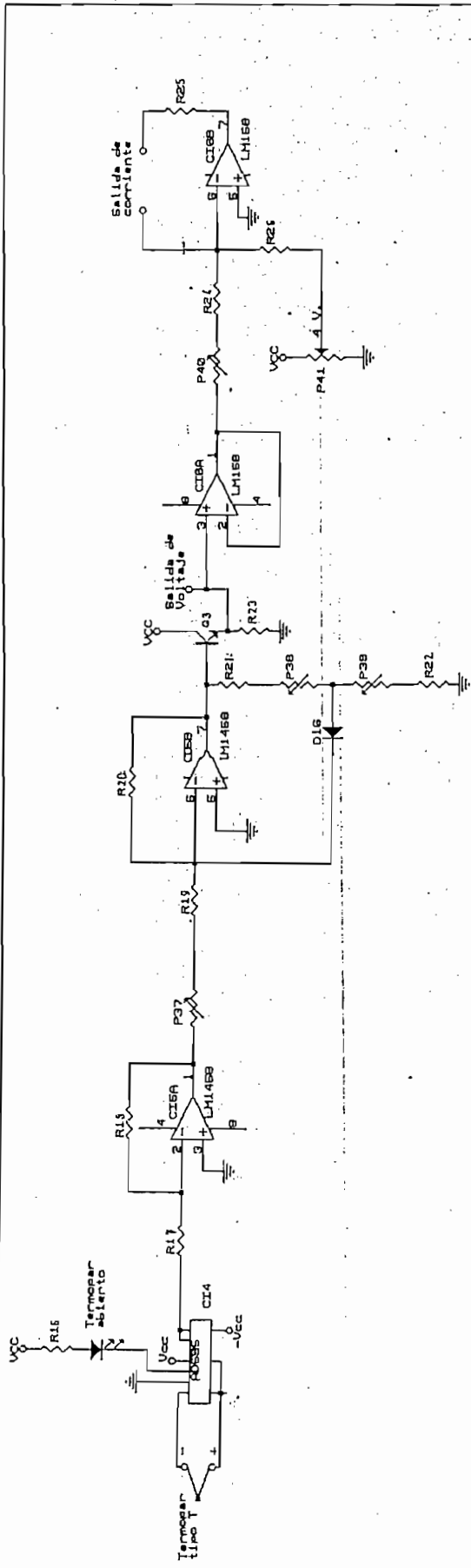
Otro inconveniente a ser considerado es el rizado en el voltaje de la fuente que puede llegar a alcanzar igual magnitud que la señal, con lo cual podría alterarse notablemente la señal si el rizado es del mismo sentido o anularse inclusive si el rizado es de signo opuesto.

El problema como se puede deducir se origina por el pequeño margen de variación de la temperatura que permite efectuar el sistema, por esta razón se prefirió utilizar un circuito integrado que realice la amplificación del voltaje entregado por el termopar, ya que este tipo de elementos se hallan disponibles en el mercado.

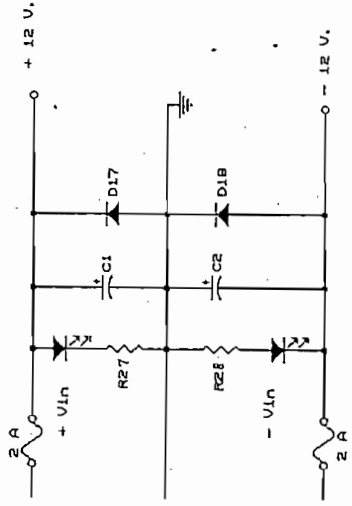
El circuito a utilizarse es el AD595, que es un amplificador para termocuplas tipo K, el cual puede ser utilizado sin modificaciones adicionales para termocuplas tipo T.

El AD595 se comporta como dos amplificadores diferenciales, las salidas se suman y se emplean para controlar un amplificador de alta ganancia. Los transistores de silicio del circuito integrado tienen una sensibilidad térmica que es repetitiva y predecible; esta capacidad se utiliza para conseguir la compensación de la junta fría o de referencia que requiere la termocupla.

La salida entregada por el AD595 es de 10 mV/°C, que es una señal que ya puede ser amplificada por un amplificador operacional normal.



ACONDICIONADOR DE SENAL PARA TERMOPAR



FUENTE DE ALIMENTACION

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA		EPN
LABORATORIO DE INSTRUMENTACION		
PROYECTO: SIMULACION Y CONTROL ANALOGICO DE TEMPERATURA EN LIQUIDOS		
CONJEF DE-06	FIG 3.14 TRANSMISOR DE TERMOPAR	DISEÑO
FECHA: 15/04/09		REVISADO
HOJA: 01		

El AD595 es un amplificador diseñado para trabajar con la termocupla tipo K, cuya f.e.m. es muy similar a la f.e.m. de la termocupla tipo T hasta los 50 °C; a partir de esta temperatura es necesario implementar una corrección de la ganancia debido a los efectos de la no linealidad de la termocupla tipo T.

Para emplear el mismo sistema de linealización empleado en el circuito transmisor para el termistor, es necesario invertir la señal para conseguir una entrada negativa al amplificador de ganancia variable, el cual requiere solamente de una resistencia de realimentación para corregir la ganancia como puede verse en la tabla 3.4, la cual fue extraída de la tabla de f.e.m. del termopar en función de la temperatura que se muestra en el apéndice # 2, (f.e.m. del Termopar Tipo T).

Tabla # 3.4: VOLTAJE DE SALIDA DEL TRANSMISOR EN FUNCION DE LA TEMPERATURA

Temperatura (°C)	F.e.m. (mV)	Vout AD595 (V)	Vsalida (V)	Ganancia
15	0,589	0,148	1,5	10,130
20	0,789	0,198	2,0	10,100
25	0,992	0,248	2,5	10,081
30	1,196	0,298	3,0	10,067
35	1,403	0,350	3,5	10,000
40	1,611	0,401	4,0	9,975
45	1,822	0,453	4,5	9,934
50	2,035	0,506	5,0	9,881
55	2,250	0,559	5,5	9,839
60	2,467	0,613	6,0	9,788
65	2,687	0,667	6,5	9,745
70	2,908	0,722	7,0	9,695
75	3,131	0,777	7,5	9,653

La tabla 3.4 muestra la f.e.m. del termopar tipo T con la junta de referencia a 0 °C; para obtener la f.e.m.

entregada por la termocupla cuando la juntura de referencia se halla a la temperatura ambiente hay que restar al valor de la f.e.m. de la Tabla 3.4 el valor de la f.e.m. de la termocupla a la temperatura ambiente.

Se puede ver que la variación de la ganancia del amplificador debe ser pequeña, ya que varía 0,5 veces en todo el rango de variación de temperatura.

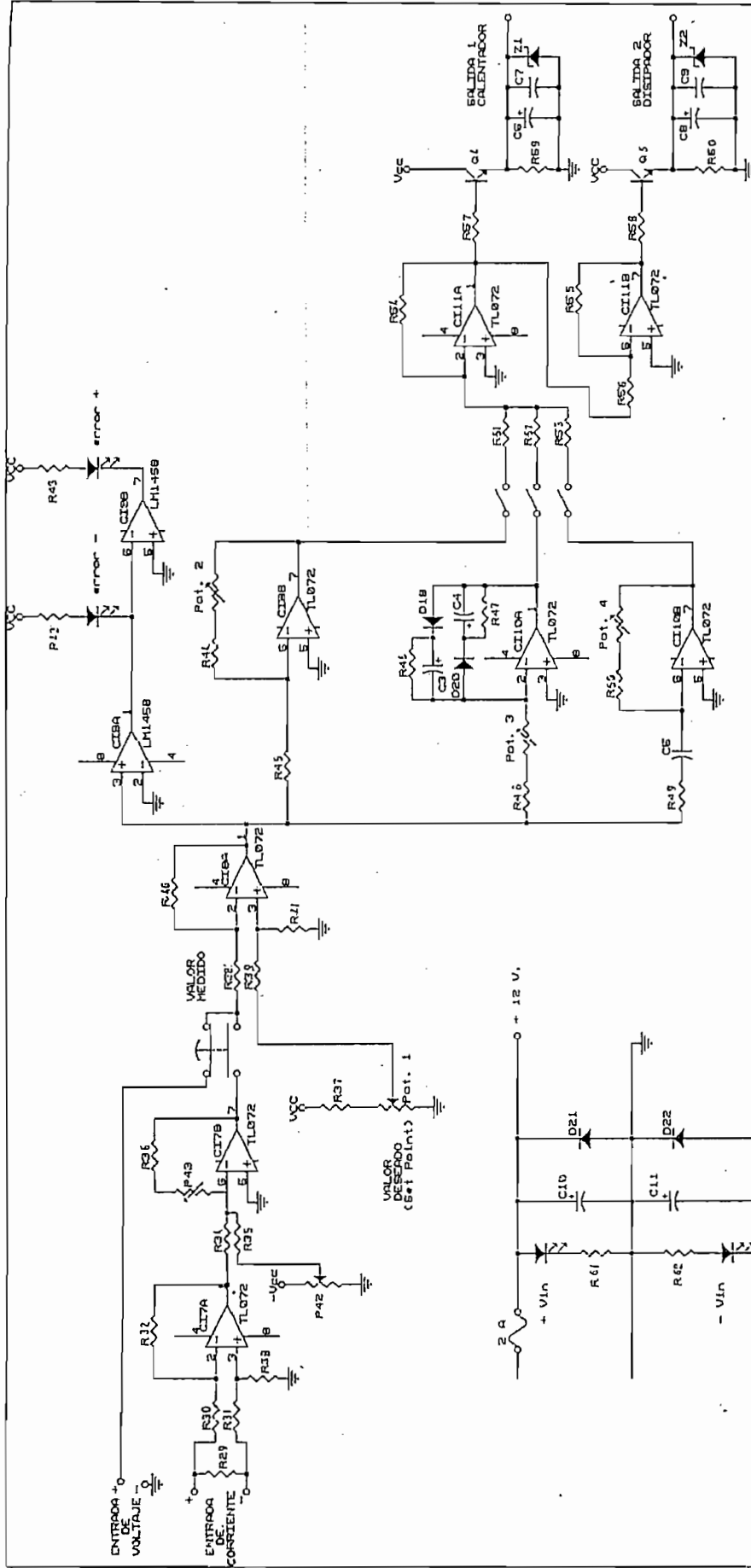
El transmisor para el termopar se complementa con un conversor voltaje-corriente completamente similar al que se desarrolló para el transmisor del termistor.

3.6 DISEÑO DEL CONTROLADOR

Como se explicó en el acápite 3.3.1, es necesario proveer al circuito de control con dos posibles entradas: una entrada de voltaje y una entrada de corriente. Estas dos entradas deben ser excluyentes, pues el control debe procesar una sola señal de error, ya que ambas señales son de la misma naturaleza.

• 3.6.1 DISEÑO DEL CONVERTOR CORRIENTE-VOLTAJE

Con este propósito es necesario disponer de un circuito que reciba la información de corriente y la transforme a una señal de voltaje, a fin de que pueda ser procesada por el circuito de control. Para esta tarea es necesario en primer lugar, hacer que la corriente recibida atraviese una



FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA LABORATORIO DE INSTRUMENTACION		EPN	
PROYECTO I SIMULACION II Y CONTROL ANALOGICO DE TEMPERATURA EN LIQUIDOS			
CONJEP B6-06	FIG 3.16 CONTROL PID ELECTRONICO		DISEÑO
FECHA: 15/MAYO/80			REVISADO
HOJA: DE 1			

resistencia a fin de convertirla en voltaje; a continuación este voltaje se amplifica hasta los niveles preestablecidos de 0 a 10 V. Además el circuito debe contar con una corriente fija para anular el efecto que produce la corriente de 4 mA correspondiente a los 0 V. y recuperar la señal de 0 V al convertir la señal de corriente a voltaje.

El circuito correspondiente se puede observar en la figura 3.16:

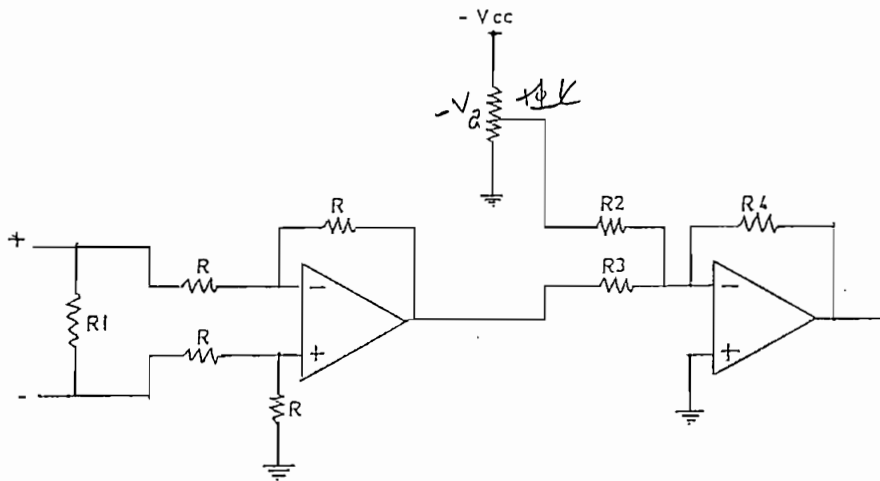


Fig. 3.16 Conversor Corriente-Voltaje

En el circuito de la figura 3.16 se realiza la conversión en dos pasos. La señal recibida en forma de corriente se hace pasar a través de la resistencia R_1 para convertirla en variación de voltaje, ninguno de los extremos de la resistencia se halla referida a tierra. Este voltaje atraviesa por el primer amplificador operacional que trabaja en configuración de amplificador diferencial, cuya función no es amplificar la señal recibida sino convertir la

diferencia de tensión entre los extremos de la resistencia en un voltaje que se halle referido a tierra.

En el siguiente paso la salida de este primer amplificador ingresa a un amplificador en configuración de sumador, juntamente con un voltaje fijo que se encarga de anular el efecto de los 4 mA correspondientes a 0 V. y a la vez se amplifica el resultado para conseguir la variación de 0 a 10 V. Se ha conseguido realizar esta tarea en dos pasos, ya que ajustar la ganancia con una sola resistencia en el sumador, es más sencillo que hacerlo en un amplificador diferencial donde se deben ajustar dos resistencias y para ello sería necesario desconectarlas del circuito impreso para verificar su valor con un óhmetro.

3.6.2 DISEÑO DEL DETECTOR DE ERROR

El circuito detector de error tiene la misión de comparar la señal de referencia con la señal procedente de los transmisores e indicar la diferencia entre el valor real de la temperatura y el valor deseado.

El diseño del detector de error es muy importante, pues cualquier falla en su funcionamiento influirá necesariamente en la operación del resto del sistema. Un comparador a lazo abierto podría muy bien realizar esta función pero tiene el inconveniente de que sus indicaciones variarán desde saturado en voltaje positivo hasta saturado en voltaje negativo, de manera que empleando este sistema no se puede

determinar la magnitud de la diferencia entre el valor deseado y el valor real de la temperatura.

Si en lugar de un comparador a lazo abierto se emplea un amplificador diferencial de ganancia unidad, la salida será la diferencia entre el valor de referencia de la temperatura y el valor real. Con este método es posible saber la magnitud de la diferencia entre los dos valores considerados.

El circuito correspondiente se muestra en la figura 3.17:

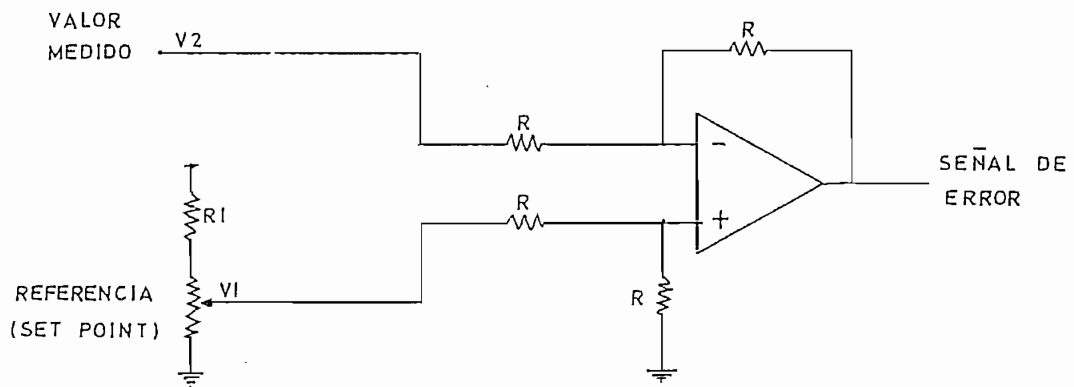


Fig 3.17 Detector de Error

La ecuación que gobierna el comportamiento de este circuito es la 3.23:

$$V_o = V_1 - V_2 \quad (\text{ec. 3.23})$$

En este punto del proceso en el cual se tiene lista la señal de error en forma de voltaje, sea cual fuere la forma

en que ha sido transmitida, se puede analizar la operación del circuito de control.

3.6.3 DISEÑO DEL CONTROLADOR

Para el presente trabajo se ha escogido diseñar el sistema de control en forma analógica, a fin de generar las distintas acciones de control de un sistema PID usando amplificadores operacionales que son los elementos más adecuados para realizar funciones matemáticas como son la derivación y la integración.

El circuito para el sistema de control PID a emplearse se ha escogido de modo que las acciones proporcional, integral y derivativa puedan obtenerse en forma independiente a fin de observar los efectos producidos por las combinaciones de las distintas acciones de control, como se muestra en la figura 3.18:

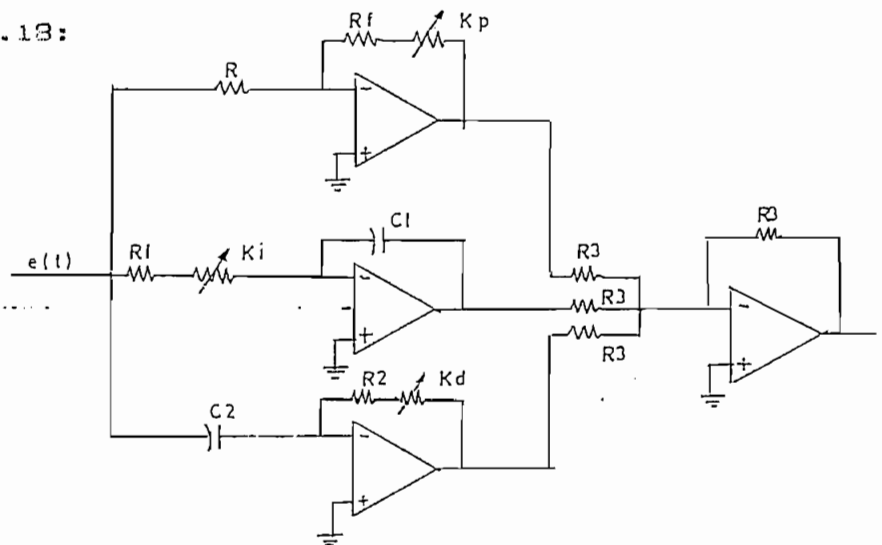


Fig 3.18 Control PID electrónico empleando Amplificadores Operacionales.

En el empleo de los controladores analógicos existe siempre la limitación de que un cambio de los parámetros del control, altera también los parámetros de los dispositivos derivador e integrador, modificando el valor de la frecuencia de esquina de los circuitos mencionados.

Esa particular disposición del derivador e integrador se ha escogido debido a que las funciones de transferencia que se consiguen corresponden exactamente a la función de transferencia del control integral como del control derivativo, a la vez que permite una variación independiente de los distintos parámetros de control K_p , K_d y K_i .

a) CONTROL INTEGRAL

En el circuito de realimentación del amplificador operacional se debe poner un condensador, mientras que en el circuito de entrada se tiene solo una resistencia, en esas circunstancias la función de transferencia será la siguiente:

$$G(s) = \frac{1}{\frac{S.C}{R}}$$

$$G(s) = \frac{1}{S.RC} \quad (\text{ec. 3.24})$$

Se puede ver que variando el valor de la resistencia de entrada R se consigue una variación en el tiempo integral T_i .

El circuito integrador de la figura 3.18 realiza la acción de integrar la señal de entrada; para ilustrar esta acción se puede considerar el caso sencillo de que en la entrada se tenga un voltaje positivo constante. Como consecuencia una corriente fluirá a través de la resistencia de entrada hacia el condensador conectado en el circuito de realimentación, provocando que este condensador empiece a acumular carga eléctrica entre sus terminales, la cual dependerá del tiempo que el voltaje de entrada se halle presente, así pues si se mantiene el tiempo suficiente el condensador eventualmente alcanzará el voltaje de saturación; este valor final es independiente del valor del voltaje de entrada ya que la salida de un integrador es proporcional al tiempo que ha estado presente la entrada y no al valor de dicha entrada. En este caso el valor final de salida dependerá del voltaje de alimentación y del voltaje de saturación del amplificador operacional utilizado.

En el circuito de la figura 3.15 se ha colocado un integrador aparentemente distinto al de la figura 3.18, sin embargo un análisis a fondo permitirá observar que se comporta de manera similar.

Durante la operación normal del integrador, el condensador de realimentación debe cargarse en cierto sentido; esta carga es bastante lenta puesto que la constante de tiempo del sistema es grande; sin embargo, cuando el signo del error actuante cambia, el condensador debe descargarse y empezar a cargarse en el sentido contrario; pero esta

descarga es también lenta razón por la cual se introduce un retardo de tiempo adicional por parte del control.

Este problema puede ser superado si se colocan dos condensadores, dispuestos de manera que cada uno de ellos pueda cargarse en un solo sentido; el sentido en el que se cargan está dado por los diodos que se hallan en serie con el paralelo de resistencia-condensador. La resistencia sirve para formar una malla cerrada a través de la cual el condensador pueda descargarse una vez que el diodo entre en corte.

Si la impedancia de la resistencia se hace mucho mayor a la del condensador, su efecto puede despreciarse con lo cual no se altera la función de transferencia del integrador, ya que cualquiera sea el signo del error se tendrá un condensador en la realimentación y una resistencia en la entrada.

b) CONTROL DERIVATIVO

El amplificador operacional que trabaja como derivador tiene en el circuito de realimentación una resistencia y en el circuito de entrada un condensador, de manera que su función de transferencia resulta ser la siguiente:

$$G(s) = \frac{R_f}{1 + sRC}$$

$$G(s) = sRC$$

(ec. 3.25)

De la ecuación 3.25 puede verse entonces que al variar el valor de la resistencia de realimentación se varía el valor del tiempo derivativo T_d .

Esta configuración permite realizar una acción derivativa sobre el voltaje de entrada, ya que la corriente que fluye a través del condensador conectado en el circuito de entrada depende de la variación de dicho voltaje:

$$i(t) = C \cdot \frac{dV(t)}{dt} \quad (\text{ec. 3.26})$$

Esta corriente se dirigirá hacia la resistencia de realimentación provocando en su salida un voltaje. Así, en el caso de que un voltaje constante se aplique a la entrada, no existirá corriente a través del condensador y la salida será nula. Por el contrario, si en la entrada se tiene una señal de alta frecuencia, la corriente producida será alta y el voltaje de salida será alto también.

En cuanto al control derivativo se refiere se puede ver que el circuito de la figura 3.15 tiene en la entrada una resistencia en serie con el condensador; si se hace que la impedancia de la resistencia sea mucho menor a la del condensador, su efecto puede despreciarse con lo cual no se altera la función de transferencia estudiada. La razón de haberla colocado es presentar una oposición a la entrada de ruido, ya que en el montaje del circuito, el amplificador tiende a oscilar por la presencia de ruido.

Para el control proporcional es suficiente con variar cualquiera de las resistencias, sea la de entrada o sea la de salida. En el presente trabajo se varía la de realimentación.

Como se puede observar de la explicación anterior los parámetros del sistema de control pueden ser ajustados mediante el movimiento de potenciómetros, como se ha escogido hacerlo en este caso. El campo de variación de los parámetros se halla limitado por el valor máximo de entrada que provocaría la saturación de los amplificadores operacionales y por el valor que provocaría la alteración de la frecuencia de esquina del integrador o del derivador.

Para evitar el empleo de resistencias de valor muy alto para producir la variación del "tiempo integral" en el integrador y del "tiempo derivativo" en el derivador, esta variación puede realizarse mediante el empleo de condensadores variables, pero estos tienen el inconveniente de que su campo de variación es muy pequeño, como se puede ver en la tabla 3.5 donde se muestra el valor de los condensadores empleados en la sintonización de ciertas bandas de frecuencia:

Tabla 3.5: VALORES DE LOS CONDENSADORES EMPLEADOS
EN SINTONIZACION

Onda media:	200-500 pF
Onda corta:	50-200 pF
VHF:	5-50 pF

Con este rango de variación no se puede lograr una variación amplia de los parámetros de control.

La expresión global del circuito de la figura 3.18 se muestra en la ecuación 3.27:

$$V_o(t) = \frac{R_f}{R} e(t) + \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \int e(t) \cdot dt + R_2 \cdot C_2 \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{ec. 3.27})$$

la cual corresponde a un control proporcional integral derivativo:

$$V_o(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(\tau) \cdot d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{ec. 3.28})$$

Se puede establecer por simple comparación que K_p resulta de la división de R_f para R ; así si $R = 3.9 \text{ k}\Omega$ y R_f se compone de una resistencia fija de $12 \text{ k}\Omega$ y de un potenciómetro de $100 \text{ k}\Omega$, la variación que experimenta K_p va desde 3,07 hasta 28.7 veces.

El tiempo integral es el resultado del producto de R_1 por C_1 ; se puede colocar condensadores de $100 \mu\text{F}$ y en igual forma la resistencia R_1 se puede formar con una resistencia fija de $430 \text{ k}\Omega$ y un potenciómetro de $250 \text{ k}\Omega$; en esas condiciones el tiempo integral puede variar desde 43 hasta 68 segundos, dando como resultado una constante integral de 20,023 y de $0,15 \text{ s}^{-1}$ respectivamente.

En cuanto al tiempo derivativo, este es el resultado del producto de R_2 y C_2 ; se puede poner un condensador de $0,1 \mu\text{F}$ y la resistencia estará conformada por una resisten-

cia fija de $4,7 \text{ M}\Omega$ y un potenciómetro de $3 \text{ M}\Omega$, lo cual produce un valor de T_d que varía de 0,47 hasta 0,77 seg.

3.7 CIRCUITO DE SALIDA

El circuito final de salida tiene como fin entregar la señal correspondiente para gobernar a los circuitos de actuación final: calentador y disipador de calor. El voltaje en ambas salidas debe variar entre 0 y +10 voltios pero en forma excluyente; así, cuando se envía una señal al calentador de agua, la señal enviada al disipador de calor debe permanecer en cero voltios.

Para cumplir esta función se ha escogido un circuito que combina la salida del control con la protección de sobrecorriente en la salida. Para este efecto la salida del amplificador operacional que reúne las diferentes acciones de control se emplea para proporcionar la corriente de base de un transistor NPN, el cual trabaja en configuración de seguidor de tensión (colector común); además hay que considerar que un transistor NPN conduce solamente cuando el voltaje de la base es superior al voltaje del emisor, que en este caso corresponde a voltajes positivos.

Cuando el voltaje en la base sea menor que cero, el transistor entrará en condición de corte y por lo tanto el voltaje en emisor será cero.

Cuando el voltaje de salida del control es negativo, la salida 1 se mantiene en cero voltios, pero a través del amplificador inversor se aplica una señal positiva al transistor de la salida 2, el cual gobernará la salida 2, en la misma forma descrita para la salida 1.

El circuito que se usará se muestra en la figura 3.19:

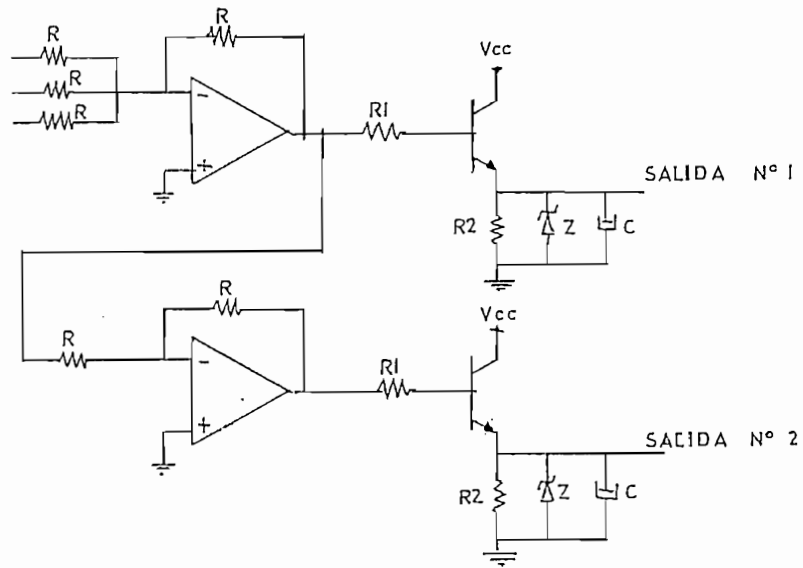


Fig 3.19 Circuito Final de Salida

Las salidas 1 y 2, actúan en forma excluyente, pues cuando la salida 1 tiene una variación de 0 a 10 V., la salida 2 permanecerá en cero voltios y cuando la salida 2 varía, es la salida 1 la que permanece en cero voltios.

Además se debe colocar un diodo zener en paralelo con la salida para proteger a los dispositivos del actuador final de un voltaje mayor a 10 V. que es el voltaje para el que éste fue diseñado. Se debió colocar también dos conden-

sadores en el circuito de emisor, uno pequeño que hace de filtro de ruidos y el otro más grande que sirve para mantener el voltaje.

3.8 PROTECCIONES

El funcionamiento correcto del circuito puede verse afectado por dos efectos fundamentales:

- valores muy altos en el voltaje de la fuente
- valores muy altos en la corriente del circuito de salida

Dentro de este contexto se puede ver que es necesario enfocar el diseño de las protecciones hacia dos puntos principales: estabilizar el voltaje de la fuente de alimentación y evitar que la corriente de salida del circuito supere un cierto valor.

3.8.1 ESTABILIZACION DEL VOLTAJE DE LA FUENTE

El voltaje de alimentación de los diferentes circuitos fue adoptado como norma del proyecto en 12 voltios, tanto para la fuente positiva como para la fuente negativa.

La estabilización del voltaje puede ser realizada mediante el empleo de diodos zener, los cuales mantienen un voltaje fijo cuyo valor viene determinado de fábrica. Este sistema es muy sencillo y económico pues también se puede optar por sistemas basados en reguladores integrados; sin

En el presente trabajo la salida está dada por un circuito amplificador operacional cuya corriente de salida es muy pequeña, para casos prácticos se puede fijar su valor máximo en 30 mA. Además se debe considerar que el voltaje de salida es variable, lo cual haría complicado un sistema electrónico de protección.

Para obviar el problema de sensar una corriente muy pequeña se aislará el circuito de la carga mediante el empleo de un interfaz. El circuito a emplearse se puede ver en la figura 3.21:

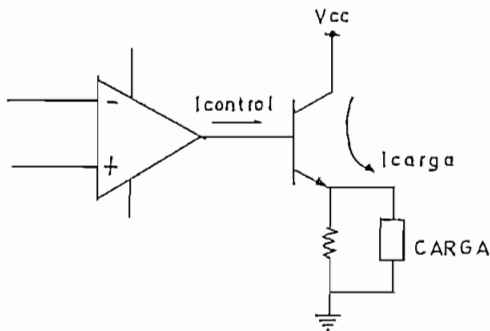


Fig. 3.21 Protección de sobrecorriente

En este circuito se puede ver que la corriente de salida no está proporcionada por el amplificador operacional sino por la fuente de alimentación, a través del transistor; de este modo una sobrecarga producirá un incremento en la corriente de colector del transistor. Se puede establecer un valor límite para esta corriente, mediante el empleo de un fusible que abra el circuito cuando la corriente alcance el

valor límite, despejando así la falla con lo cual se evita que el circuito de control sufra daños debido a un cortocircuito o una sobrecorriente en la carga.

CAPITULO 4 .

RESULTADOS EXPERIMENTALES

CAPITULO 4:

RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1 ENSAMBLAJE

El sistema desarrollado en el presente trabajo ha sido ensamblado en tres tarjetas tipo Vector, en las cuales los elementos se encuentran sujetos mediante suelda. Las tarjetas se han dispuesto en la forma siguiente: una tarjeta para cada transmisor y otra para el módulo de control. Para alojar las tarjetas se han construido cajas de tol, con cubierta desmontable en cuya base se hallan las tarjetas así como los diferentes conectores, para la entrada del voltaje de alimentación, los fusibles de protección, las señales de entrada para la información que proporcionan los sensores, las señales de salida para conexión transmisor-control y las señales para conexión control-actuador. Se incluyen además LEDs para señalización de las condiciones de trabajo del sistema.

El sistema se compone de 3 módulos contenidos en dos cajas: una que contiene los transmisores y la otra que

contiene el detector de error y el controlador propiamente dicho.

4.2 ESPECIFICACIONES DE LOS TRANSMISORES

Los transmisores se han diseñado para el rango de temperaturas en el cual la planta va a operar, el cual se extiende desde la temperatura ambiente que se puede establecer practicamente en 20 °C, hasta los 70 °C que es la temperatura máxima alcanzable con el método de calentamiento por resistencias sumergibles, para este caso en particular.

Ambos transmisores están provistos de un sistema para la indicación visual de que el sensor se halla conectado para prevenir el hecho de que algún conductor se encuentre abierto.

Se ha observado que la planta presenta un notable gradiente de temperaturas, puesto que el calentamiento es puntual alrededor de los sitios más próximos a las resistencias, que es donde se producen temperaturas más altas; este inconveniente se elimina en parte pero no totalmente mediante el empleo de la bomba de agua, la cual tiende a uniformizar la temperatura del líquido mediante agitación.

4.3 ESPECIFICACIONES DEL CONTROLADOR

El control del sistema de calentamiento es un control por ciclo integral en el que se entrega a las resistencias

una fracción de un número predeterminado de ciclos de AC, con lo cual se logra variar la potencia disipada por las resistencias. Se incluye señalización mediante LEDs, que indican el porcentaje de ciclos de AC que se están entregando a las resistencias.

El sistema de enfriamiento en cambio está basado en el hecho de introducir al intercambiador agua a temperatura ambiente tomada de la red de distribución de agua potable. Este procedimiento se realiza mediante el control de una electroválvula, la cual puede estar abierta o cerrada, pero no puede tener posiciones intermedias. Por estas razones al enfriar el líquido, la temperatura siempre llega a un valor inferior al deseado y con velocidad de enfriamiento variable, antes de que empiece a funcionar el sistema de calentamiento. En el siguiente acápite se describen las distintas acciones de control, solamente en el sentido de calentamiento.

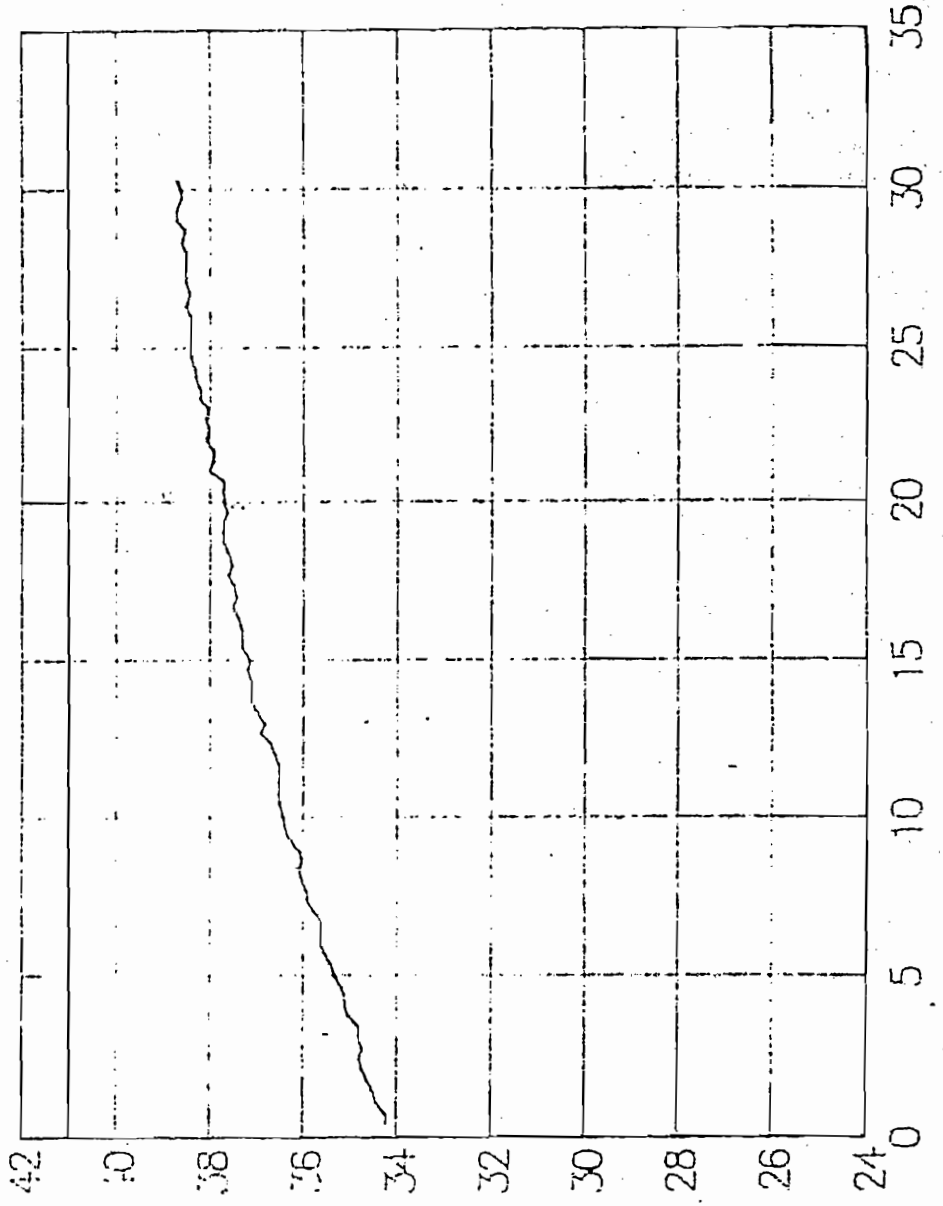
4.3.1 ACCION DE CONTROL PROPORCIONAL

Para analizar el comportamiento del sistema con acción de control proporcional se han utilizado valores de ganancia K_p extremos e intermedios.

El gráfico # 1 muestra el comportamiento del sistema con la ganancia proporcional ajustada al mínimo es decir 3,07 veces. Puede observarse que para incrementar la temperatura 5 °C, el sistema tarda alrededor de 30 minutos.

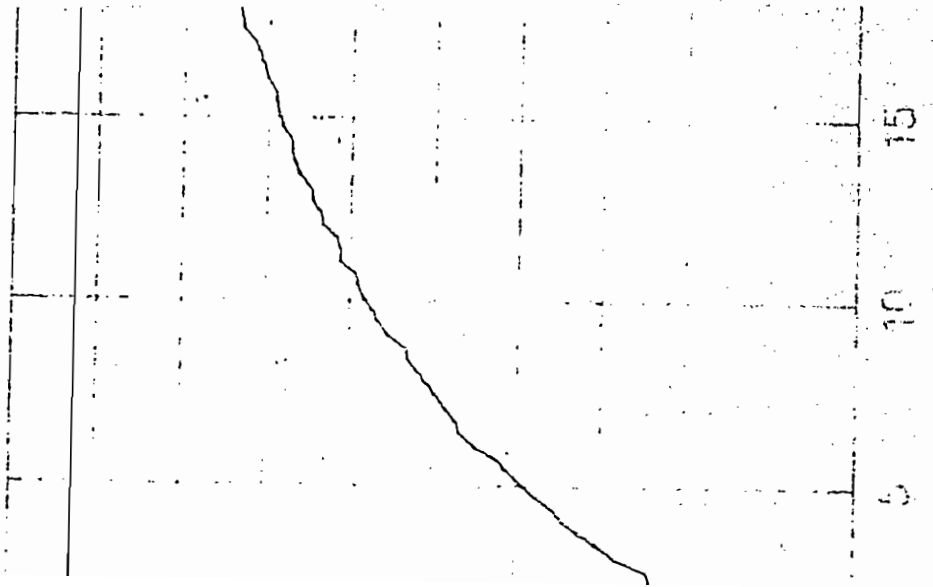
GRAFICO # 1

$Kp = 3,07$



GRAFICO

$Kp = 15,89$



temperatura (C)

GRAFICO # 2

$K_p = 15,89$

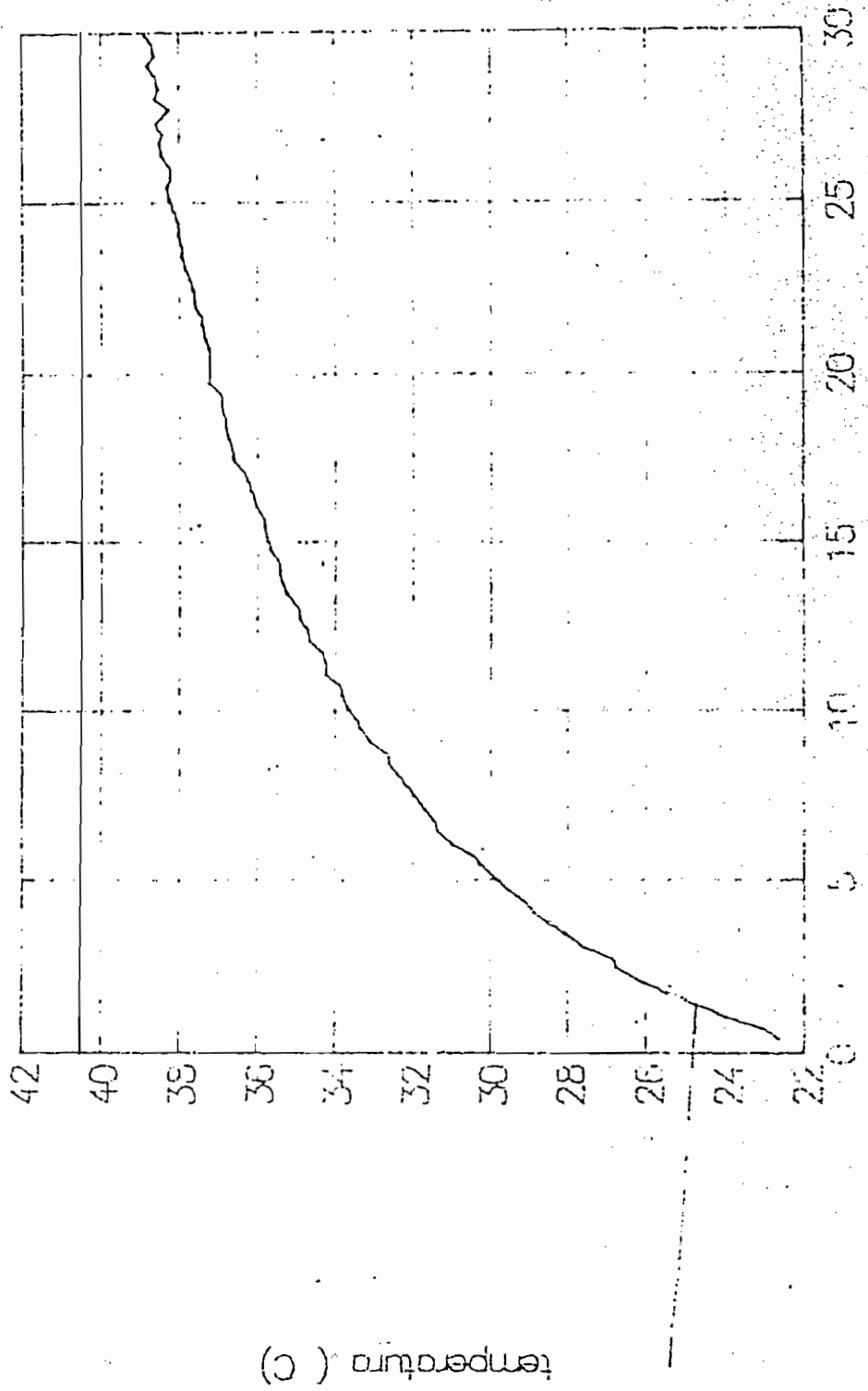
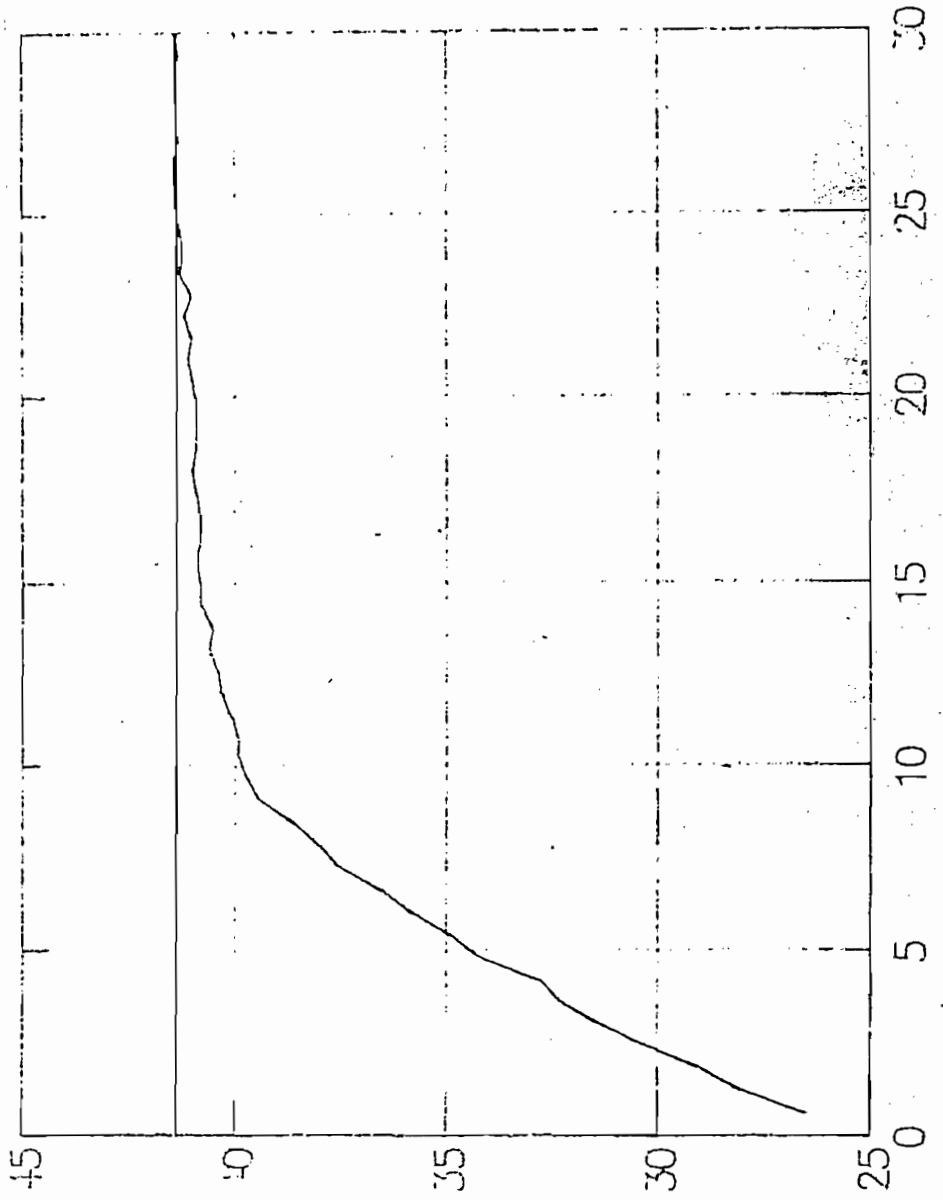


GRAFICO # 3

Kp = 28,7



temperatura (C)

Esto se debe a que la ganancia es muy baja, por lo tanto la salida del actuador indica un valor de 1,5 V, lo cual significa que se entrega a las resistencias solo un 15% de los ciclos de AC razón por la cual el calentamiento es muy lento.

En el gráfico # 2 se ha incrementado la ganancia proporcional a su valor medio es decir $K_p = 15,89$; se observa pues que la velocidad de calentamiento se incrementa, con lo cual en 30 minutos se alcanza ya el valor deseado de la temperatura.

En el gráfico # 3 la ganancia proporcional se incrementó al máximo, es decir 28,7 veces con lo cual el sistema tiene una respuesta notablemente mejorada pues el tiempo necesario para acercarse a la nueva temperatura se reduce a tan solo 10 minutos.

Recuérdese que este modo de control proporcional funciona de la siguiente manera: inicialmente el error es amplificado una cierta cantidad de veces según lo que se haya ajustado la ganancia proporcional y por lo tanto la velocidad de crecimiento de la temperatura es alta.

Sin embargo a medida que la temperatura incrementa su valor el error se reduce razón por la cual la salida hacia el calentador se reduce también y la velocidad de calentamiento se reduce en igual forma. Este comportamiento explicará el motivo por el cual el control proporcional presenta un

error en estado estable, el cual siempre es positivo, es decir que la temperatura final de salida se halla por debajo del valor deseado.

4.3.2 ACCION DE CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

Para corregir el error en estado estable es necesario introducir la acción de control integral; en este tipo de control, la salida depende de la magnitud del error y del tiempo que éste ha estado presente en la entrada.

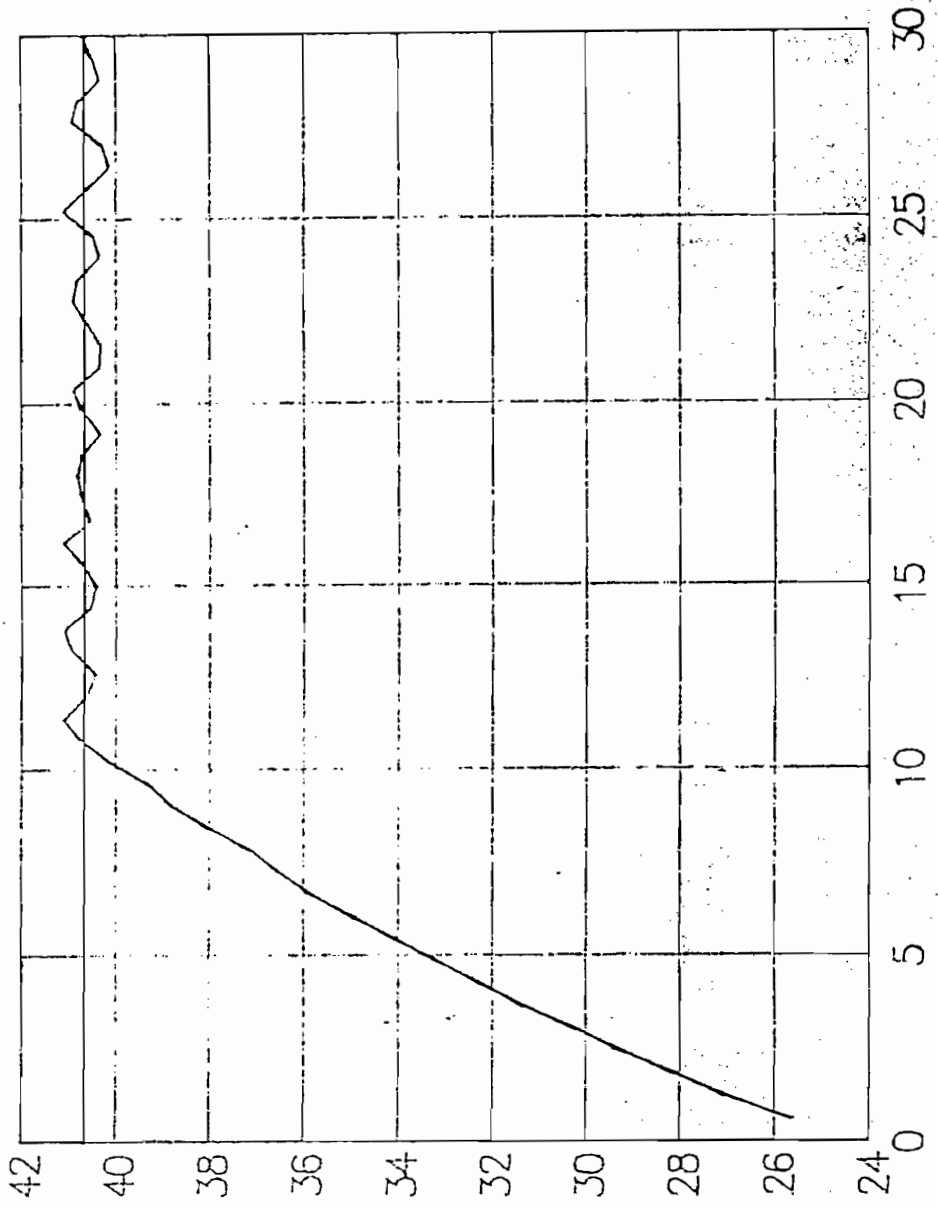
El sistema de calentamiento es muy lento como se observó en los resultados experimentales de la acción de control proporcional; por lo tanto el integrador tiene tiempo suficiente para alcanzar su valor máximo, es decir el punto de saturación, ya que el tiempo integral máximo es de 68 segundos como se estableció en el control. Esto le permite al actuador mantener la máxima velocidad de calentamiento aún con el valor de error muy pequeño.

Para el análisis de esta acción de control se asumió un valor de $K_p = 22,3$ y el tiempo integral al mínimo es decir de 43 segundos. El resultado puede observarse en el gráfico # 4. La velocidad de calentamiento se mantiene hasta cuando se ha superado el valor de referencia, instante en el cual se invierte el control y empieza a disminuir la temperatura del líquido.

GRAFICO # 4

$K_p = 22,3$

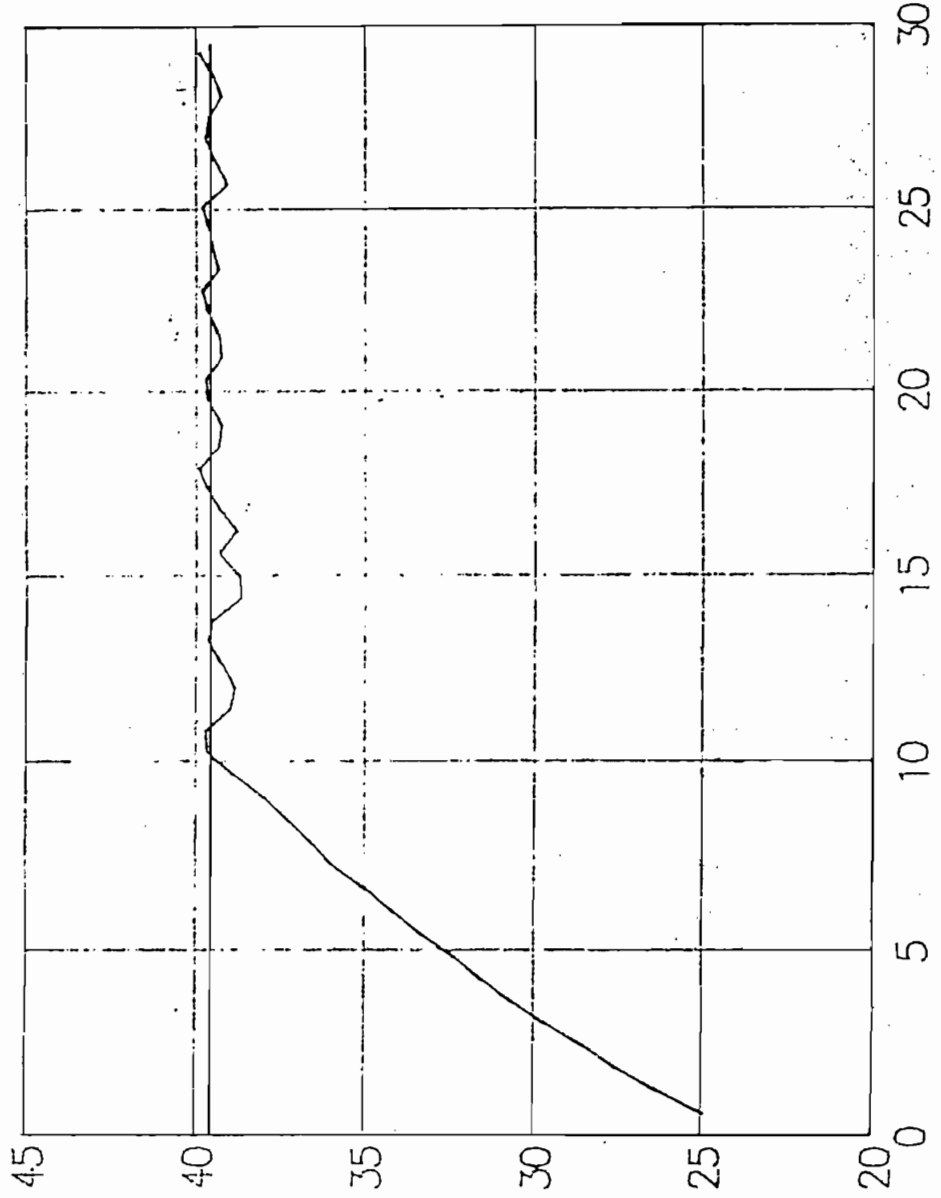
$T_i = 43$



temperatura (C)

GRAFICO # 5

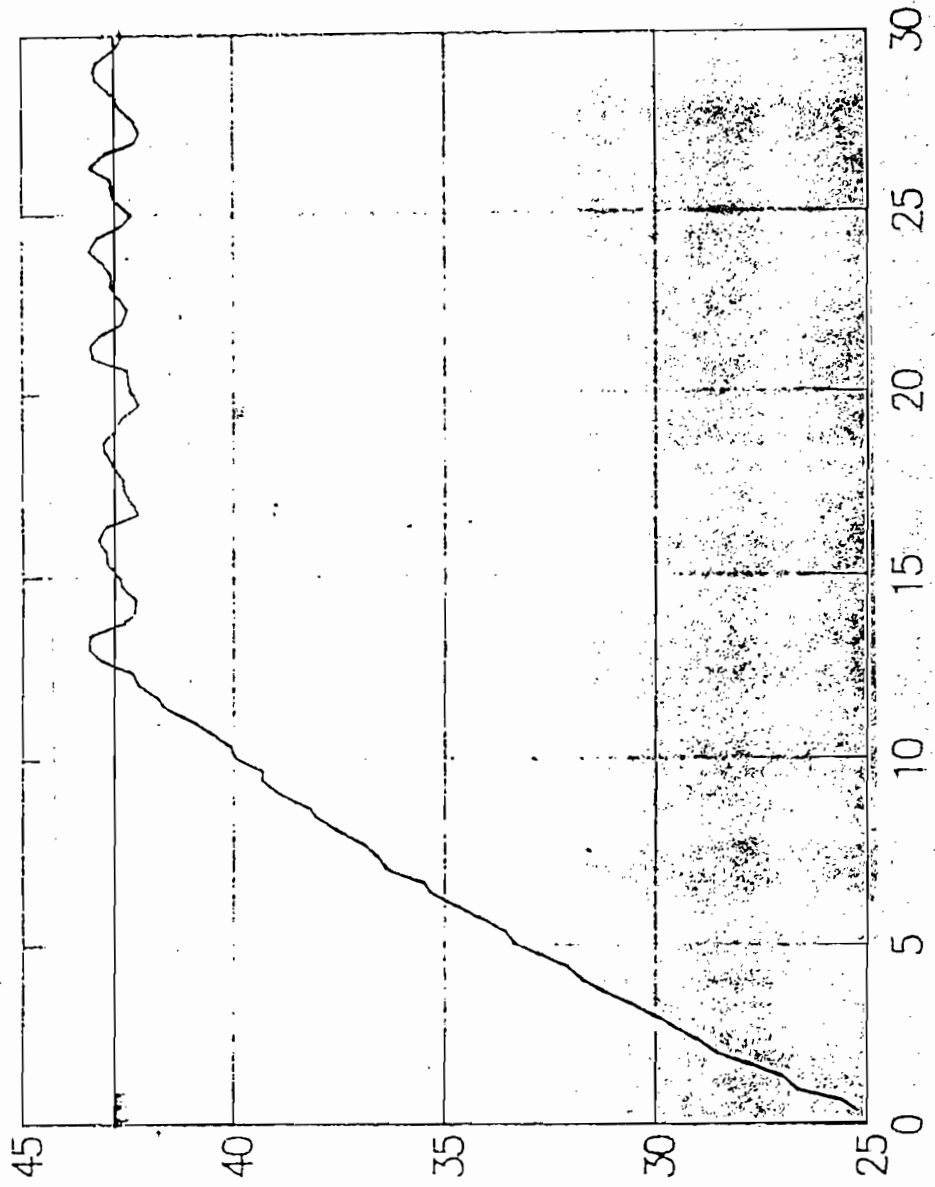
$K_p = 22,3$ $T_i = 55,5$



temperatura (C)

GRAFICO # 6

$K_p = 22,3$ $\bar{T}_i = 68$



temperatura (C)

tiempo (min)

4.3.3 ACCION DE CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO

Para observar el efecto de la acción de control derivativo en el proceso, se inicializaron los parámetros de la acción de control PID, con valores mínimo, intermedio y máximo de T_d :

$K_p = 22,3$; $T_i = 55,5$ seg.; $T_d = 0,47$ seg. (T_d mínimo)

Este resultado se puede observar en el gráfico # 7.

Al introducir el control derivativo en el proceso se puede ver que la pendiente inicial de subida de la temperatura se hace menor con respecto a la respuesta del control proporcional integral; esto se explica porque el control derivativo tiene su mayor influencia durante la variación del error.

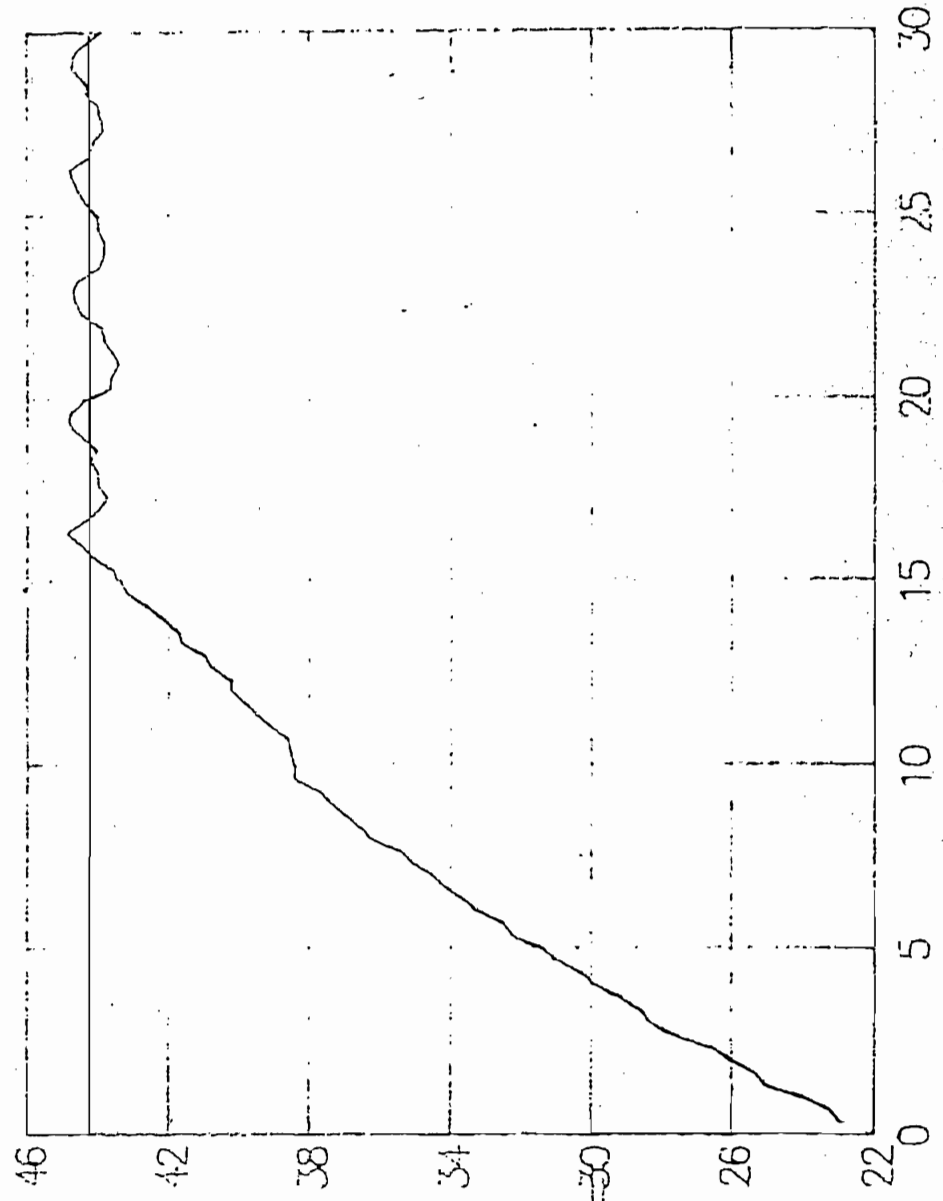
b) $K_p = 22,3$; $T_i = 55,5$ seg.; $T_d = 62$ seg. (T_d intermedio)

El gráfico # 8 muestra como al incrementar el valor de T_d , manteniendo constantes los otros parámetros, el sistema se vuelve inestable debido a que el control derivativo tiene un mayor efecto durante las variaciones que se producen alrededor del valor deseado.

c) $K_p = 25$; $T_i = 60$ seg.; $T_d = 0,77$ (T_d máximo)

GRAFICO # 7

$K_p = 22,3$ $T_i = 55,5$ $T_d = 0,47$



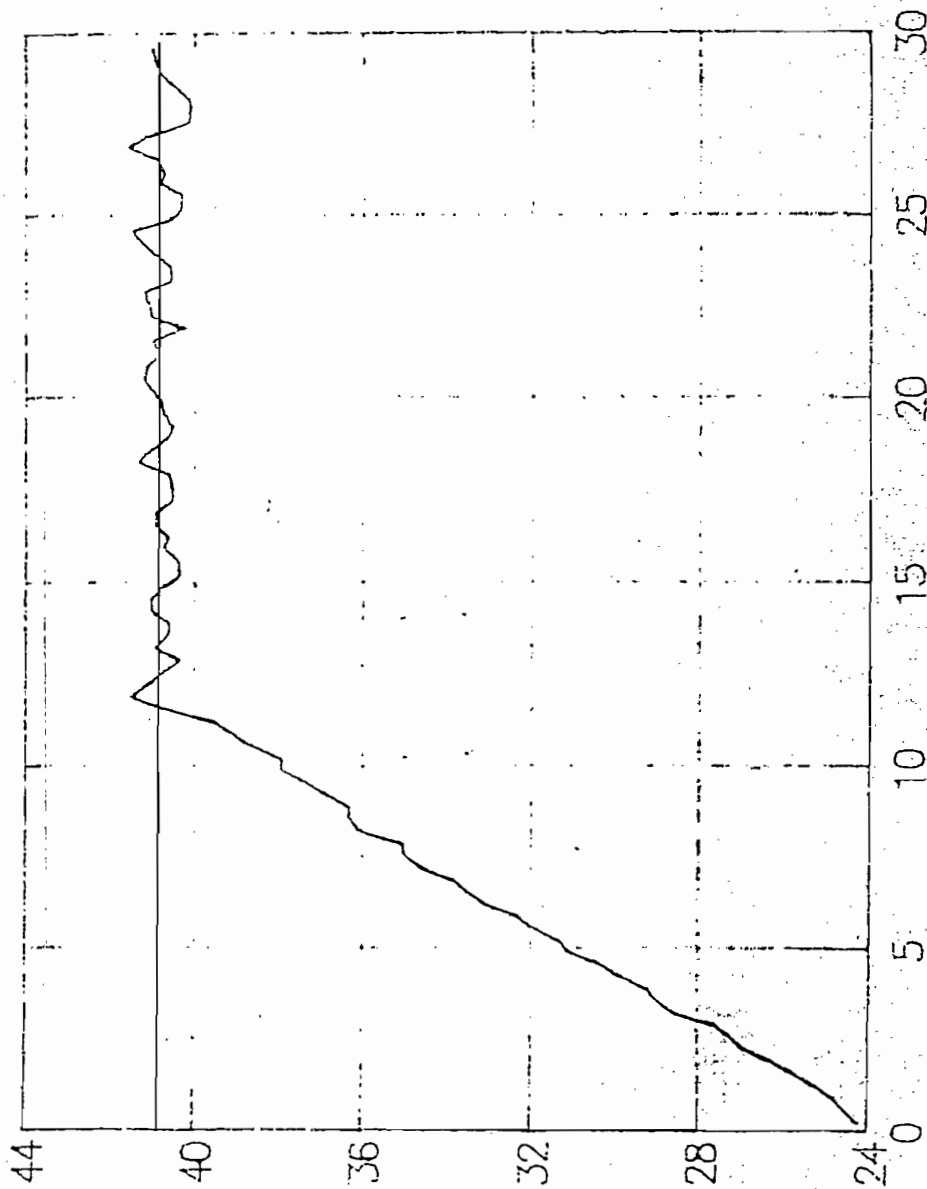
temperatura (C)

GRAFICO # 8

$K_p = 22.3$

$T_i = 55.5$

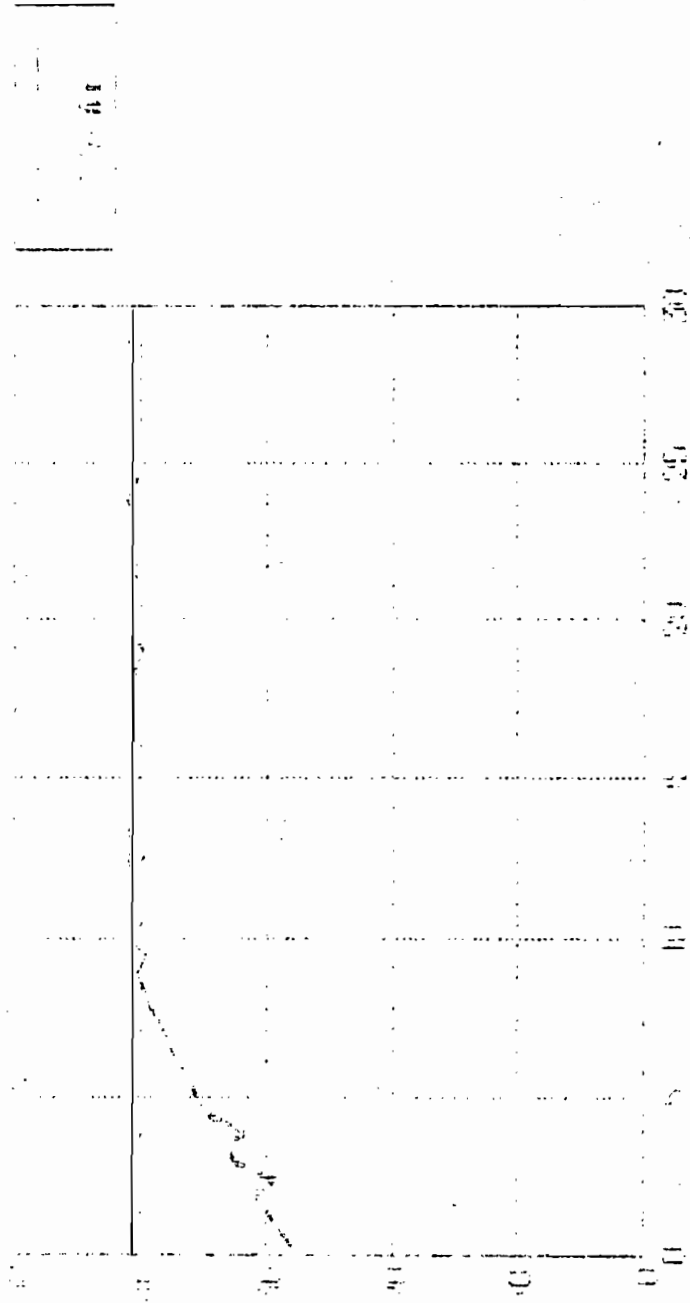
$T_d = 0.62$



temperatura (C)

COMPTON

PI-25 TI 60 TR-1177



Time (min)

PI-25 TI 60 TR-1177

El resultado se muestra en el gráfico # 9, en el que se puede observar como al introducir mayor corrección de la acción de control derivativo, se ha reducido completamente el sobrepico resultado de la contribución integral.

El control derivativo tiene la propiedad de anticiparse al error; este detalle se puede observar en forma práctica del siguiente modo: el circuito no puede "ver", lo que sucederá en el futuro, pero puede anticiparse a las variaciones; en el presente caso el control derivativo tiene un condensador en la entrada, el cual puede conducir señales cuya variación sea rápida y en cambio impide el paso de aquellas cuya variación sea lenta. En cuanto se presenta una variación el control derivativo entrega una señal que depende de la velocidad de variación del error, antes que de la magnitud del mismo. De esta manera el control derivativo empieza a trabajar desde el momento en que varía el error y no cuando este ya se ha estabilizado como sucede en los modos de control proporcional e integral.

4.3.4 COMPARACION DE RESULTADOS CON CONTROL DIGITAL

Finalmente se realizaron dos pruebas para comparar los resultados obtenidos usando el controlador analógico con aquellos que se obtuvieron empleando el controlador digital. El controlador digital emplea para su acción la ecuación 4.1 [4]:

⁴ GRANIZO José; Prototipo para Medición y Control de Temperatura de Líquidos en Forma Digital; Tesis de Grado; EPN; Quito, Abril de 1990.

$$G_c(S) = K_c \left[1 + \frac{1}{T_i \cdot S} + T_d \cdot S \right] \quad (\text{ec. 4.1})$$

Los resultados experimentales de dicho control son obtenidos para los siguientes parámetros:

$$K_p = 25; T_d = 0,0308 \text{ seg.}; T_i = 50 \text{ seg.}$$

y se encuentran en el gráfico # 10:

El controlador analógico emplea para su acción la ecuación 4.2:

$$G_c(S) = \left[K_p + \frac{1}{T_i \cdot S} + T_d \cdot S \right] \quad (\text{ec.4.2})$$

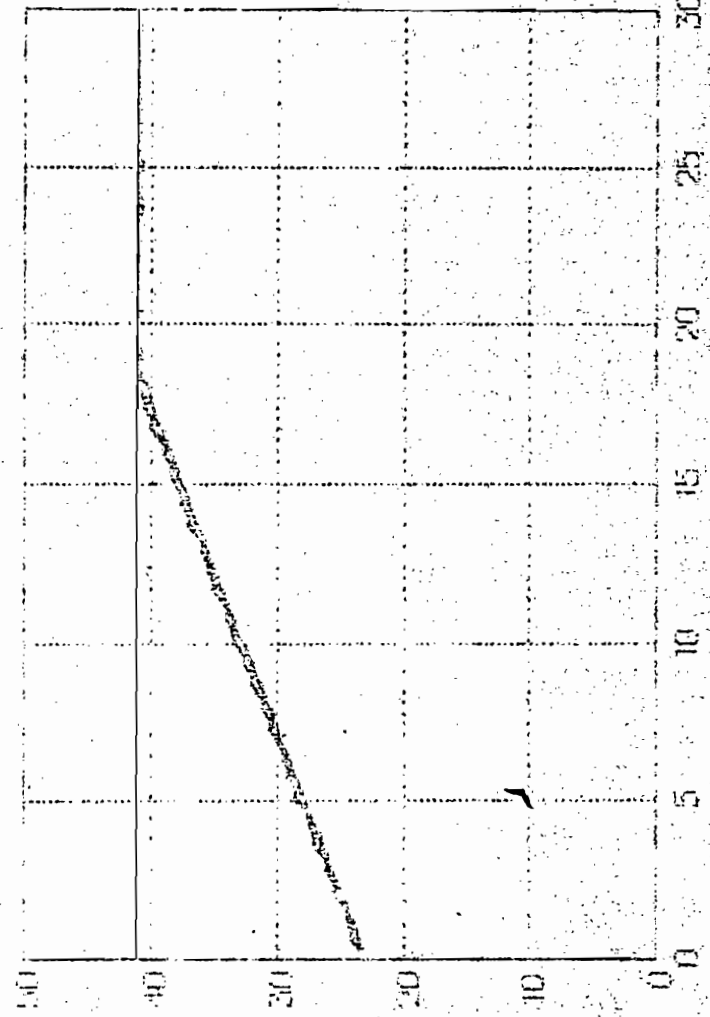
En consecuencia los parámetros del controlador analógico correspondientes a aquellos parámetros del controlador digital utilizados para obtener los resultados experimentales reportados en la tesis del Sr. Granizo [4], deberán ser:

$$K_p = 25; T_d = 0,77 \text{ seg.}; T_i = 50 \text{ seg.}$$

El gráfico 11 muestra los resultados obtenidos utilizando la información proveniente de la termocupla, mientras que el gráfico 12 muestra los resultados obtenidos utilizando la información proveniente del termistor. En ambos casos se han empleado los mismos parámetros del controlador.

GRAFICO # 10

NO = 25 TI = 50 PD = 0.1008

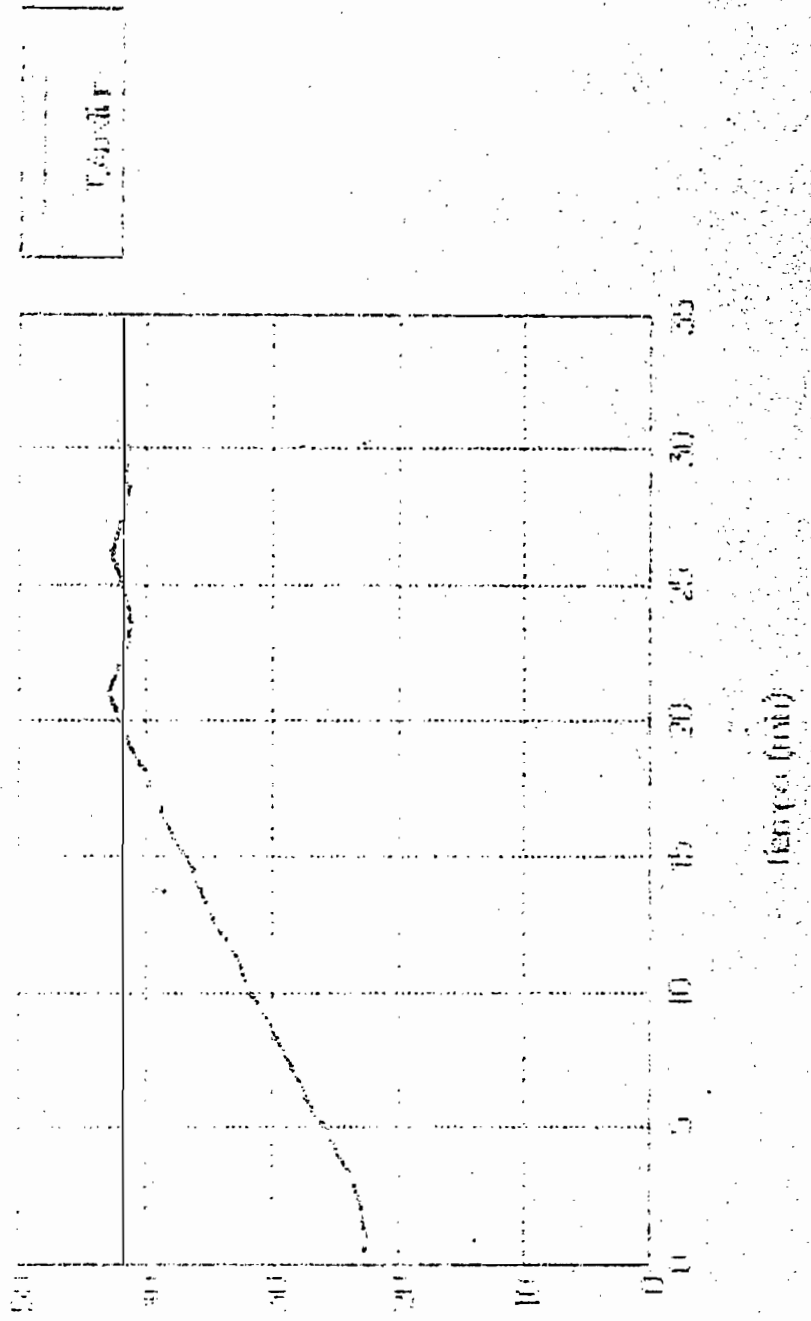


Referencia

(C) PALMISTO

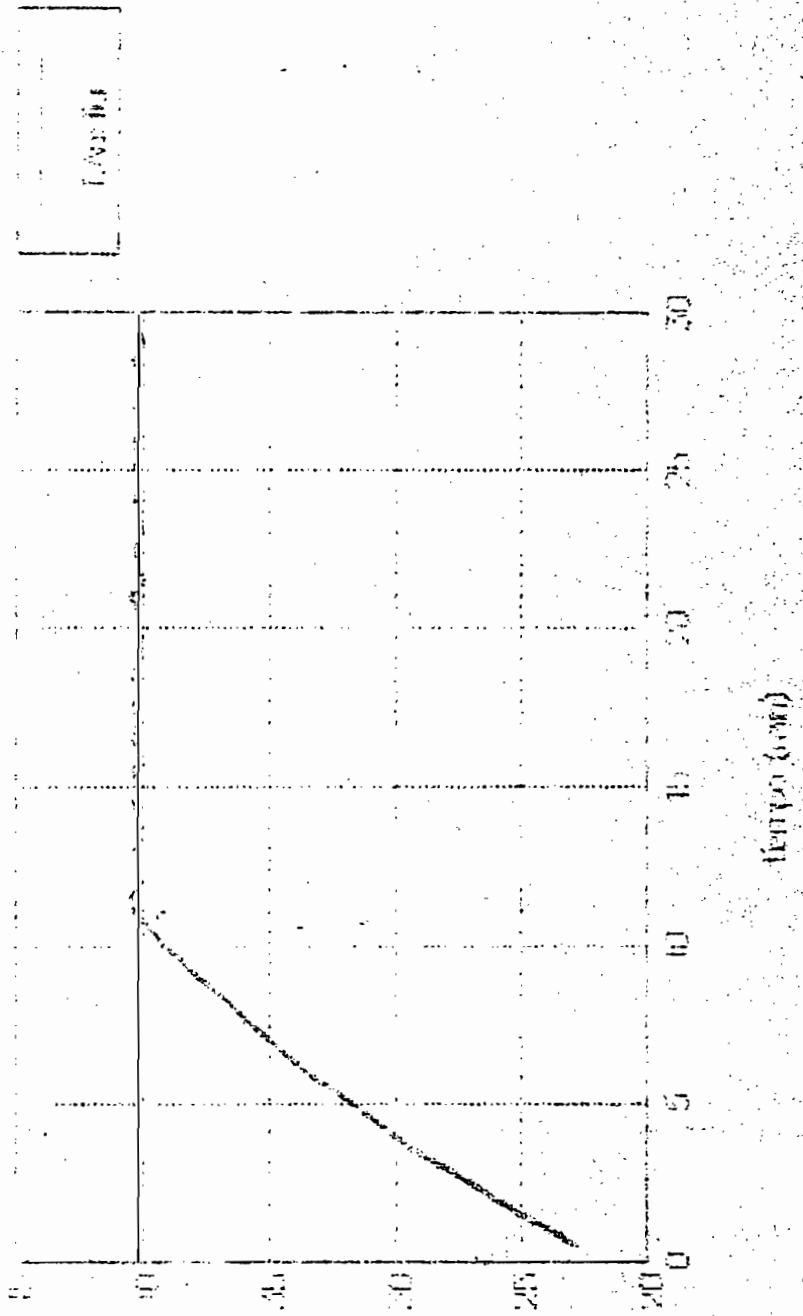
WATER # 10 (TEMPERATURE)

NO. 10 TI-50 T1-1127



GRAFIK # 12. (Termistor)

KP = 100 UJ = 077



UJ = 077

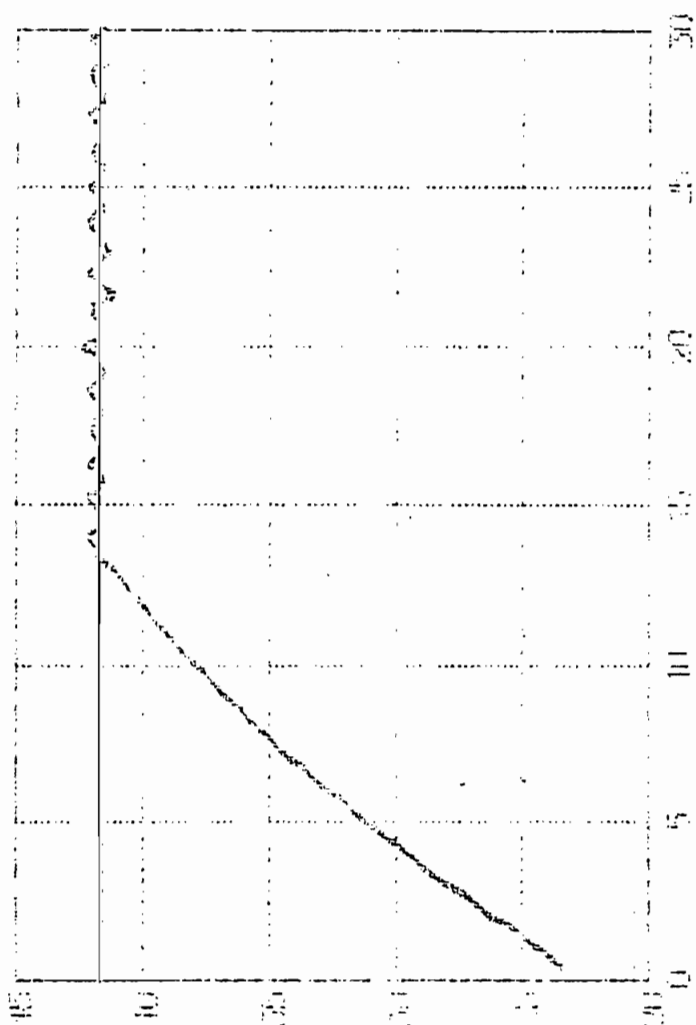
Se puede observar que en los tres casos el control estabiliza la temperatura alrededor del mismo punto; existe una ligera diferencia en el valor final la cual se debe a la limitación existente en cuanto a la manera de usar el "set point", que al ser de ajuste mediante perilla está sujeto a los errores de apreciación del operador.

Sin embargo existe una diferencia más notoria que tiene que ver con el tiempo de establecimiento, ya que mientras en el gráfico 10 se observa un tiempo de establecimiento de 18 minutos (usando el RTD), en el gráfico 11 se observa un tiempo de establecimiento de tan solo 10 minutos (termistor) y el gráfico 12 presenta un tiempo de establecimiento de 20 minutos. Esta diferencia se debe a la constante de tiempo de la termocupla, puesto que se halla introducida en una vaina, la cual presenta una notable inercia térmica que hace más lenta la respuesta de este sistema; esto se comprueba con la respuesta del RTD que también se halla contenido en una vaina.

Además al emplear la termocupla la respuesta presenta un sobrepico del 10%, mientras que al emplear el termistor dicho sobrepico es completamente eliminado. En el caso del RTD el sobrepico también se elimina.

CHAFFED # 13

KG = 25 T1 = 60 T2 = 0,77



1.9.6.01

Temp (min)

1.9.6.01

4.3.5 TERMISTOR COLOCADO EN LA TUBERIA DE RECIRCULACION DE AGUA

La planta además, permite observar la forma como varía la temperatura cuando el termistor no se halla sumergido en el tanque sino en la tubería de recirculación de agua; el termistor se ha colocado luego de la salida del intercambiador y antes de la entrada al tanque. En este punto el transductor sensorará la temperatura con la cual el agua retorna del intercambiador.

Para realizar esta prueba se emplearon los siguientes parámetros del controlador:

$$K_p = 25 \quad T_i = 50 \text{ s.} \quad T_d = 0,77 \text{ s}$$

La respuesta del sistema en esta prueba se puede observar en el gráfico # 13.

Una prueba similar se realizó con el termistor sumergido en el tanque y con los mismos valores de los parámetros del control, cuyo resultado puede observarse en el gráfico # 9. Se observa que el tiempo de estabilización es completamente similar, pues es lógico suponer que la temperatura del agua en el tanque se estabilizará cuando lo haga la temperatura del agua de recirculación.

4.5.2 Los transductores se hallan contenidos en cápsulas robustas de modo que ni estos ni el equipo de medición y control requieren de mantenimiento; basta con una periódica limpieza de contactos para asegurar que la señal intercambiada es verídica y confiable.

4.5.3 Es necesario tomar en consideración que el neutro de corriente en los transmisores, no corresponde al punto de referencia 0 voltios; esto significa que este punto no puede ser usado ni como referencia ni para drenar corriente.

4.5.4 Los principios de funcionamiento del control estudiado son totalmente aplicables al campo industrial; la única variación que puede encontrarse está dada por el método de calentamiento o de enfriamiento que un sistema industrial esté empleando.

4.5.5 La temperatura máxima que puede alcanzar el agua en el interior del tanque es de 70 °C, debido a la potencia de las resistencias, por esta razón se ha limitado el valor de referencia a:

$$20 \text{ }^{\circ}\text{C} \leq \text{Valor de Referencia} \leq 70 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

(Set Point)

APENDICE # 1

PROGRAMA PARA OBTENER LAS RESISTENCIAS DE LA RED DE LINEALIZACION

```
10 CLS ;se limpia la pantalla
20 INPUT R ;leer el valor de la
           resistencia de entrada
30 INPUT Rf ;leer el valor inicial de
           Rf
40 INPUT Ai ;leer el valor de la
           ganancia
50 R1j = Rf/[ (Rf/Ai * R) -1 ] ;se calcula el valor de
           la resistencia que entra
           en paralelo con la de
           realimentación
60 Rf = 1/ [1/Rf + 1/R1j] ;se actualiza el valor de
           la resistencia de
           realimentación
70 INPUT Vo ;leer el valor de voltaje
           de salida correspon
           diente a esa temperatura
80 R2j = 12.6 * R1j / [ Vo 0.6 ] ;se calcula el valor de
           la resistencia que forma
           el divisor de tensión
90 INPUT "NUEVA ITERACION EN EL PROCESO?" ,A#
100 IF A# = "S" THEN 40 ;se realiza otra itera
           ción
110 STOP ;fin de programa
```

APENDICE # 2

RESISTENCIA EN FUNCION DE LA TEMNPERATURA PARA EL TERMISTOR

OL-710-PP

TEMPERATURA (°C)	TERMISTOR 1 (Ω)	TERMISTOR 2 (Ω)
0	19590	94980
1	18620	90410
2	17700	86090
3	16830	81990
4	16010	78110
5	15240	74440
6	14500	70960
7	13810	67660
8	13150	64530
9	12530	61560
10	11940	58750
11	11380	56070
12	10850	53540
13	10350	51130
14	9878	48840
15	9428	46670
16	9000	44600
17	8594	42640
18	8210	40770
19	7844	38990
20	7496	37300
21	7166	35700
22	6852	34170
23	6554	32710
24	6270	31320
25	6000	30000
26	5744	28740
27	5500	27540
28	5266	26400
29	5046	25310
30	4834	24270
31	4634	23280
32	4442	22330
33	4260	21430
34	4084	20570
35	3918	19740
36	3760	18960
37	3610	18210
38	3466	17490
39	3328	16800
40	3196	16150
41	3070	15520
42	2950	14920
43	2836	14350
44	2726	13800
45	2620	13280
46	2520	12770
47	2424	12290
48	2334	11830

TEMPERATURA (°C)	TERMISTOR 1 (Ω)	TERMISTOR 2 (Ω)
49	2246	11390
50	2162	10970
51	2080	10570
52	2004	10180
53	1930	9807
54	1859	9450
55	1792	9109
56	1727	8781
57	1664	8467
58	1605	8166
59	1547	7876
60	1493	7599
61	1440	7332
62	1389	7076
63	1341	6830
64	1294	6594
65	1249	6367
66	1207	6149
67	1165	5940
68	1126	5738
69	1087	5545
70	1051	5359
71	1016	5180
72	981.8	5007
73	949.4	4842
74	918.0	4682
75	888.0	4529
76	859.0	4381
77	831.2	4239
78	804.4	4102
79	778.6	3970
80	753.8	3843
81	729.8	3720
82	706.8	3602
83	684.4	3489
84	663.0	3379
85	642.4	3273
86	622.6	3172
87	603.4	3073
88	584.8	2979
89	567.0	2887
90	549.8	2799
91	533.2	2714
92	517.2	2632
93	501.8	2552
94	486.8	2476
95	472.4	2402
96	458.6	2331
97	445.2	2262
98	432.2	2195
99	419.6	2131
100	407.6	2069

f.e.m. EN FUNCION DE LA TEMPERATURA PARA EL TERMOPAR TIPO T

TEMPERATURA (°C)	f.e.m. (mV)
1	0.000
2	0.039
3	0.078
4	0.117
5	0.156
6	0.195
7	0.234
8	0.273
9	0.312
10	0.351
11	0.391
12	0.430
13	0.470
14	0.510
15	0.549
16	0.589
17	0.629
18	0.669
19	0.709
20	0.749
21	0.789
22	0.830
23	0.870
24	0.911
25	0.951
26	0.992
27	1.032
28	1.073
29	1.114
30	1.155
31	1.196
32	1.237
33	1.279
34	1.320
35	1.361
36	1.403
37	1.444
38	1.486
39	1.528
40	1.569
41	1.611
42	1.653
43	1.695
44	1.738
45	1.780
46	1.822
47	1.865
48	1.907
49	1.950
50	1.992
51	2.035
52	2.078

TEMPERATURA
(°C)

f.e.m.
(mV)

53	2.121
54	2.164
55	2.207
56	2.250
57	2.294
58	2.337
59	2.380
60	2.424
61	2.467
62	2.511
63	2.555
64	2.599
65	2.643
66	2.687
67	2.731
68	2.775
69	2.819
70	2.864
71	2.908
72	2.953
73	2.997
74	3.042
75	3.087
76	3.131
77	3.176
78	3.221
79	3.266
80	3.312
81	3.357
82	3.402
83	3.447
84	3.493
85	3.538
86	3.584
87	3.630
88	3.676
89	3.721
90	3.767
91	3.813
92	3.859
93	3.906
94	3.952
95	3.998
96	4.044
97	4.091
98	4.137
99	4.184
100	4.231

APENDICE # 3

La relación que se establece entre la corriente de salida indicada por el circuito de la figura 3.12 y el valor de la temperatura medida se indica a continuación:

Tabla 3.4: Relación Corriente-Temperatura

TEMPERATURA (°C)	CORRIENTE (mA)
0	4,0
5	4,8
10	5,6
15	6,4
20	7,2
25	8,0
30	8,8
35	9,6
40	10,4
45	11,2
50	12,0
55	12,8
60	13,6
65	14,4
70	15,2
75	16,0
80	16,8
85	17,6
90	18,4
95	19,2
100	20,0

BIBLIOGRAFIA

- [1] ENCICLOPEDIA MUNDO ELECTRONICO; Transductores de Temperatura; CREUS Solé A.; Vol IV; pp. 115 a 128; Barcelona; 1981.
- [2] ENCICLOPEDIA MUNDO ELECTRONICO; Control de Temperatura; RENEDO J. y DAVID J. Ma.; Vol I; pp. 245 a 287; Barcelona; 1981.
- [3] OMEGA; Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia; Stabford; 1987.
- [4] GRANIZO José; Prototipo para Medición y Control de Temperatura de Líquidos en Forma Digital; Tesis de Grado; EPN; Quito, Abril de 1990.
- [5] MALONEY Timothy J.; Electrónica Industrial; Prentice Hall International; Colombia; 1983.
- [6] GRAEME JERALD G.; Application of Operational Ampifiers; Mc. Grawc Hill; Tokio; 1973.
- [7] ANALOG DEVICES; Data Acquisition Databook 1984; Integrated Circuits; Vol I; Norwood; 1984.
- [8] OGATA Katsuhiko; Ingeniería de Control Moderno; Prentice Hall International; Buenos Aires; 1984.