



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

TESIS

**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONTROL DE
TEMPERATURA PARA EL EXPERIMENTO DE
FRANCK-HERTZ”**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE INGENIEROS
ELÉCTRICO-ELECTRÓNICOS**

PRESENTAN

**MIGUEL ANGEL SALDÍVAR RANGEL
OSCAR ALFONSO VÁZQUEZ AVILA**

DIRECTOR DE TESIS:

BENJAMÍN RAMÍREZ HERNÁNDEZ

MÉXICO, D.F., JUNIO 2010



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

AGRADECIMIENTOS

- A mis padres, Araceli Avila Rodríguez y Anastasio Vázquez Aguirre, por su apoyo incondicional y guía durante todos estos años, sin los cuales hubiera sido imposible haber culminado mis estudios profesionales.
 - A mi hermana, Alma Vázquez Avila, por su valiosa ayuda durante este proyecto de tesis.
 - A mi abuela Margarita Rodríguez, por recordarme siempre que un proyecto de tesis es la culminación de una carrera profesional.
 - A Javier Valdez, Ana Silberman, y Alfonso García de Sinersys, por haberme permitido iniciar el presente proyecto de tesis durante el transcurso de mi primera oportunidad laboral.
 - A nuestro director de tesis, Benjamín Ramírez Hernández, por su dedicación e impulso a seguir adelante con el presente trabajo.
 - Al profesor Salvador Enrique Villalobos Pérez, por su ayuda durante todo el desarrollo del proyecto.
 - A los siguientes profesores, quienes estuvieron trabajando en el proyecto:
 - Dr. Rogelio Soto Ayala
 - Físico Edgar López Téllez
 - Físico René Ortega Alvarado
 - Este trabajo fue realizado gracias al apoyo del proyecto PAPIME PE101206 que lleva por título: “Uso de nuevas tecnologías en la implementación de prácticas para un laboratorio de Física Moderna en la Facultad de Ingeniería de la UNAM”.
-

ÍNDICE

Tema	Página
Capítulo 1. Introducción.	1
1.1. Antecedentes del experimento de Franck-Hertz.	1
1.2. Planteamiento del problema.	3
1.3. Objetivos y Metas.	4
1.4. Introducción al sistema de control de temperatura del experimento de Franck- Hertz.	5
Capítulo 2. El experimento de Franck-Hertz.	7
2.1. Modelo planetario.	7
2.2. El modelo de Bohr.	11
2.3. El arreglo básico experimental de Franck-Hertz.	15
2.3.1. Principio básico de funcionamiento.	19
Capítulo 3. Elementos sensores y transductores de temperatura.	23
3.1. Concepto de temperatura.	23
3.2. Medición de temperatura.	24
3.2.1. Escalas de temperatura.	24
3.3. Efectos de la transferencia de calor en la medición de temperatura.	25
3.4. Elementos que conforman un sistema de medición electrónico de temperatura.	27
3.5. Clasificación de los sensores de temperatura.	29
3.6. Termopares.	31
3.6.1. Características generales de los termopares.	31
3.6.2. Principio de operación.	32
3.6.3. Tipos de termopares.	34
3.6.4. Criterios de selección de un termopar.	35
3.6.5. Compensación de termopares.	38
3.7. Sistemas bimetálicos.	42
3.7.1. Principio de operación.	42
3.7.2. Características generales de los sistemas bimetálicos.	43
3.8. Termómetro de mercurio.	48
3.8.1 Principio de operación.	48

3.9. Termistores (materiales semiconductores).	50
3.9.1. Principio de funcionamiento.	51
3.9.2. Aplicaciones.	53
3.9.3. Características generales de los termistores.	54
3.10. Resistor dependiente de la temperatura (RTD).	58
3.10.1. Principio de operación.	59
3.10.2. Características generales de un RTD.	62
3.10.3. Circuitos acondicionadores de señal para los RTD.	66
Capítulo 4. Caracterización de la planta.	69
4.1. Sistemas térmicos.	69
4.2. Esquema básico de un sistema o planta de temperatura.	73
4.3. Respuesta del sistema a entradas escalón.	76
4.3.1. Sistemas de primer orden.	79
4.4. Respuesta del sistema a entradas variables.	81
4.5. Obtención del modelo matemático.	86
4.5.1. Reglas de Ziegler-Nichols	87
4.5.2. Caracterización del proceso.	88
4.5.3. Sistemas con retardo de transporte.	96
Capítulo 5. El controlador de temperatura.	97
5.1. Acoplamiento de las señales.	97
5.1.1. El optoacoplador.	107
5.1.2. Tipos de optoacopladores.	108
5.1.3. El triac, teoría y operación.	109
5.1.4. Circuitos driver para triacs.	113
5.2. Acondicionamiento de las señales.	116
5.2.1. Acondicionamiento de señal para salida de termopar.	116
5.2.2. Amplificadores diferenciales y de instrumentación.	117
5.2.3. Amplificadores monolíticos para termopar.	120
5.2.4. Caracterización experimental del sensor/transductor.	121
5.3. Etapa de salida (energía).	123
5.3.1. Circuito generador de tiempo proporcional.	124
5.3.2. Circuitos de aislamiento y conmutación.	130
5.4. Algoritmo de control.	131
5.4.1. Controlador PID.	131
5.4.2. Circuito controlador PID analógico.	133
5.4.3. Sintonización del controlador PID.	138
5.4.4. Resultados.	142

Conclusiones	144
Apéndice A. Glosario.	146
Apéndice B. Hojas de datos de componentes electrónicos.	153
Apéndice C. Archivos de fabricación	165
Bibliografía	168

Capítulo 1: Introducción

En el presente capítulo se proporcionará una breve reseña de los antecedentes históricos del experimento de Franck-Hertz, así como una descripción general de los elementos que conforman el sistema de control de temperatura.

1.1 ANTECEDENTES DEL EXPERIMENTO DE FRANCK-HERTZ

En los últimos 20 años del siglo XIX y en los primeros 30 años del siglo XX, muchos descubrimientos innovadores, tanto experimentales como teóricos, demostraron que las leyes de la física clásica dejan de cumplirse:

- Cuando se aplican a sistemas microscópicos, como las partículas que constituyen los átomos.
- Cuando se aplican a objetos que se mueven a velocidades que son comparables con la velocidad de la luz.

En este contexto, el interior del átomo sólo puede describirse en función de la teoría cuántica. Esta teoría es ahora la base de nuestra comprensión del mundo microscópico.

Los orígenes de la teoría cuántica tuvieron lugar en la investigación acerca del espectro de radiación del cuerpo negro; Max Planck, en 1900, dedujo una función P (potencia radiada por un cuerpo negro) en función de la longitud de onda y la temperatura, encontró que podía deducir dicha función P si realizaba la sorprendente hipótesis de que la energía emitida y absorbida por el cuerpo negro no era continua, sino que por el contrario, era emitida o absorbida en paquetes discretos o cuantos.

Planck determinó que el tamaño de un cuanto de energía era proporcional a la frecuencia de la radiación.

En 1905, Albert Einstein utilizó la idea de Planck de la cuantización de la energía para explicar el efecto fotoeléctrico, el cual consiste en la emisión de electrones cuando la luz incide en alguna superficie.

Einstein demostró que la energía luminosa no está distribuida continuamente en el espacio, sino cuantizada en paquetes pequeños llamados fotones y dedujo que cuando se aumenta la intensidad de la luz de una frecuencia determinada, inciden más fotones sobre la superficie en una unidad de tiempo, pero la energía absorbida por cada electrón resulta inalterada.

El trabajo de Einstein señaló el principio de la teoría cuántica, afirmando que la cuantización es una propiedad fundamental de la energía electromagnética.

Posteriormente, las ideas de la cuantización de la energía fueron aplicadas a las energías atómicas por Niels Bohr en la primera explicación satisfactoria de los espectros atómicos.

Bohr propuso en 1913 un modelo del átomo de hidrógeno, al calcular las longitudes de onda de las líneas del espectro conocido del hidrógeno y al predecir nuevas líneas en el espectro infrarrojo y ultravioleta.

Al final del siglo XIX se habían reunido muchos datos sobre la emisión de la luz por los átomos de un gas al ser excitados por una descarga eléctrica; fue posible entonces determinar las longitudes de onda de las líneas del espectro del hidrógeno con exactitud. Resultado de sus análisis, Bohr dedujo los siguientes postulados:

Postulado 1: El electrón del átomo de hidrógeno puede moverse únicamente en ciertas órbitas circulares denominadas estados estacionarios.

Postulado 2: El átomo radia un fotón cuando el electrón realiza una transición desde una órbita estacionaria a otra.

La confirmación directa de que los estados de energía del átomo están cuantizados provino de un experimento realizado en el año de 1914 por James Franck y Gustav Hertz, las consecuencias que se derivan de este hecho son innumerables, y van desde un conocimiento más profundo de las propiedades químicas y físicas que distinguen unos elementos de otros (distintos niveles energéticos para distintos elementos), hasta las propiedades eléctricas de aislantes, semiconductores y conductores, por ejemplo, la teoría de bandas.

Durante los primeros años del siglo XX, había sido descubierto el hecho de que átomos aislados podían emitir y absorber radiación electromagnética a frecuencias características, el modelo atómico de Bohr sugería que dicha emisión o absorción era debida a una cuantización inherente a la energía contenida en los electrones de los átomos.

Franck y Hertz bombardearon átomos aislados con electrones y mostraron que los electrones perdían cantidades discretas de energía características de cada elemento, es decir, el bombardeo de electrones con una magnitud de energía apropiada conducía a emisiones de luz a la frecuencia espectral conocida correspondiente con tal nivel de energía.

El experimento de Frank-Hertz puso en evidencia el carácter discreto de los niveles energéticos internos de un átomo, proporcionando una medida de la diferencia de energía entre el nivel fundamental y el primer nivel excitado (transición de una órbita estacionaria a otra).

El experimento de Franck-Hertz demostró que los electrones pueden moverse solamente en órbitas discretas alrededor del núcleo del átomo y que la energía correspondiente a los electrones más alejados es del orden de magnitud de 4.9 eV.

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Como parte primordial de los requerimientos para poder llevar a cabo la reproducción del experimento de Franck-Hertz, se requiere mantener la temperatura del recinto térmico (horno eléctrico) que contiene el tubo de Franck-Hertz a cierto valor determinado (temperatura de operación).

El tubo de Franck-Hertz (tubo de colisión de electrones) consiste de un tubo aislado al vacío construido con tres electrodos (triodo), el cual contiene además una pequeña cantidad de mercurio (Hg).

El horno eléctrico tiene como función principal elevar la temperatura del mercurio contenido dentro del tubo a una magnitud cercana a los $170\text{ }^{\circ}\text{C}$, para posteriormente energizar las terminales del triodo.

Una vez alcanzada la temperatura de operación, si la polarización del voltaje del tubo es correcta, los electrones emitidos por el cátodo son acelerados por un campo eléctrico y colectados posteriormente en el ánodo.

Al elevar la temperatura del triodo, la presión del vapor de mercurio contenido se incrementa, asegurando así una probabilidad elevada para las colisiones entre los electrones y los átomos del gas.

Por lo descrito anteriormente, es de vital importancia implementar un sistema de control de temperatura, a fin de evitar la variación de la misma dentro del gabinete metálico que contiene el tubo de Franck-Hertz, y así poder dar cabal cumplimiento a los objetivos del experimento.

El sistema de control se muestra en la figura 1.1, donde se observa que los elementos principales que componen el sistema son:

- El sistema de control electrónico de temperatura.
- El horno eléctrico, energizado por la línea de corriente alterna (127 V_{ca}).

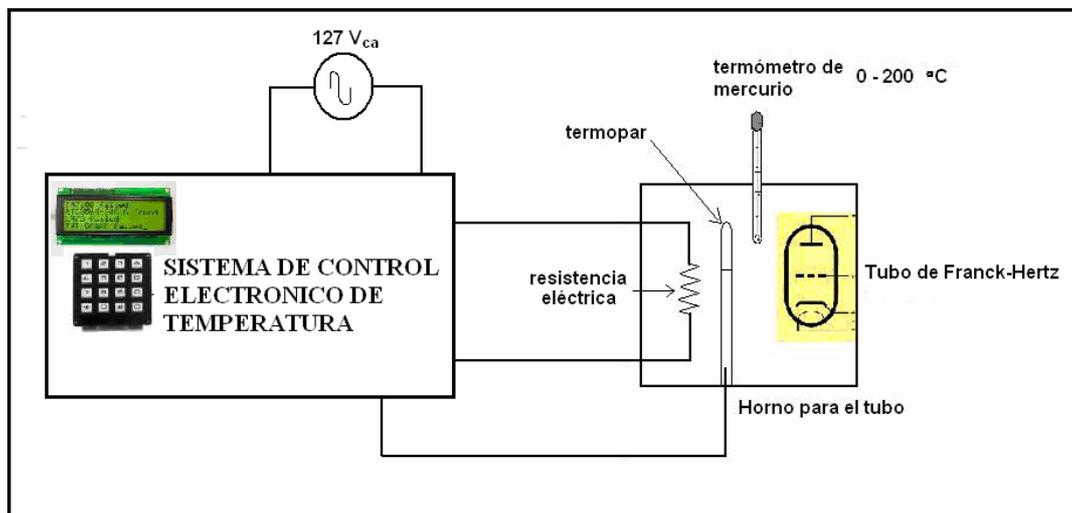


Figura 1.1 Diagrama del proceso a controlar

Descripción de los componentes principales:

El sistema consta de los siguientes elementos:

- Un gabinete metálico de base rectangular, cuyas dimensiones son: 24 cm de largo, 18.5 cm de ancho y 24 cm de altura.
- Tubo de Franck-Hertz, el cual consiste en un triodo compuesto por:
 - a) El cátodo con cubierta antioxidante de calentamiento indirecto.
 - b) El ánodo o placa.
 - c) Rejilla de control.
 - Una resistencia eléctrica con una potencia nominal de 850 W.
 - Un termómetro de mercurio con un intervalo de operación de 0-200 °C.
 - Como elemento sensor/transductor de temperatura se emplea un termopar tipo J.
 - Un gabinete de plástico, el cual contiene la parte electrónica del sistema de control, bornes de conexiones, además de un teclado matricial y un LCD como interfaz con el usuario.

1.3 OBJETIVO Y METAS

El objetivo es diseñar y construir un sistema de control de temperatura cuya característica principal es la de mantener una temperatura de 170 °C con la menor variabilidad posible en un pequeño horno o recinto donde operará el tubo de Franck-Hertz.

METAS

- Obtener el modelo matemático de la planta empleando uno de los métodos propuestos por Ziegler-Nichols.
- Completar el modelo matemático del proceso con la implementación de un sistema de control PID.
- Obtener la respuesta del modelo matemático a varios tipos de señal de entrada (escalón unitario, rampa, e impulso unitario).
- Diseñar un controlador electrónico analógico PID.
- Sintonizar el controlador PID con base en la caracterización del proceso.
- Diseñar e implementar físicamente todas las etapas que constituyen el sistema de control de temperatura del experimento de Franck-Hertz.
- Compensar las problemáticas que conlleven las no idealidades de los componentes electrónicos empleados en el sistema.
- Obtener un control de temperatura en un intervalo de 170 °C con una tolerancia de 2%.

1.4 INTRODUCCIÓN AL SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA DEL EXPERIMENTO DE FRANCK-HERTZ

En años recientes, los sistemas de control han asumido un papel cada vez más importante en el desarrollo y avance de la civilización moderna y la tecnología, se encuentran en gran cantidad en todos los sectores de la industria, tales como control de calidad de los productos manufacturados, líneas de ensamble automático, control de máquinas-herramienta, control por computadora, sistemas de potencia, control de robots y muchos otros.

Las cuatro razones principales por las cuales se requiere implementar un sistema de control para algún proceso determinado son:

- Amplificación de potencia
- Control Remoto
- Compensación a perturbaciones
- Modificación de la forma de la señal de entrada

Un sistema de control consiste de subsistemas y procesos (o plantas) interconectados con el propósito de controlar las salidas del proceso.

Los cuatro componentes básicos de todo sistema de control son:

1. Sensor, que también se conoce como elemento primario.
2. Transmisor, el cual se conoce como elemento secundario.
3. Controlador, que es el cerebro del sistema de control.
4. Elemento final de control, o actuador, el cual se encarga de regular el suministro de energía al sistema.

La importancia de estos componentes estriba en que realizan las tres operaciones básicas que deben estar presentes en todo sistema de control, estas operaciones son:

- **Medición:** La medición de la variable que se controla se realiza generalmente mediante la combinación de sensor y transmisor.
- **Decisión:** Con base en la medición, el controlador decide qué hacer para mantener la variable en el valor que se desea.
- **Acción:** Como resultado de la decisión del controlador, se debe efectuar una acción en el sistema, generalmente es realizada por el elemento final de control.

Los sistemas de control realimentados, se denominan también sistemas de control en lazo cerrado. En un sistema de control en lazo cerrado, se alimenta al controlador la señal de error de actuación, que es la diferencia entre la señal de entrada y la señal de realimentación, a fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor conveniente.

Una ventaja del sistema de control en lazo cerrado es que el uso de la realimentación vuelve la respuesta del sistema relativamente insensible a las perturbaciones externas y a las variaciones internas en los parámetros del sistema.

El diagrama de bloques del sistema de control realimentado de temperatura para el experimento de Franck-Hertz se muestra en la figura 1.2.

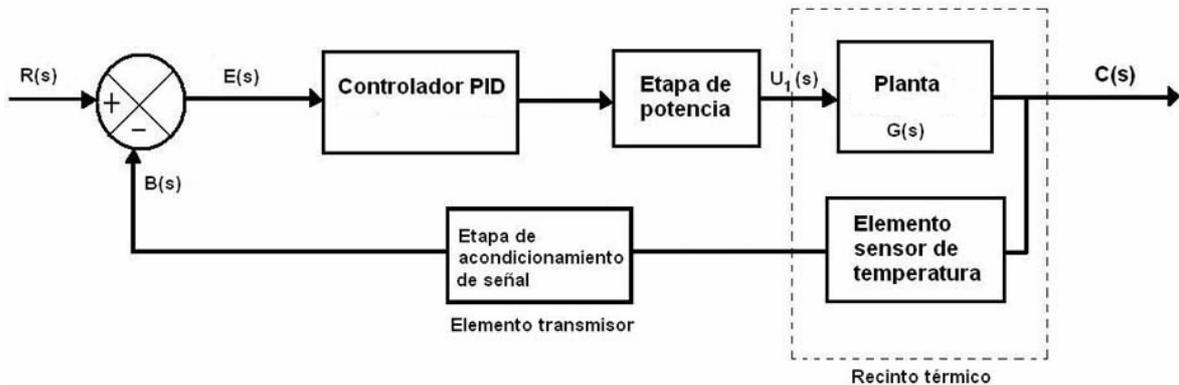


Figura 1.2 Diagrama de bloques del sistema de control de temperatura del experimento de Franck-Hertz

Donde:

$R(s)$ es la señal de referencia (set-point)

$C(s)$ es la salida (variable controlada)

$B(s)$ es la señal de realimentación

$U_1(s)$ es la señal actuante

$G(s)$ es la función de transferencia de la planta

Los bloques básicos que componen el sistema de control son:

- Planta de Temperatura: Consiste del recinto térmico cuya temperatura se desea controlar.
- Etapa de Potencia: Se encarga de regular el número de semiciclos de voltaje de línea que le son aplicados al elemento actuador (resistencia eléctrica).
- Etapa de acondicionamiento de Señal
Esta etapa acopla la señal de salida del sensor y la convierte en una señal del mismo tipo que la proporcionada por el set point (señal de referencia), lo suficientemente intensa como para transmitirla al controlador.
- Controlador Electrónico Analógico Proporcional-Integral-Derivativo (PID):
El controlador recibe la señal que está en relación con la temperatura, la compara con el valor que se desea y, según el resultado de la comparación, decide que hacer para mantener la temperatura en el valor deseado. Con base en la decisión, el controlador envía otra señal a la etapa de potencia, a su vez esta etapa procesa la señal y la envía al elemento actuador.

En el capítulo 5 se analizarán con más detalle cada una de las etapas que forman parte del sistema de control de temperatura para el experimento de Franck-Hertz.

Capítulo 2: El experimento de Franck- Hertz

En este capítulo se expondrán algunos conceptos teóricos preliminares relacionados con el experimento de Franck-Hertz, posteriormente se presentará el principio básico de funcionamiento de dicho experimento.

2.1 MODELO PLANETARIO

De acuerdo con el modelo de Rutherford, cada átomo posee un diámetro de alrededor de 10^{-10} m. El átomo consiste de un núcleo (con dimensiones aproximadas al orden de 10^{-14} m) alrededor del cual giran un número determinado de electrones, cada uno con una carga igual a $-e$, ocupando el resto del volumen del átomo.

El núcleo está compuesto por A partículas (donde A es el número de masa) denominadas nucleones, de las cuales un número de partículas Z son protones (Z es el número atómico), con una carga $+e$, y $N= A-Z$ partículas denominadas neutrones, las cuales no poseen carga eléctrica.

Por lo tanto, el núcleo posee una carga positiva de $+ Ze$. El número de electrones en cada átomo es igual al número de protones, por lo tanto, el átomo se considera un sistema eléctricamente neutro.

Sin embargo, bajo ciertas circunstancias un átomo puede ganar o perder algunos electrones, de tal forma que tenga una carga neta positiva o negativa, en este caso, a dicho átomo se le denomina ion.

En el modelo planetario dinámico ilustrado, el núcleo está esencialmente en reposo, con los electrones girando alrededor en órbitas circulares y elípticas.

Considere la estructura atómica del átomo de hidrógeno. La figura 2.1 muestra la situación más simple con un protón (de carga $+e$) en el centro y un electrón (de masa m y carga $-e$) girando alrededor del núcleo con movimiento circular uniforme.

La fuerza motora F es provista por la atracción electrostática de Coulomb entre el protón y el electrón.

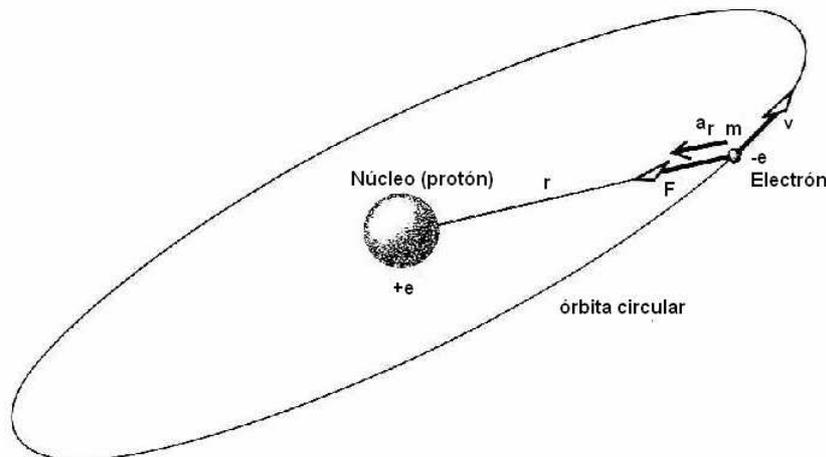


Figura 2.1 El modelo planetario del átomo del hidrógeno.

Esta es una fuerza central cuya magnitud está dada por:

$$F = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r^2} \dots\dots\dots (2.1)$$

donde r es el radio de la trayectoria circular del electrón.

De acuerdo con la segunda ley de Newton:

$$\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r^2} = ma_r \dots\dots\dots (2.2)$$

donde $a_r = v^2 / r$ es la relación centrípeta.

De la ecuación (2.2), la energía cinética del electrón se puede obtener de

$$K = \frac{1}{2}mv^2 = \frac{1}{8\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r} \dots\dots\dots (2.3)$$

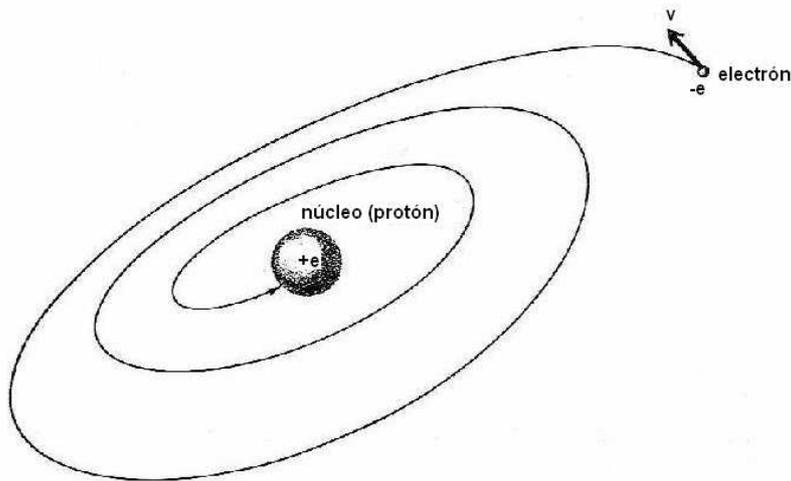


Figura 2.2 En el modelo planetario del átomo, el electrón describiría una espiral decreciente alrededor del núcleo hasta que ocurriera el colapso.

La energía potencial del sistema es

$$V = -\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r} \dots\dots\dots (2.4)$$

El signo menos indica que el sistema es de atracción y no de repulsión, ya que el electrón es atraído por el núcleo positivo. La energía total de este sistema es

$$E = K + V = -\frac{1}{8\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r} \dots\dots\dots (2.5)$$

La energía de enlace de un electrón se define como la mínima energía requerida para remover al electrón completamente del átomo o, en otras palabras, para ionizar el átomo.

Con trabajos experimentales se ha encontrado que la energía de enlace del átomo de hidrógeno es 13.6 eV; cuando este valor se sustituye por E en la ecuación (2.5), se puede encontrar el radio:

$$r_1 = 0.53 \times 10^{-10} m = 0.53 \text{ \AA} \dots\dots\dots (2.6)$$

Este valor de r_1 se llama radio de Bohr y concuerda con los valores obtenidos mediante otras técnicas experimentales.

La velocidad lineal v está relacionada a la frecuencia de revolución del electrón en su órbita por:

$$v = \omega r = 2\pi fr \dots\dots\dots (2.7)$$

Remplazando este valor en la ecuación (2.3), tenemos:

$$m(2\pi fr)^2 = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r} \dots\dots\dots (2.8)$$

de la cual obtenemos

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{e^2}{4\pi\epsilon_0 mr^3}} \dots\dots\dots (2.9)$$

para el número de revoluciones por segundo efectuadas por un electrón en una órbita.

Usando el valor de r ya encontrado y los valores conocidos de e y m para el electrón obtenemos $f = 7 \times 10^{15}$ Hz, valor que también concuerda con los obtenidos por otros métodos.

Sin embargo, a pesar de estos logros iniciales, los físicos encontraron que este modelo planetario tenía que ser abandonado ya que, de acuerdo con la electrodinámica clásica:

- a) Una carga acelerada debe radiar energía electromagnética continuamente.
- b) La frecuencia de la radiación emitida debe ser igual a la frecuencia de revolución.

Por lo tanto, de acuerdo con este modelo, la energía total del átomo debería disminuir (hacerse más negativa), mientras que la frecuencia de rotación (ecuación 2.9) debe aumentar continuamente.

Un simple cálculo muestra que solo se requieren 10^{-6} s para que el átomo sufra un colapso. De acuerdo con este modelo, el espectro óptico del hidrógeno (así como los espectros de otros elementos) es continuo, y todos los átomos deberían desplomarse en corto tiempo.

Ambas conclusiones, desde luego, contradicen a la evidencia experimental; los átomos se han mostrado renuentes a desaparecer; aún más, los espectros ópticos de los gases muestran sólo frecuencias discretas (“líneas”) y no una distribución continua de frecuencia.

El modelo planetario pronto fue abandonado.

Espectros atómicos

La luz de descarga eléctrica a través de un tubo que contiene un gas monoatómico a baja presión, exhibe una serie de líneas características cuando se analiza por medio de un espectrómetro de prisma como se muestra en la figura 2.3.

Estas líneas, características del gas usado en el tubo, son llamadas el espectro de líneas del gas.

Al espectro visible del hidrógeno mostrado en la figura 2.3 se le llama serie de Balmer. Si se usa gas de nitrógeno en el tubo de descarga, el espectro es un arreglo regular de líneas espaciadas muy estrechamente, conocido como espectro de bandas.

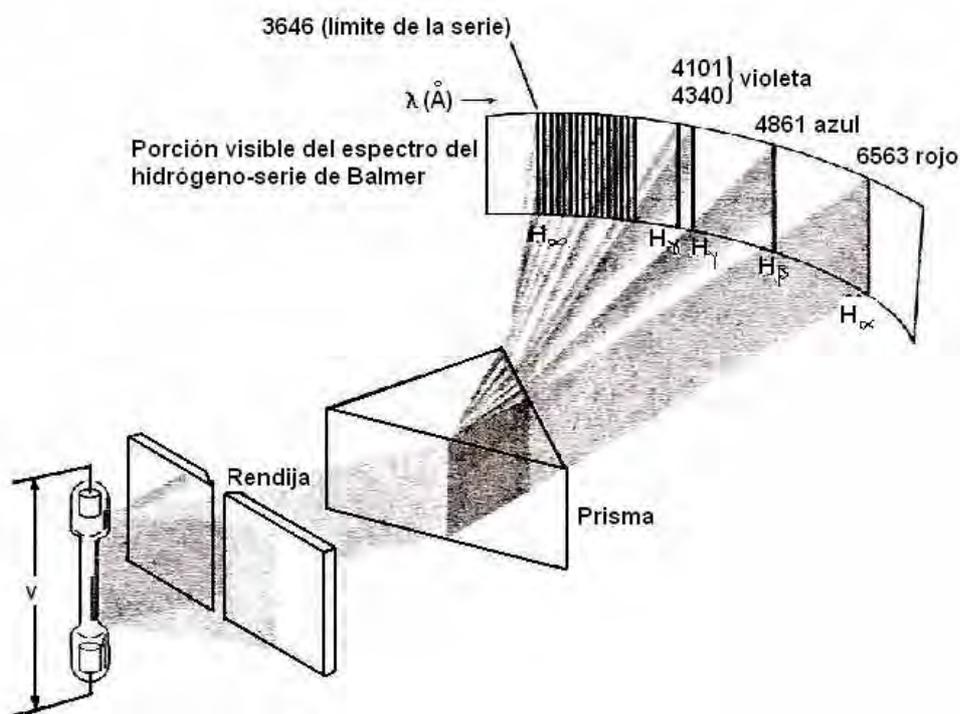


Figura 2.3 Esquema de un espectrógrafo de prisma.

La luz blanca de una fuente incandescente tal como un foco de luz da un espectro continuo y contiene un continuo de longitudes de onda. Cuando la luz de un espectro continuo se hace pasar a través de un gas monoatómico tal como el hidrógeno, se produce un espectro de absorción.

Un espectrógrafo muestra entonces líneas oscuras contra un fondo blanco. Las posiciones de estas líneas oscuras corresponden a las longitudes de onda de las líneas espectrales del hidrógeno.

El gas en este caso absorbe la radiación incidente correspondiente a estas longitudes de onda. El sueco J. Rydberg encontró una fórmula empírica,

$$\frac{1}{\lambda} = R \left(\frac{1}{2^2} - \frac{1}{n^2} \right) \text{ para } n = 3, 4, 5, \dots \dots \dots (2.10)$$

de la cual podían calcularse las longitudes de onda de la serie de Balmer. La constante de Rydberg tiene un valor de $R = 1.0973731 \times 10^{-3} \text{ \AA}^{-1}$.

2.2 EL MODELO DE BOHR

Postulados de Bohr

Para corregir las fallas del modelo planetario del átomo, Bohr basó su modelo del átomo de hidrógeno en los siguientes postulados:

1. El electrón gira alrededor del protón en el átomo de hidrógeno con movimiento circular uniforme, debido a la fuerza de Coulomb y de acuerdo con las leyes de Newton.
2. Las únicas órbitas permitidas son aquellas en que el momento angular del electrón orbitante es un múltiplo entero de $h / 2\pi = \hbar$. Los momentos angulares de las únicas órbitas permitidas están dados por:

$$L = mvr = n \frac{h}{2\pi} = n\hbar \quad n = 1, 2, 3, \dots \dots \dots (2.11)$$

donde h es la constante de Planck y $\hbar = 1.05 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$

3. Cuando un electrón está en una órbita permitida, el átomo no radia energía.
4. Si el electrón salta desde una órbita inicial de energía E_i a una órbita final de energía E_f ($E_i > E_f$), se emite un fotón de frecuencia

$$\nu = \frac{E_i - E_f}{h} \dots \dots \dots (2.12)$$

El modelo de Bohr-estados de la energía

El punto de partida del modelo de Bohr es el mismo que el modelo planetario. El primer postulado del modelo de Bohr, la aplicación de la ley de Coulomb y de la segunda ley de Newton, da la energía total del sistema como aparece en la ecuación (2.5) del modelo planetario

$$E = -\frac{1}{8\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r} \dots\dots\dots (2.13)$$

Estos hallazgos dan lugar a conclusiones que divergen con respecto a la física clásica; en la física clásica, el espectro de valores del momento angular L es continuo, es decir, todos los valores de L son posibles, pero la ecuación (2.11) significa que los valores del momento angular L deben ahora escogerse de un espectro discreto de valores.

De acuerdo con el tercer postulado, cuando el átomo está en cualquiera de los estados cuantizados designados por el momento angular en la ecuación (2.11), no radiará energía como era de esperarse en la teoría electromagnética clásica.

Estos estados son llamados estados estacionarios. El estado de menor energía es aquel definido por n=1, y es llamado estado basal o fundamental.

Los estados donde n=2, 3,4,... son los estados excitados, porque entonces el átomo tiene más energía que en el estado fundamental.

El modelo de Bohr tiene sus límites, pero es un buen modelo mecánico para introducir los estados de la energía y otros conceptos físicos.

De la ecuación (2.11) se obtiene que

$$v = \frac{n\hbar}{mr} \dots\dots\dots (2.14)$$

y de la ecuación (2.15) la energía cinética toma la forma:

$$\frac{1}{2} m \left(\frac{n\hbar}{mr} \right)^2 = \frac{1}{8\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r} \dots\dots\dots (2.15)$$

Finalmente,

$$r = r_n = \frac{4\pi\epsilon_0 n^2 \hbar^2}{me^2} \quad n = 1, 2, 3, \dots \dots\dots (2.16)$$

Para el estado basal o fundamental, $n=1$ y

$$r_1 = \frac{4\pi\epsilon_0\hbar^2}{me^2} = 0.53 \text{ \AA} \dots\dots\dots (2.17)$$

que es llamado el radio de Bohr. Este resultado concuerda con el radio del átomo obtenido previamente de la ecuación (2.5) empleando el modelo planetario.

De la ecuación (2.16) se obtiene que:

$$r_n = n^2 r_1 \dots\dots\dots (2.16)$$

que muestra que los radios de las órbitas de los estados estacionarios también están cuantizados y que están dados por r_1 , $4r_1$, $9r_1$ y así sucesivamente. Estos radios son proporcionales al cuadrado del número entero n llamado número cuántico principal.

Si r en la ecuación (2.5) se reemplaza en la ecuación (2.16), se obtiene

$$E = E_n = -\frac{me^4}{32\pi^2\epsilon_0^2\hbar^2} \left(\frac{1}{n^2}\right) \dots\dots\dots (2.17)$$

Así, una segunda consecuencia es que la energía está cuantizada. Los únicos valores permitidos de la energía son aquellos dados por la ecuación (2.17) donde n toma los valores $n= 1, 2, 3, \dots\dots\dots$

Usando los valores $m = 9.11 \times 10^{-31}$ kg y $e = 1.60 \times 10^{-19}$ C para la masa y la carga del electrón, podemos evaluar la ecuación (2.17) obteniendo

$$E_n = -\frac{13.6}{n^2} \text{ eV para } n = 1, 2, 3, \dots\dots\dots (2.18)$$

El estado de menor energía o estado fundamental corresponde a $n=1$, y su energía es $E_1 = -13.6$ eV.

Cuando n aumenta y se aproxima a ∞ , los estados de energía se aproximan entre sí cada vez más, hasta que la diferencia de energía entre dos estados consecutivos se hace tan pequeña que la distribución da un espectro prácticamente continuo, de acuerdo con el modelo planetario clásico.

De la ecuación (2.17), se puede observar que si el átomo está en su estado fundamental, se necesitan 13.6 eV para liberar al electrón del átomo. Por lo tanto, la energía de enlace (BE) o energía de ionización para el átomo de hidrógeno en su estado fundamental es

$$BE = E_i = 13.6 \text{ eV}$$

La energía de ionización E_i es la energía que se debe suministrar al átomo para liberar al electrón, cuando éste se encuentra en su estado fundamental.

De acuerdo con el cuarto postulado de Bohr, si un electrón salta de un estado inicial n_i (energía E_i) a otro estado de menor energía E_f , la frecuencia del fotón emitido es, a partir de la fórmula de Bohr (2.12)

$$\nu = \frac{E_i - E_f}{h} = \frac{E_i - E_f}{2\pi\hbar} \dots\dots\dots (2.19)$$

Cuando introducimos las expresiones de la energía dadas por la ecuación (2.17), la frecuencia del fotón toma la forma:

$$\nu = \frac{c}{\lambda} = \frac{me^4}{64\pi^3\hbar^3\epsilon_0^2} \left(\frac{1}{n_f^2} - \frac{1}{n_i^2} \right) \dots\dots\dots (2.20)$$

y finalmente, la longitud de onda del fotón emitido es

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{me^4}{64\pi^3\hbar^3\epsilon_0^2c} \left(\frac{1}{n_f^2} - \frac{1}{n_i^2} \right) \dots\dots\dots(2.21)$$

Átomos Hidrogenoides

La utilidad de la teoría de Bohr se puede extender, considerando los átomos hidrogenoides, los cuales son átomos con cargas nucleares Ze , pero en los que sólo un electrón gira alrededor del núcleo.

Incluyen átomos como el helio ionizado una vez He^+ (en el cual $Z=2$), el litio ionizado dos veces Li^{2+} ($Z=3$).

La ecuación de la segunda ley de Newton en este caso es

$$F = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{Ze^2}{r^2} = \frac{mv^2}{r} \dots\dots\dots (2.23)$$

La segunda ecuación básica es la misma ecuación del momento angular utilizada cuando la teoría de Bohr se aplicó al átomo de Hidrógeno, $L = mvr = n\hbar$

La tabla 2.1 muestra una lista de ecuaciones útiles para el hidrógeno y para los átomos hidrogenoides.

Note que dondequiera que e^2 aparece para el átomo de hidrógeno simplemente se le reemplaza por Ze^2 para los átomos hidrogenoides.

Hidrógeno	Hidrogenoides
$r_n = \frac{4\pi\epsilon_0 n^2 \hbar^2}{me^2}$	$r_n = \frac{4\pi\epsilon_0 n^2 \hbar^2}{mZe^2}$
$E_n = -\frac{me^4}{32\pi^2 \epsilon_0^2 \hbar^2} \frac{1}{n^2} = -\frac{1}{n^2} 13.6eV$	$E_n = -\frac{mZ^2 e^4}{32\pi^2 \epsilon_0^2 \hbar^2} \frac{1}{n^2} = -\frac{Z^2}{n^2} 13.6eV$
$R = \frac{me^4}{64\pi^3 \hbar^3 \epsilon_0^2 c}$	$R' = \frac{mZ^2 e^4}{64\pi^3 \hbar^3 \epsilon_0^2 c} = RZ^2$
$\frac{1}{\lambda} = R \left(\frac{1}{n_f^2} - \frac{1}{n_i^2} \right)$	$\frac{1}{\lambda} = RZ^2 \left(\frac{1}{n_f^2} - \frac{1}{n_i^2} \right)$

Tabla 2.1 Comparación del hidrógeno y de los átomos hidrogenoides según la teoría de Bohr.

2.3 EL ARREGLO BÁSICO EXPERIMENTAL DE FRANCK-HERTZ

Una demostración de la existencia de los estados estacionarios discretos postulados por la teoría del átomo de Bohr fue proporcionada, por primera vez, por un experimento diseñado por James Franck y Gustav Hertz en 1914.

Este experimento analiza la transferencia de energía por la colisión de un electrón y un átomo, poniendo en evidencia el carácter discreto de los niveles energéticos internos de un átomo. Más específicamente, su objetivo es la medida de la diferencia de energía entre el nivel fundamental y el primer estado excitado.

En un átomo pesado como el mercurio (${}_{80}^{202}Hg$), los electrones en las capas interiores del átomo son difíciles de desalojar, debido a la fuerte atracción electrostática del núcleo, tienen energías de enlace típicas en el rango de unos pocos KeV.

Los electrones exteriores (de valencia) están parcialmente resguardados del núcleo por los electrones de las capas interiores que actúan como pantalla. Así, la energía de enlace de estos electrones es solo de unos pocos eV.

$$\lambda = \frac{hc}{E_e} = 2536 \text{ \AA}$$

En el experimento de Franck-Hertz, sólo están implicados los electrones exteriores de valencia, y el nivel de energía correspondiente a uno de estos electrones se muestra en la figura 2.4.

Estos niveles de energía se llaman usualmente niveles ópticos, porque cualquier transición entre estos niveles involucra fotones con longitudes de onda en la región visible o cerca de ella.

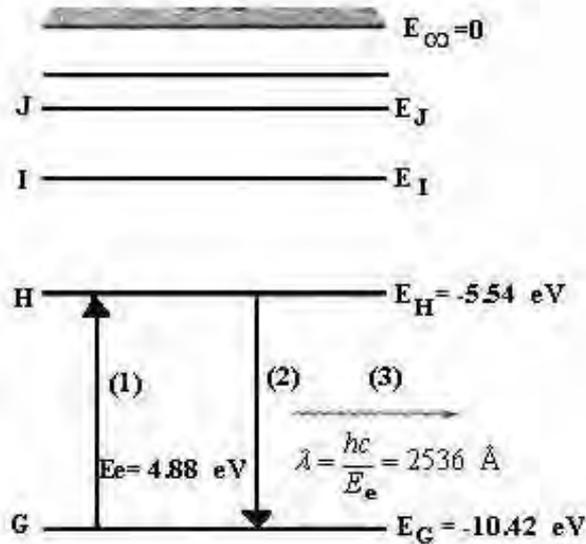


Figura 2.4 Niveles ópticos de energía para el electrón de Valencia del $^{202}_{80}\text{Hg}$.

En la figura 2.4, la energía del electrón de valencia en el estado fundamental (G) es $E_G = -10.42 \text{ eV}$. Los otros niveles de energía, H, I, etc., son estados excitados.

El primer estado excitado (H) tiene una energía $E_H = -5.44 \text{ eV}$. I es el segundo estado excitado, J es el tercer estado excitado, y así sucesivamente.

La energía requerida para elevar al electrón desde el estado fundamental hasta el primer estado excitado H es

$$\begin{aligned}
 E_e &= E_H - E_G \\
 &= -5.44 - (-10.42) \text{ eV} \\
 &= 4.88 \text{ eV}
 \end{aligned}$$

y es llamada primer potencial de excitación del mercurio.

Si por alguna razón se eleva el átomo de mercurio al primer estado excitado, el electrón regresará en un tiempo muy corto (alrededor de 10^{-8} s) al estado fundamental.

En esta transición será emitido un fotón (línea (3) de la figura 2.4) de energía

$$E_e = 4.88 \text{ eV} \text{ y de longitud de onda } \lambda = \frac{hc}{E_e} = 2536 \text{ \AA}$$

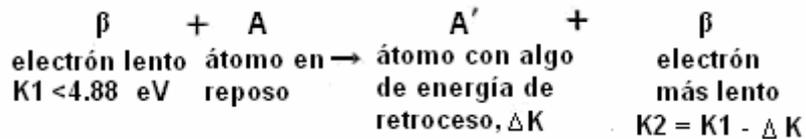
Considere el caso de un haz de electrones lentos que viajan a través de vapor de mercurio a baja presión. Si la energía cinética de los electrones es menor de 4.88 eV, la colisión será elástica, o sea, la energía cinética translacional será conservada.

Los electrones perderán algo de energía cinética de acuerdo con la siguiente expresión:

$$\Delta K = \frac{4mM}{(m+M)^2} K \approx \frac{4m}{M} K \dots\dots\dots (2.24)$$

donde m es la masa del electrón, M la masa del átomo de mercurio, y $K = \frac{1}{2}mv^2$ es la energía cinética del electrón incidente. Esta pérdida ΔK de energía cinética es muy pequeña, ya que $m \ll M$.

La energía ΔK es transferida al átomo de mercurio y aparece como su energía de retroceso, representada esquemáticamente por:



Ya que es tan pequeña, el electrón experimentará muchas colisiones a lo largo de una trayectoria en zigzag antes de llegar al reposo, según se ilustra en la figura 2.5.

Sin embargo, si la energía cinética del electrón es mayor que $E_H - E_G = 4.88 \text{ eV}$, puede ocurrir una colisión inelástica, en la cual parte de la energía cinética se transfiere al átomo en forma de energía interna, elevando al electrón desde el estado fundamental al primer estado excitado, E_H .

La energía cinética del electrón después de la colisión inelástica es

$$K_2 = K_1 - (E_H - E_G) = K_1 - 4.88 \text{ eV}$$

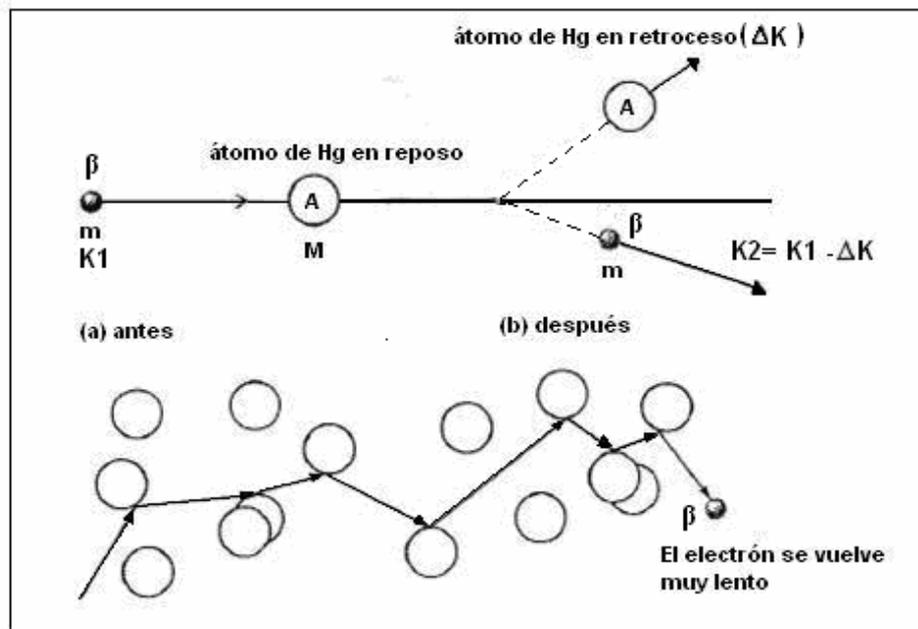
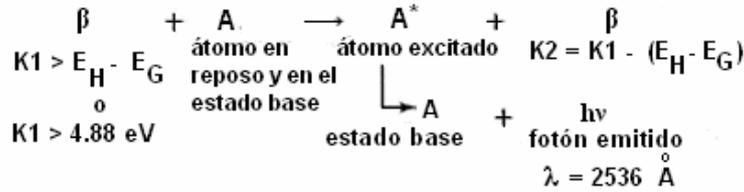


Figura 2.5 Colisiones elásticas de electrones de energía con un átomo de mercurio en reposo.

La situación se representa esquemáticamente de la siguiente forma:



Un segundo proceso tiene lugar inmediatamente después de la colisión (la duración de un estado excitado es cerca de 10^{-8} s).

El átomo excitado A^* regresará al estado fundamental con la emisión de un fotón de energía $E_H - E_G = 4.88$ eV y longitud de onda $\lambda = 2536 \text{ \AA}$.

Si K_1 , la energía del electrón incidente, es apenas ligeramente mayor que 4.88 eV, entonces $K_2 < 4.88$ eV, y ya no pueden tener lugar más colisiones inelásticas. Cualesquiera otras colisiones serán elásticas. Si $K_1 \gg 4.88$ eV, entonces $K_2 > 4.88$ eV y pueden tener lugar otras colisiones inelásticas.

Los mecanismos discutidos atrás fueron verificados experimentalmente por Franck y Hertz en 1914 usando el arreglo experimental que se muestra en las figuras 2.7 y 2.8, empleando una válvula termoiónica de tres electrodos (triodo), que crea un haz de electrones en un tubo de vacío que contiene vapor de mercurio a baja presión a una temperatura de 150 °C, aproximadamente.

Un triodo se compone de un filamento (cátodo), un ánodo y una rejilla de control, según se muestra en la figura 2.6. El filamento se calienta y causa que el cátodo libere electrones que inmediatamente tratan de llegar al ánodo (denominado también placa) que tiene voltaje positivo. Este continuo flujo de electrones se convierte en una corriente eléctrica.

En la trayectoria entre el ánodo y el cátodo se encuentra una rejilla de control, cuya tensión aplicada hace que el flujo de electrones desde el cátodo al ánodo sea mayor o menor.

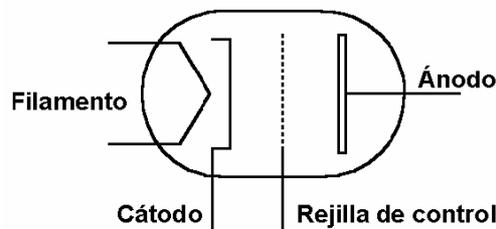


Figura 2.6 Representación de un triodo

El dispositivo experimental empleado en el experimento de Franck Hertz se ilustra en la figura 2.7.

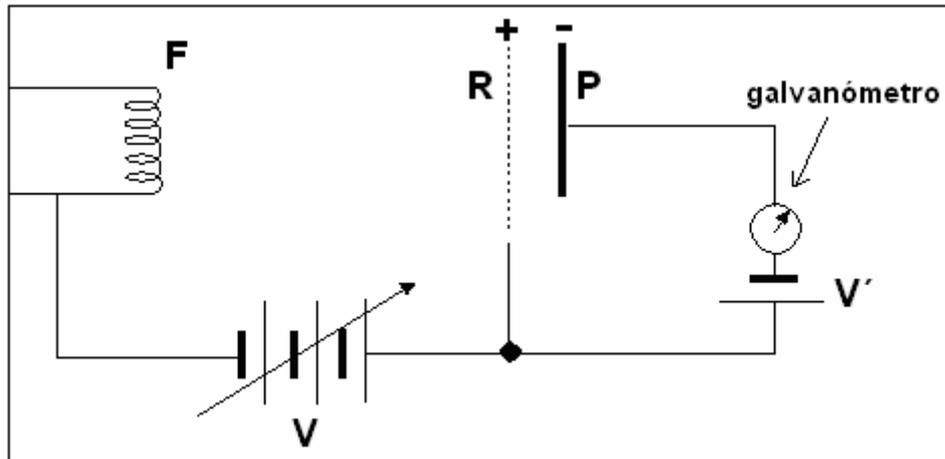


Figura 2.7 Dispositivo experimental empleado en el experimento de Franck- Hertz

Donde:

F es el filamento emisor de electrones.

R es la rejilla de control encargada de acelerar electrones

P es la placa colectora de electrones.

V es un potencial eléctrico acelerador variable.

V' es un potencial eléctrico retardador.

2.3.1 PRINCIPIO BÁSICO DE FUNCIONAMIENTO

- Entre el filamento y la rejilla existe un potencial acelerador V_a que puede variarse entre 0 y 60 V.
- Entre la placa P y la rejilla R hay un pequeño potencial retardador V_r (alrededor de 1.5 V).
- Un galvanómetro muy sensible en serie con la placa mide la corriente de placa, que es de cerca de 10^{-9} A.
- Al aplicar el potencial de calentamiento al cátodo ($6.0 V_{cd}$) este es capaz de emitir electrones cuya energía cinética aumenta al aumentar el potencial de aceleración (por ejemplo $20 V_{cd}$). Entonces los electrones son capaces de alcanzar el ánodo y cruzarlo hasta llegar al colector, en contra del potencial de retardo (por ejemplo $1.5 V_{cd}$).
- Las colisiones, entre los electrones, provenientes del cátodo, y los átomos de mercurio tienen lugar, primeramente, en forma elástica sin una transferencia significativa de energía hacia los átomos del gas (Hg).

- A medida que el potencial de aceleración aumenta la energía cinética de los electrones es suficientemente grande para excitar los átomos del gas justo enfrente del ánodo; de esta forma los electrones pierden su energía cinética y no son capaces por sí mismos de alcanzar el colector, en contra del potencial de retardo manifestándose mínimos en la corriente del mismo.
- Cuando el potencial de aceleración se incrementa nuevamente la región donde tienen efecto las colisiones se mueve progresivamente aproximándose al cátodo; de tal suerte que los electrones, frenados por las colisiones, son ahora reacelerados alcanzando de nueva cuenta el colector.
- Entonces pueden ocurrir colisiones, de tipo inelástico, entre electrones y átomos del gas de tal suerte que la energía transferida aparezca en forma periódica al incrementar gradualmente el potencial de aceleración.

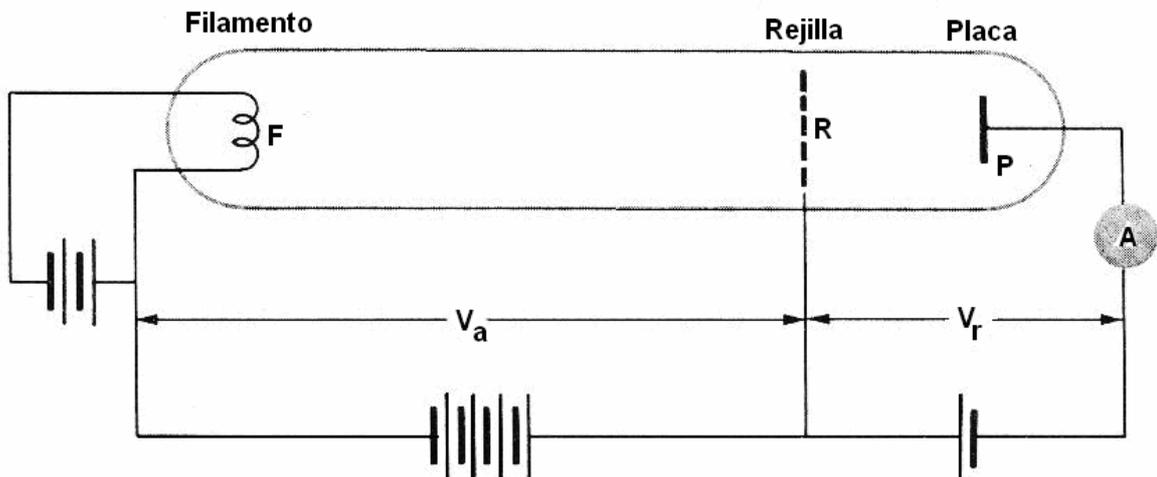


Figura 2.8 Diagrama simplificado del experimento

En el experimento es posible observar las transiciones de energía producidas por las colisiones entre los electrones provenientes del cátodo, y los átomos de mercurio al interior del tubo, como se muestra en la figura 2.9.

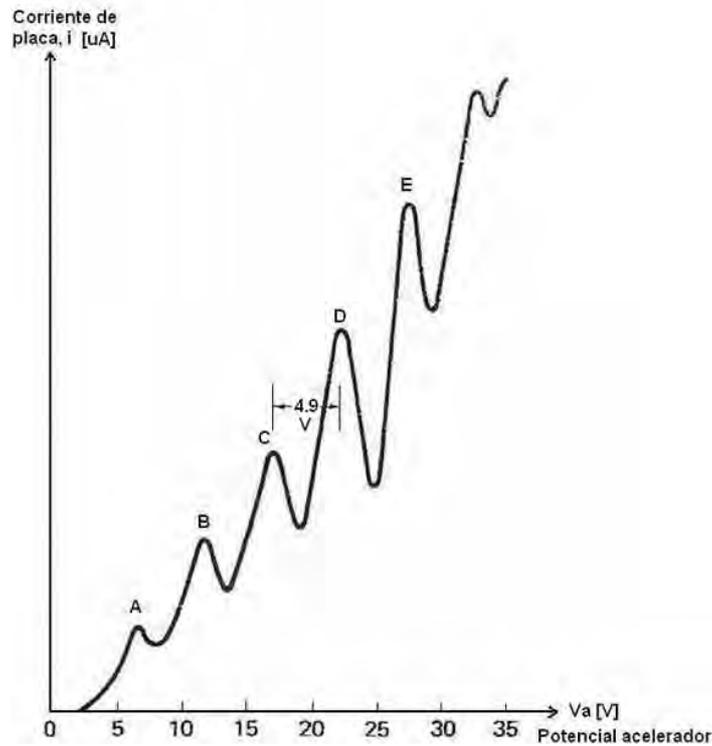


Figura 2.9 Corriente de placa contra el potencial acelerador en el experimento de Franck-Hertz. La separación entre dos picos consecutivos cualesquiera es de alrededor de 4.9 V

A medida que V_a es incrementado, la corriente de placa aumenta en cualquier tubo electrónico, con la excepción de que ocurre una disminución significativa en la corriente de placa cada vez que el potencial acelerador se incrementa en 5 V aproximadamente.

Algunos de los electrones con energías ligeramente mayores que 4.88 eV experimentarán colisiones inelásticas y quedarán con tan poca energía que no podrán alcanzar la placa, debido a la presencia del potencial retardador.

Si V_a es incrementado por 5 V adicionales, algunos de los electrones que quedaron casi sin energía cinética experimentarán otra colisión inelástica y no alcanzarán la placa. Esto explica el segundo valle a un potencial aproximadamente 5 V mayor que para el primer valle.

Por lo tanto, este segundo valle corresponde a aquellos electrones que han experimentado dos colisiones inelásticas; el tercer valle corresponde a tres colisiones inelásticas, y así sucesivamente.

Cada vez que hay una colisión inelástica, los átomos de mercurio serán excitados y regresarán al estado fundamental por la emisión de fotones. Usando técnicas espectroscópicas, se encontró que la longitud de onda de la radiación procedente del tubo era de 2536 Å, correspondiente a transiciones del primer estado excitado del mercurio al estado fundamental.

Este resultado, junto con el hecho de que la diferencia de energía entre dos valles consecutivos es cerca de 4.9 V, muestra de forma muy convincente la existencia de niveles de energía discretos en el átomo de mercurio.

También es posible, usando voltajes diferentes y una mejor resolución, medir la excitación de otros niveles de energía atómica. Es perfectamente comprensible que a Franck y Hertz se les concediera el premio Noble de Física (1925) por este trabajo de investigación.

Aplicando la hipótesis de Bohr se puede calcular la diferencia de energías entre el estado fundamental y el primer estado excitado:

$$E_i - E_f = \frac{hc}{\lambda} \dots\dots\dots (2.25)$$

Esta diferencia es de 4.86 eV, la cual corresponde a la energía emitida por el átomo para regresar a su estado fundamental.

Capítulo 3: Elementos sensores y transductores de temperatura

En el presente capítulo se describen los conceptos de temperatura, medición de temperatura, así como la descripción de las características y especificaciones de varios elementos sensores y transductores de temperatura.

3.1 CONCEPTO DE TEMPERATURA

Se considera que la temperatura es un concepto intuitivo que nos indica cuando un cuerpo está “caliente” o “frío”; según la segunda ley de la termodinámica, la temperatura se relaciona con el calor, porque se sabe que el calor fluye sólo de un cuerpo con alta temperatura a otro con baja temperatura, en ausencia de otros efectos.

Específicamente, la temperatura es una medida del promedio de la energía cinética de las partículas en una unidad de masa, expresada en unidades de grados en una escala estándar.

Se le considera también una variable de estado, la cual, junto con otras variables, como la masa, capacidad térmica específica, describe el contenido de energía de un cuerpo.

En un contexto físico, el calor es la medida de la cantidad de energía intrínseca contenida en un cuerpo debida al movimiento aleatorio de sus moléculas y sus átomos; de la misma forma que la energía mecánica poseída por un cuerpo aumenta con el incremento de su velocidad, la energía térmica de un cuerpo o gas aumenta con el incremento de su temperatura.

La teoría cinética de los gases y de la termodinámica estadística muestra que la temperatura se relaciona con la energía cinética promedio de las moléculas de un gas ideal.

Ya que la presión, volumen, resistencia eléctrica, coeficiente de expansión, están relacionados con la temperatura mediante la estructura fundamental molecular, cambian con la temperatura y estos cambios pueden usarse a fin de medirla. La calibración puede realizarse comparando con estándares, además la temperatura forma parte de las 7 unidades básicas del Sistema Internacional de Unidades (SI).

La unidad fundamental de la temperatura es el Kelvin, a 0 K (cero absoluto), las moléculas de cualquier cuerpo están en reposo y en consecuencia no pueden poseer energía térmica alguna, esto significa, que nunca habrá temperaturas negativas.

Relacionado con el concepto de temperatura, está la transferencia de calor, que se efectúa al entrar en contacto dos cuerpos o sistemas a distinta temperatura.

Desde este punto de vista, la temperatura puede ser considerada como un potencial de energía, y la diferencia de temperatura como la fuerza que impulsa la transferencia de calor desde un objeto o sistema hacia otro, cuya temperatura es menor.

Diversos procesos industriales requieren un control de temperatura exacto, ya que otros parámetros físicos, como el volumen y la presión, dependen de la medida de la temperatura.

Reacciones químicas, y cambios de fase de sustancias, se efectúan a temperaturas específicas, de ahí la importancia de emplear un método confiable de medición de temperatura.

3.2 MEDICIÓN DE TEMPERATURA

No es posible realizar una medición de temperatura directamente, sin embargo, pueden ser observados los efectos en otras variables físicas dependientes de la temperatura, como resistencia eléctrica, expansión volumétrica de un líquido o un gas, presión de vapor, características del espectro, entre algunos otros.

Continuamente se lleva a cabo una optimización de procesos de medición de temperatura, para poder realizar una medición de forma rápida, exacta, y que sea repetitiva por periodos largos de tiempo.

3.2.1 ESCALAS DE TEMPERATURA

Las dos escalas de temperatura en uso son la escala Fahrenheit y la escala Celsius. Dichas escalas se basan en una especificación del número de incrementos entre el punto de congelación y el punto de ebullición del agua a la presión atmosférica normal.

La escala Celsius tiene 100 unidades entre estos puntos, en tanto que la escala Fahrenheit tiene 180 unidades.

La escala Celsius absoluta se llama escala Kelvin, en tanto que la escala Fahrenheit absoluta se denomina escala Rankine. Ambas escalas absolutas se definen de modo que corresponden tanto como es posible a la escala termodinámica absoluta de temperatura. Los puntos cero de ambas escalas absolutas representan el mismo estado físico, y la razón de estos dos valores es la misma independientemente de la escala absoluta usada; es decir:

$$\left(\frac{T_2}{T_1}\right)_{Rankine} = \left(\frac{T_2}{T_1}\right)_{Kelvin} \dots\dots\dots(3.1)$$

El punto de ebullición del agua a 1 atm se toma en forma arbitraria como 100° en la escala Celsius y 212° en la escala Fahrenheit.

Las relaciones matemáticas de conversión se muestran a continuación:

$$[^{\circ}C] = \frac{5}{9} (^{\circ}F - 32) \dots\dots\dots(3.2)$$

$$[^{\circ}F] = \left(\frac{9}{5}\right)^{\circ}C + 32 \dots\dots\dots(3.3)$$

$$[K] = ^{\circ}C + 273.15 \dots\dots\dots(3.4)$$

$$[^{\circ}\text{R}] = ^{\circ}\text{F} + 459.67 \dots \dots \dots (3.5)$$

3.3 EFECTOS DE LA TRANSFERENCIA DE CALOR EN LA MEDICIÓN DE TEMPERATURA

El proceso de transferencia de calor está asociado con todas las mediciones de temperatura. Cuando se expone un termómetro a un medio ambiente, la temperatura está en función del intercambio total de la energía en forma de calor con el elemento detector de temperatura.

La transferencia de calor puede ocurrir por tres modos, a saber:

- a) por conducción
- b) por convección
- c) por radiación

En general, los tres deben valorarse al analizar un problema de medición de temperatura.

a) Transferencia de calor por conducción

La conducción se realiza mediante la transferencia de energía entre moléculas adyacentes, y tiene lugar siempre que exista un gradiente de temperatura.

Siendo la temperatura una medida de la energía cinética de un cuerpo, la energía del movimiento, la conducción térmica ocurre debido a las colisiones resultantes por tal movimiento.

Aunque el mecanismo de colisión varía entre metales, no-metales, líquidos y gases, la conducción es la transferencia de energía desde átomos ó moléculas con mayor nivel energético hacia átomos o moléculas que presenten un menor nivel energético.

La conducción se describe por la ley de Fourier:

$$q = -kA \frac{\partial T}{\partial X} \dots \dots \dots (3.6)$$

Donde:

k es la conductividad térmica (constante)

A es el área donde se produce la transferencia de calor

q es la tasa de transferencia de calor en la dirección del gradiente de temperatura creciente

T es la temperatura

X es la distancia

Si existe un gradiente de temperatura a lo largo de un termómetro, el calor puede conducirse hacia el elemento sensor o fuera de éste, de acuerdo con la ecuación (3.6).

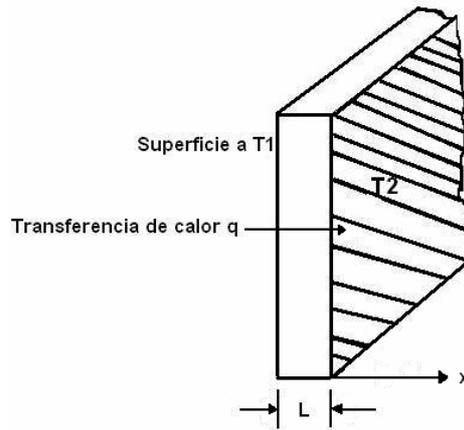


Figura 3.1 Transferencia de calor a través de un sólido o un fluido estacionario

El flujo de calor se define como la razón de la transferencia de calor en una dirección por unidad de área perpendicular a dicha dirección.

El signo negativo en la ecuación (3.6) es usado para enfatizar que el calor es transferido en dirección a la temperatura menor.

La conductividad térmica k es una propiedad del material empleado.

b) Transferencia de calor por convección

La convección es una extensión del flujo de calor por conducción, con la característica adicional de que la energía también es transferida por el movimiento volumétrico de un fluido.

Se presentan dos tipos de convección, a saber:

1. Convección forzada: Ocurre cuando el movimiento de un fluido es resultado de alguna fuerza externa, como un ventilador, una bomba, un extractor, el aire.

Los ventiladores son comúnmente empleados para proveer enfriamiento convectivo hacia componentes electrónicos con alta temperatura.

2. Convección natural: En la convección natural el movimiento del fluido es debido a causas naturales, como el efecto de flotación, el cual se manifiesta con el ascenso del fluido caliente y el descenso del fluido frío.

La transferencia de calor por convección se describe de acuerdo con la ley de Newton del enfriamiento:

$$q = hA(T_s - T_\infty) \dots\dots\dots (3.7)$$

Donde:

h es el coeficiente de transferencia por convección

A es el área de la superficie que intercambia calor con el fluido

T_s es la temperatura de la superficie

T_∞ es la temperatura del fluido

c) Transferencia de calor por radiación

La radiación térmica es emisión de energía en forma de ondas electromagnéticas, cubre el espectro a través de ondas de radio, infrarrojos, luz, rayos ultravioleta, y a través de rayos x si el objeto está lo suficientemente caliente.

Esta emisión se debe a cambios espontáneos en la configuración de electrones que constituyen átomos y moléculas del material.

A diferencia de la transferencia de calor por conducción y por convección, la radiación no requiere un medio físico para transferir calor y es, en efecto, el modo más eficiente cuando la transferencia tiene lugar en el vacío.

La transferencia de calor por radiación entre dos superficies es proporcional a la diferencia entre las temperaturas absolutas a la cuarta potencia, de acuerdo con la ley de Stefan-Boltzmann de la radiación térmica:

$$q_{1-2} = \sigma F_G F_\epsilon (T_1^4 - T_2^4) \dots\dots\dots (3.8)$$

donde T_1 es la temperatura del objeto, T_2 es la temperatura de los alrededores, F_G es un factor geométrico y F_ϵ un factor que describe las propiedades de radiación de la superficie.

$$\sigma \text{ (constante de Stefan-Boltzmann)} = 5.67 \times 10^{-8} \frac{W}{m^2 \cdot K^4}$$

3.4 ELEMENTOS QUE CONFORMAN UN SISTEMA DE MEDICIÓN ELECTRÓNICO DE TEMPERATURA

La función esencial de un sistema de medida es la asignación objetiva (independiente del observador) de un número a una propiedad o cualidad de un objeto ó evento.

En la figura 3.2 se representa la estructura general de un sistema electrónico de medida y control.

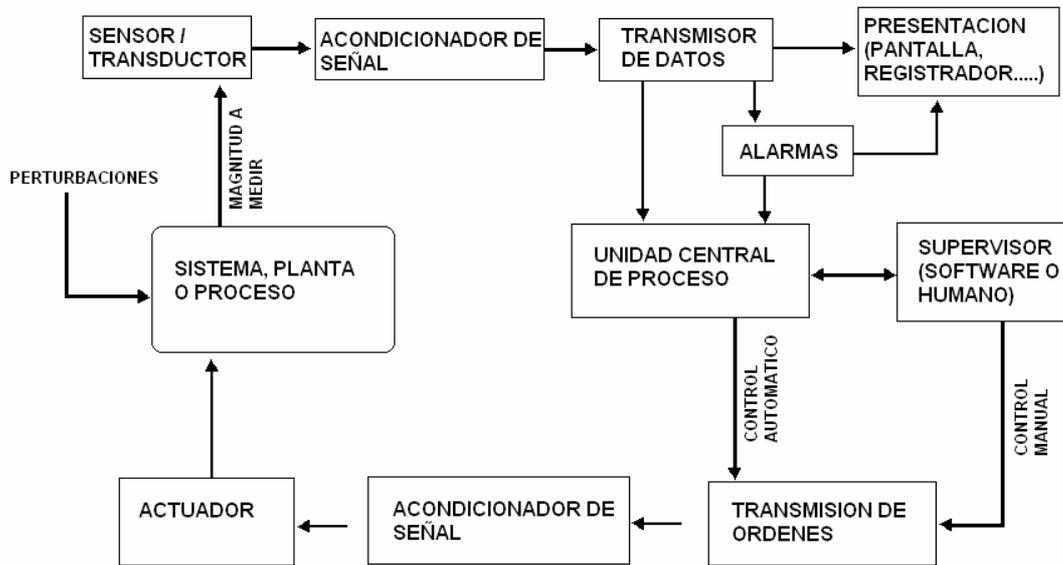


Figura 3.2 Estructura general de un sistema electrónico de medida y control

De todos los bloques que forman dicho sistema, se considera que tres de ellos son básicos y se encuentran presentes en la totalidad de los sistemas de medida. Estos bloques son:

- a) Sensor /transductor
- b) Acondicionador de señal
- c) Presentación (visualización y registro)

a) Transductor y sensor

Definición de sensor

Un sensor es el elemento primario de un sistema de medida que a partir de la energía del medio proporciona una señal de salida que es función de la magnitud que se pretende medir. Un sensor es el elemento de un sistema de medida que es afectado directamente por el fenómeno, cuerpo o sustancia portador de la magnitud a ser medida.

Definición de transductor

Se denomina transductor, en general, a todo dispositivo que convierte una magnitud física (mecánica, térmica, magnética, eléctrica, óptica o molecular) en otra magnitud, normalmente eléctrica.

Es, por tanto, un dispositivo que convierte un tipo de energía en otro.

b) Acondicionador de señal

El acondicionamiento de señal, es el bloque del sistema de medida que suministra, a partir de la señal eléctrica de salida de un transductor, una señal apta que permita ser procesada posteriormente mediante el equipo electrónico adecuado.

Las funciones principales del bloque acondicionador de señal son:

- Acoplamiento de impedancias
- Linealización
- Ganancia
- Filtrado
- Reducción de ruido
- Detección de picos
- Aislamiento

c) Presentación (visualización y registro)

Los sistemas de visualización y registro se pueden clasificar en analógicos y digitales, teniendo como misión ambos casos presentar la magnitud medida de tal forma que pueda ser interpretada correctamente por el supervisor del sistema de control electrónico.

Entre los sistemas de presentación analógicos tenemos: medidores de aguja, registradores X-Y y X-t.

Los elementos de presentación digital típicos son: Exhibidores alfanuméricos a LED (Light Emitter Diode), cristal líquido ó fluorescentes, pantallas CRT, indicadores luminosos simples, impresoras, etc.

3.5 CLASIFICACIÓN DE LOS SENSORES DE TEMPERATURA

Los sensores de temperatura se pueden clasificar de acuerdo a la señal de salida que son capaces de suministrar:

Resistencia como función de temperatura: Detectores resistivos de temperatura (RTD), termistores.

Voltaje como una función de la temperatura: Termopares, sensores de temperatura de estado sólido.

Radiación como función de la temperatura: pirómetros.

Expansión volumétrica como función de la temperatura: Termómetros de fluido.

Expansión lineal como función de la temperatura: Termómetros bimetalicos.

La siguiente tabla muestra algunas consideraciones que deben tomarse en cuenta en la selección del sensor adecuado para efectuar una medición de temperatura.

Criterio	Consideraciones
Intervalo de temperatura	El sensor elegido debe ser capaz de medir las temperaturas máxima y mínima esperadas.
Robustez	El sensor a emplear debe ser lo suficientemente fuerte desde el punto de vista mecánico para soportar el ambiente y las condiciones en las cuales esté sujeto, como vibración, o alta presión. El dispositivo debe ser compatible también con el ambiente asegurándose de que no sufra degradación física o química.
Perturbación	La incursión de la punta de prueba dentro del medio de interés causará cierta distorsión de la distribución de la temperatura en comparación con el sistema no perturbado. Si el grado de perturbación es significativo, se debe realizar una compensación, o si no es posible, se debe buscar un método alternativo de medición de temperatura.
Tipo de señal	Muchos transductores producen una salida en forma de señal eléctrica. El tamaño y la forma de la señal dependen del tipo de transductor. Algunos transductores generan una señal relativamente pequeña, la cual es sensible a interferencia electromagnética.
Rapidez de respuesta	La rapidez de respuesta de diferentes sensores debido a un cambio de temperatura varía de acuerdo a los niveles locales de transferencia de calor y a las propiedades térmicas del sensor. La rapidez de respuesta usualmente es caracterizada como una constante de tiempo y para rápidas variaciones de temperatura se requiere un dispositivo con una constante de tiempo pequeña, de forma que el sensor sea capaz de detectar dicha variación de temperatura en intervalos pequeños de tiempo.
Incertidumbre	La incertidumbre define la cercanía de una medición a la temperatura termodinámica verdadera. La incertidumbre varía para diferentes dispositivos y puede ser cuantificada dentro de límites especificados efectuando una calibración adecuada.
Calibración	La relación entre la temperatura indicada por un sensor y los valores conocidos correspondientes debe ser monitoreada periódicamente. La complejidad y el costo asociados a la calibración pueden afectar la elección del tipo de sensor.
Costo	La variación en costo entre los diferentes métodos de medición es un factor crucial.
Tamaño	El tamaño de los transductores de medición de temperatura y equipo asociado de procesamiento y despliegue de datos varía considerablemente.

Tabla 3.1 Consideraciones a tener en cuenta en la elección de un sensor de temperatura

3.6 TERMOPARES

Los termopares son transductores de temperatura que producen un pequeño voltaje cuya magnitud es del orden de los mV como función de la temperatura.

Un termopar es un dispositivo formado por la unión de dos metales distintos, al conjunto de estos dos metales distintos con una unión firme en un punto o una zona se le denomina termopar.

Cuando la unión de dos metales es calentada o enfriada se genera un voltaje función de la temperatura en la junta.

3.6.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS TERMOPARES

Comparativamente con otros transductores de temperatura, los termopares destacan por su amplio margen de medida, y en particular por las características siguientes:

Positivas:

- Dimensiones reducidas.
- Estabilidad a largo plazo.
- Robustos, versátiles y fiables.
- Económicos.
- Transductores activos (no requieren excitación externa).

Negativas:

- Baja sensibilidad.
- Baja linealidad.
- Requieren unión de referencia.

La principal desventaja de los termopares es su relativamente débil señal de salida, cuya magnitud es del orden de los mV, este hecho tiene como consecuencia que las mediciones sean sensibles a ruido eléctrico.



Figura 3.3 Termopares estándar

Los materiales que formen un termopar, deben estar caracterizados por:

- Altos puntos de ebullición
- Altas temperaturas de operación
- Alta resistencia a oxidación
- Propiedades estables con el tiempo

3.6.2 PRINCIPIO DE OPERACIÓN

Cuando se unen dos metales distintos, como en la figura 3.4, se presenta una fem entre los puntos A y B, la cual es una función de la temperatura en la junta.

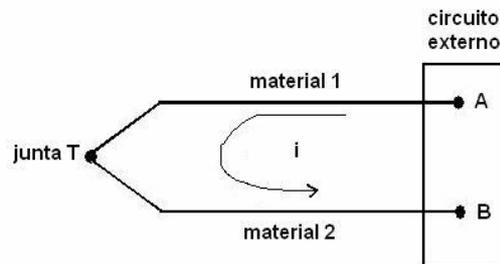


Figura 3.4 Junta de dos metales distintos indicando el efecto termoeléctrico

Este fenómeno se llama efecto Seebeck. Si los dos materiales se conectan a un circuito, se establece una corriente, y por lo tanto, la fem puede alterarse ligeramente debido a un fenómeno llamado efecto Peltier.

El efecto Peltier consiste en el calentamiento o enfriamiento de una unión entre dos metales distintos al pasar una corriente por ella.

El efecto Seebeck es una combinación de los efectos Peltier y Thomson, que se enuncian a continuación:

- Efecto Peltier: Cuando una corriente circula por la unión de dos metales diferentes se produce una absorción o liberación de calor en la unión, que es función de la dirección del flujo de corriente.

- Efecto Thomson: Cuando una corriente circula por un metal homogéneo sometido a un gradiente de temperatura provoca una absorción o liberación de calor.

Hay entonces, tres fem en un circuito termoeléctrico:

1. La fem de Seebeck, causada por la unión de dos metales diferentes
2. La fem de Peltier, causada por el flujo de una corriente en el circuito.
3. La fem de Thomson, que resulta del gradiente de temperatura de los materiales.

La fem de Seebeck es de primera importancia, ya que de ésta depende la temperatura de la junta. Si la fem generada en la junta de dos metales distintos se mide con cuidado como función de la temperatura, entonces la junta puede utilizarse a fin de medir la temperatura, según se muestra en la siguiente figura:

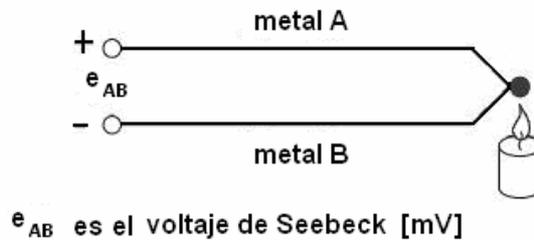


Figura 3.5 Voltaje de Seebeck

Se tiene que

$$e_{AB} = \alpha T \dots\dots\dots (3.9)$$

Donde α es el coeficiente de Seebeck y T la temperatura absoluta, α representa la variación de la tensión eléctrica producida por la variación de 1° de temperatura para cada par de materiales. Todos los pares de metales diferentes, presentan este efecto.

El problema principal surge al intentar cuantificar el potencial. Cuando los dos materiales distintos se conectan a un dispositivo de medición, hay otra fem térmica que se genera en la junta de los materiales y los alambres conectados al instrumento de medición de voltaje. Esta fem depende de la temperatura de la conexión y se debe prever este potencial adicional.

Existen dos reglas para el análisis de circuitos termoelectricos:

1. Ley de los metales intermedios

Si un tercer metal se conecta al circuito, como se ilustra en la figura 3.6, la fem neta del circuito no se afecta siempre que las conexiones nuevas estén a la misma temperatura. Este enunciado puede probarse mediante la segunda ley de termodinámica y se conoce como la ley de los metales intermedios.

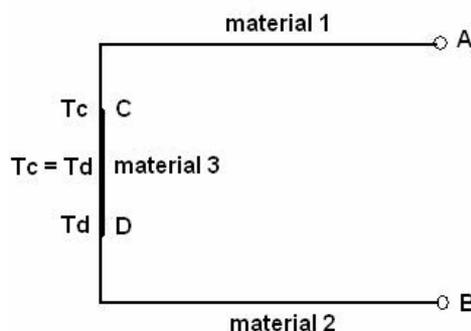


Figura 3.6 Influencia de un tercer metal en un circuito termoelectrico; ley de los metales intermedios

2. Ley de las temperaturas intermedias

Considérese los circuitos mostrados en la figura 3.7. El circuito termopar simple se construye con los mismos materiales, pero opera entre límites de temperatura diferentes.

El circuito de la figura 3.7a desarrolla una fem de E_1 entre las temperaturas T_1 y T_2 ; y el circuito de la figura 3.7b desarrolla una fem de E_2 , entre las temperaturas T_2 y T_3 .

La ley de las temperaturas intermedias establece que este circuito desarrolla una fem de $E_3 = E_1 + E_2$ cuando se opera entre las temperaturas T_1 y T_3 , como se muestra en la figura 3.7c.

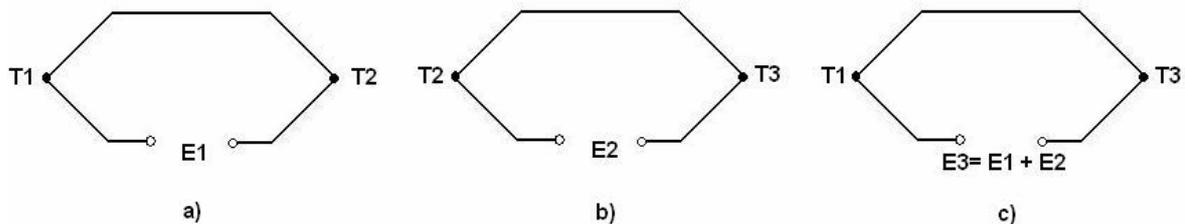


Figura 3.7 Circuitos que ilustran la ley de las temperaturas intermedias

3.6.3 TIPOS DE TERMOPARES

Existen cientos de tipos de termopares que han sido desarrollados, en principio, casi cualquier par de metales diferentes, e incluso semiconductores pueden ser acoplados en forma de termopares.

Se clasifican por tipo de calibración, ya que difieren en sus curvas de fem vs. temperatura.

Algunos generan considerablemente más voltaje a menor temperatura, mientras que otros no comienzan a desarrollar un voltaje significativo, sino hasta que están sometidos a altas temperaturas.

Adicionalmente, los tipos de termopar tienen diferentes tipos de compatibilidad con las diferentes atmósferas, ya que la reacción química entre ciertas aleaciones de los termopares y la aplicación en la atmósfera podría causar degradación metalúrgica.

Los tipos de termopar normalmente usados en aplicaciones industriales, se identifican con una letra originalmente asignada por la “Instrument Society of America” (ISA) y nuevamente adoptada como estándar por el ANSI-MC96.1-1975.

Ocho combinaciones de materiales son frecuentemente empleados, dentro de las cuales se tienen 3 categorías, a los que se les denomina termopares estándar:

1. Termopares de metales nobles (tipos B, R y S)
2. Termopares basados en níquel (tipos K y N)
3. Termopares de constantán negativos (tipos E, J y T)

Adicionalmente, hay algunos tipos de termopares que no están considerados en la simbología de la ANSI, esos tipos de termopar están constituidos por aleaciones de tungsteno y tungsteno-renio.

Generalmente para utilizarlos en la medida de altas temperaturas, estos son una alternativa económica en comparación al basado en platino y sus respectivas aleaciones, pero se limita al uso en atmósferas no oxidantes e inertes.

El grupo de termopares de metales raros, tipos B, R y S, están basados en platino y sus aleaciones con rodio, siendo los más estables de los termopares estándar y pueden ser utilizados a altas temperaturas (por arriba de 1750 °C), pero son generalmente más costosos y sensibles a la contaminación.

Los termopares basados en níquel, tipos N y K, son comúnmente usados para aplicaciones que no requieren un intervalo amplio de temperatura en contraparte con los intervalos requeridos para los tipos B, R y S.

Los termopares constantán negativos, tipos E, J y T, tienen salidas de mayor magnitud de fem, debido al coeficiente negativo de Seebeck del constantán.

3.6.4 CRITERIOS DE SELECCIÓN DE UN TERMOPAR

Para la elección de un termopar, deben tomarse en cuenta varios aspectos, entre los que podemos mencionar:

- Costo
- Máxima y mínima temperatura de operación
- Estabilidad química
- Limitaciones mecánicas
- Duración a la exposición
- Compatibilidad con la atmósfera del entorno del termopar
- Tiempo de vida del sensor
- Sensibilidad
- Magnitud de la señal de salida
- Linealidad

A continuación se pueden observar en la tabla 3.2 las características técnicas de los termopares estandarizados:

Tipo termopar	Composición química	Intervalo de aplicación usual [°C]	Descripción técnica
T	Cobre (+) Constantán (-)	(-190, 400)	El más estable en intervalos de temperatura criogénica (temperatura cercana al cero absoluto). Excelente en atmósferas reductoras y oxidantes dentro del intervalo de temperatura.
J	Hierro (+) Constantán (-)	(-190, 800)	El termopar tipo J puede ser usado expuesto ó aislado, donde haya una deficiencia de oxígeno libre. Para una larga vida y limpieza de éste, se recomienda usar un tubo proyector, ya que el alambre de hierro se oxidará rápidamente sobre temperaturas de 540 [°C], por lo que es recomendado usar un alambre de calibre grueso para compensar.
E	Cobre (+) Constantán (-)	(-190, 1000)	El termopar tipo E es adecuado para usarse a temperaturas de hasta 1000 [°C] en atmósferas reductoras medio oxidantes, inertes, y al vacío. En temperaturas criogénicas el termopar no está sujeto a la corrosión. Este termopar tiene la fem más grande por grado de todos los termopares usados comúnmente.
K	Cromel (+) Alumel (-)	(-190, 1370)	De acuerdo a su confiabilidad y a su precisión, el termopar tipo "K" es usado extensamente en temperaturas de hasta 1370 [°C]. Esta diseñado especialmente para usarse en atmósferas oxidantes.
N	Nicrosil (+) Nisil (-)	(650, 1260)	Este termopar basado en aleación de níquel es usado principalmente en altas temperaturas de hasta 1260 [°C]. En comparación con el tipo K puede proveer una mejor resistencia a la oxidación en altas temperaturas y una vida más amplia donde el sulfuro esté presente.
B	Platino 30% Rodio (+) Platino 6% Rodio (-)	(0, 1800)	El tipo B se recomienda usarse hasta temperaturas de 1800 [°C]. Este tipo de termopar es muy fácil de contaminarse, particularmente las atmósferas reductoras dañan a este tipo de termopares. Los termopares de metales nobles deben estar siempre protegidos.
S	Platino 10% Rodio (+) Platino (-)	(0, 1765)	Patrón de laboratorio altamente reproducible, fácil de contaminarse, requieren protección. Diseñados para operar en atmósferas oxidantes ó inertes a temperaturas superiores a 1400 [°C].
R	Platino 13% Rodio (+) Platino (-)	(0, 1700)	Recomendado en atmósferas oxidantes, fácil de contaminarse, requiere protección.

Tabla 3.2 Características generales de los termopares estándar

Relación temperatura vs. fem

Las relaciones temperatura vs. fem de los termopares mostrados en la tabla 3.2 están reportadas en la tabla del Instituto Americano de Estándares, ANSI MC96.1- 1975, según puede observarse en la figura 3.8.

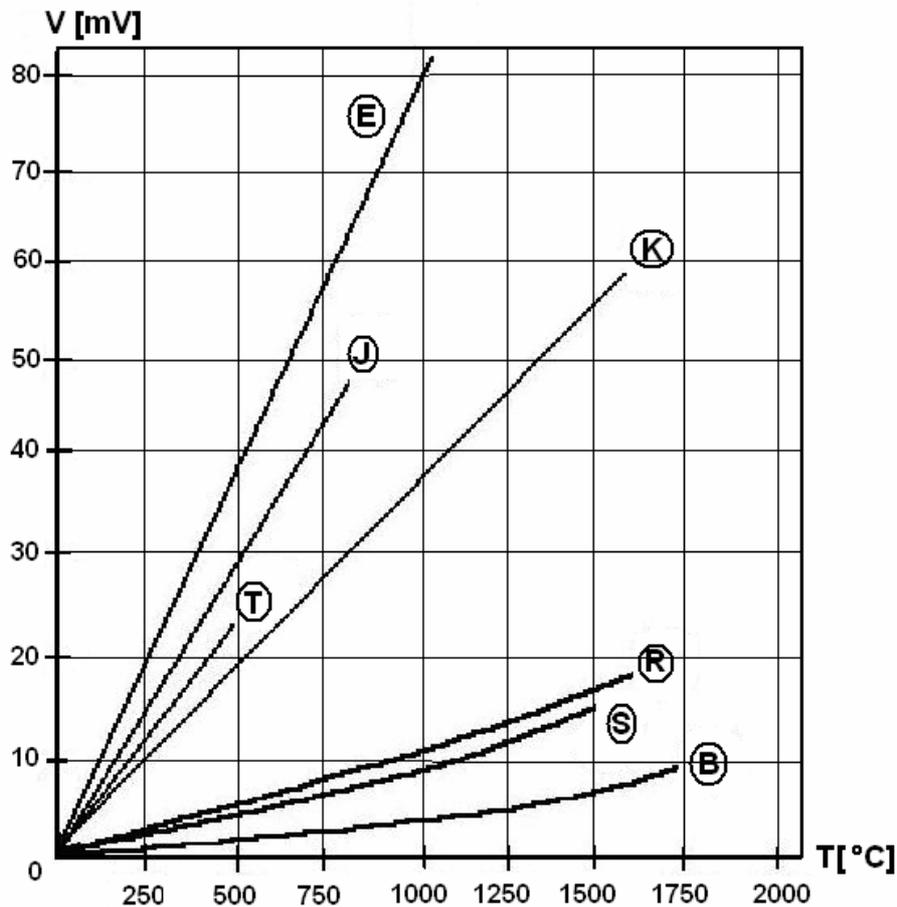


Figura 3.8 Relación temperatura vs. fem para termopares estándar

Aislamiento y protección

Varias aplicaciones requieren que los termopares sean aislados eléctricamente o químicamente del ambiente o del medio de interés. Ejemplos de materiales aislantes incluyen al PVC para temperaturas entre -30 °C y 105 °C, Teflón para -273 °C a +250 °C, fibra de vidrio para temperaturas de -50 °C a 400 °C, y poliamida para intervalos de temperatura de -269 °C a 400 °C.

Límites máximos de temperatura

La tabla que se muestra a continuación (tabla 3.3), nos da los límites superiores de temperatura de varios elementos con sus respectivos calibres de alambres.

TERMOPAR TIPO	CALIBRES AWG [mm]				
	8=3.25	14=1.63	20=0.81	24=0.51	28=0.33
T	----	370°C	260°C	200°C	150°C
J	760°C	590°C	480°C	370°C	320°C
E	860°C	650°C	540°C	430°C	430°C
K	1260°C	1090°C	980°C	870°C	760°C
R	----	----	----	1480°C	----
S	----	----	----	1480°C	----
B	----	----	----	1700°C	----
N	1260°C	1090°C	980°C	870°C	760°C

Tabla 3.3 Límites máximos de temperatura

3.6.5 COMPENSACIÓN DE TERMOPARES

Nótese que todos los circuitos termopares involucran dos juntas cuando menos. Si la temperatura de una junta se conoce, entonces la temperatura de la otra junta puede calcularse con facilidad usando las propiedades termoeléctricas de los materiales. La temperatura conocida se llama temperatura de referencia.

Un arreglo común a fin de establecer la temperatura de referencia es el baño de hielo mostrado en la figura 3.9.

Una mezcla en equilibrio de hielo y agua destilada saturada con aire a la presión atmosférica estándar produce una temperatura conocida de 32 °F.

El sistema de la figura 3.9a sería necesario si los bornes del instrumento de medición de voltaje estuvieran a diferentes temperatura, en tanto que la conexión de la figura 3.9b sería satisfactoria si los bornes estuvieran a la misma temperatura.

Para que el sistema de la figura 3.9a funcione deber tener bornes de cobre, es decir, los bornes y los conductores deben ser del mismo material.

Es común expresar las fem termoeléctricas en términos del potencial generado por una junta de referencia de 32 °F (0 °C).

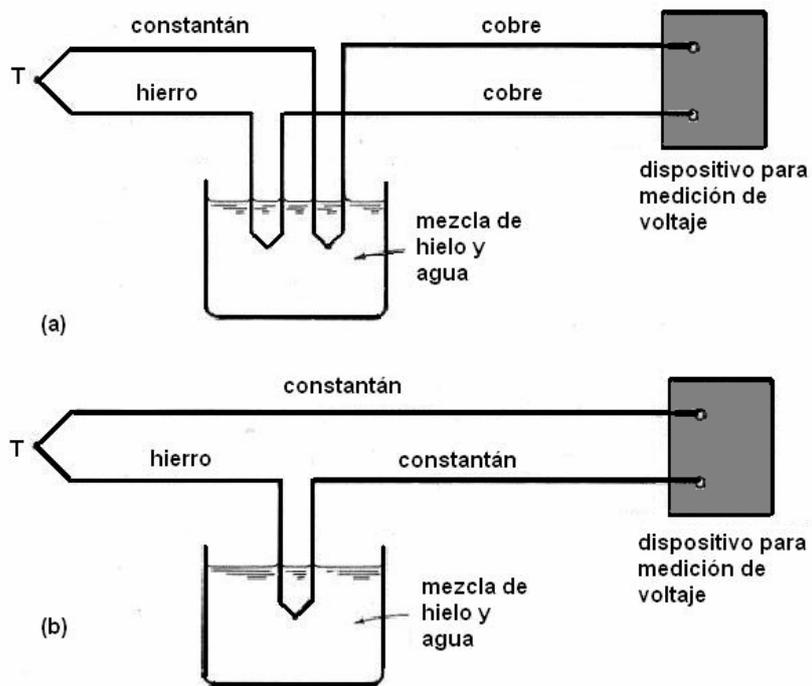


Figura 3.9 Métodos convencionales de establecer la temperatura de referencia en el circuito termopar. Se ilustra el termopar de hierro y constantán

Las tablas estándar de termopares se prepararon con estas bases, y la tabla 3.4 resume las características de salida las combinaciones más comunes de termopares.

Temperatura [°F] [°C]		Tipo T Cobre vs. Constantán [mV]	Tipo E Cromel vs. Constantán [mV]	Tipo J Hierro vs. Constantán [mV]	Tipo K Cromel vs. Alumel [mV]	Tipo S Platino vs. Platino con 10% de rodio [mV]
-300	-184.4	-5.34	-8.4	-7.51	-5.63	---
-250	-156.6	-4.74	-7.43	-6.63	-5.0	---
-200	-128.9	-4.41	-6.47	-5.76	-4.38	---
-150	-101.1	-3.36	-5.22	-4.62	-3.53	---
-100	-73.3	-2.58	-3.97	-3.49	-2.69	---
-50	-45.5	-1.62	-2.5	-2.18	-1.69	---
0	-17.8	-.67	-1.02	-.88	-.69	-.09
50	10	0.42	0.62	0.52	0.41	0.06
100	37.8	1.51	2.28	1.94	1.52	0.22
150	65.5	2.74	4.07	3.42	2.66	0.41
200	93.3	3.96	5.86	4.9	3.81	0.59
250	121.1	5.3	7.78	6.42	4.95	0.8
300	148.9	6.64	9.7	7.94	6.09	1.02
350	176.7	8.08	11.72	9.48	7.2	1.24
400	204.4	9.52	13.74	11.02	8.31	1.47
450	232.2	11.04	15.84	12.56	9.43	1.71
500	260	12.57	17.94	14.1	10.56	1.96
600	315.5	15.83	22.28	17.17	12.86	2.47
700	371.1	19.09	26.63	20.25	15.17	2.98
800	426.7	---	31.1	23.33	17.53	3.52
1000	537.8	---	40.05	29.51	22.25	4.60
1200	648.9	---	48.92	---	26.91	5.76
1500	815.6	---	62.24	---	33.91	7.51
1700	926.7	---	---	---	38.28	8.77
2000	1093.3	---	---	---	44.85	10.67
2500	1371.1	---	---	---	54.84	14.01
3000	1648.9	---	---	---	---	17.34

Tabla 3.4 Fem térmica en mV absolutos para combinación de termopares de uso común de acuerdo con Powell y asociados

Por lo general, el voltaje de salida E de un circuito termopar simple se escribe en la forma

$$E = AT + \frac{1}{2}BT^2 + \frac{1}{3}CT^3 \dots\dots\dots (3.10)$$

Donde T es la temperatura en grados Celsius y E se basa en la temperatura de la junta de referencia de 0 °C. Las constantes A, B y C dependen del material del termopar.

El problema de la junta de referencia puede aminorarse mediante el circuito mostrado en la figura 3.10. Se coloca un termistor en contacto térmico con la cinta terminal a la que se añaden los alambres del termopar.

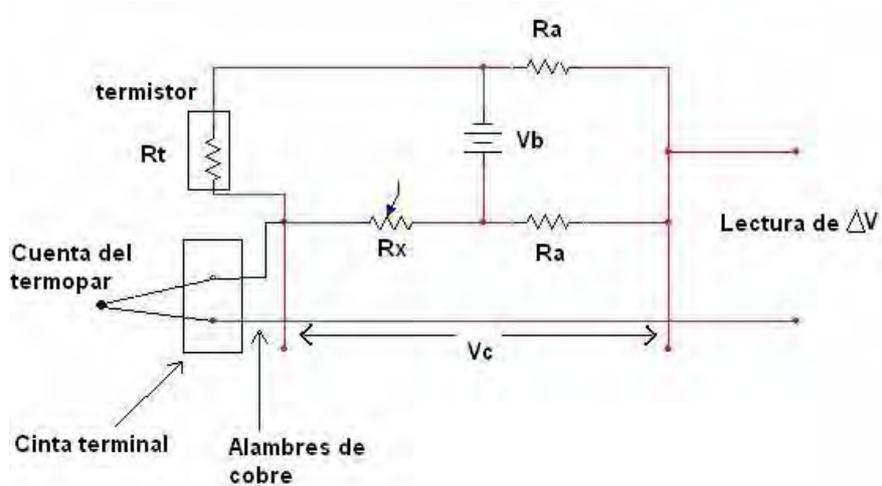


Figura 3.10 Compensación de la junta de referencia por el uso de un termistor

El voltaje V_b y el coeficiente de temperatura del termistor deben ajustarse de modo que V_c iguale al coeficiente de temperatura del termopar en $\frac{mV}{^\circ C}$. El valor de R_x se ajusta de manera que la salida de voltaje ΔV sea cero a 0 °C. Un valor conveniente para R_a es de cerca de 1 K Ω .

3.7 SISTEMAS BIMETÁLICOS

Un método muy usado a fin de medir la temperatura, es emplear una tira bimetálica, que consiste en la unión de dos piezas de metal con diferentes coeficientes de expansión térmica, α_1 y α_2 , como se observa en la figura 3.11.

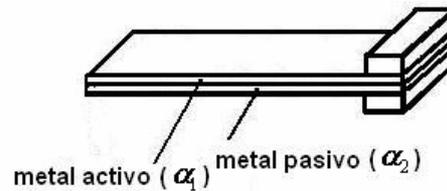


Figura 3.11 Estructura de una tira bimetálica

Un termómetro bimetálico consiste de un indicador o dispositivo de registro, un elemento sensor denominado bulbo bimetálico, y un medio que conecta ambos. En la figura 3.12 se muestra un termómetro bimetálico.



Figura 3.12 Termómetro bimetálico

Aplicaciones típicas del empleo de termómetros bimetálicos incluyen la medición de temperatura de líquidos y gases en contenedores, calderas, o bien la medición de temperatura del aceite en transformadores de potencia.

3.7.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN

La operación de un termómetro bimetálico depende de la diferencia en la expansión térmica de dos metales.

La diferencia en la expansión térmica de ambos metales produce cambios de curvatura en el material compuesto contenido dentro del bulbo, debidos a cambios de temperatura. Este material compuesto consiste de dos metales distintos que han sido fusionados en forma de lámina.

La construcción helicoidal es empleada para usar cambios de curvatura y producir la rotación de una aguja.

La diferencia de coeficientes térmicos está expresada por la ecuación:

$$\Delta l = l(1 + \alpha_1 \Delta T) - l(1 + \alpha_2 \Delta T) = l(\alpha_1 - \alpha_2) \Delta T \dots\dots\dots(3.11)$$

Donde l es la longitud del sensor, α_1 y α_2 son los coeficientes de expansión térmica lineal de los dos materiales empleados, y ΔT es la diferencia de temperatura.

Donde:

$$[\Delta l] = [m]$$

$$[\alpha] = \left[\frac{1}{^\circ C} \right]$$

$$[\Delta T] = [^\circ C]$$

Los sensores son contruidos diseñando un tubo con el material de mayor coeficiente de expansión lineal α_1 , y una varilla coaxial insertada hecha del material de menor coeficiente α_2 , los cuales son llamados respectivamente, materiales activos y pasivos, según se muestra en el siguiente esquema:

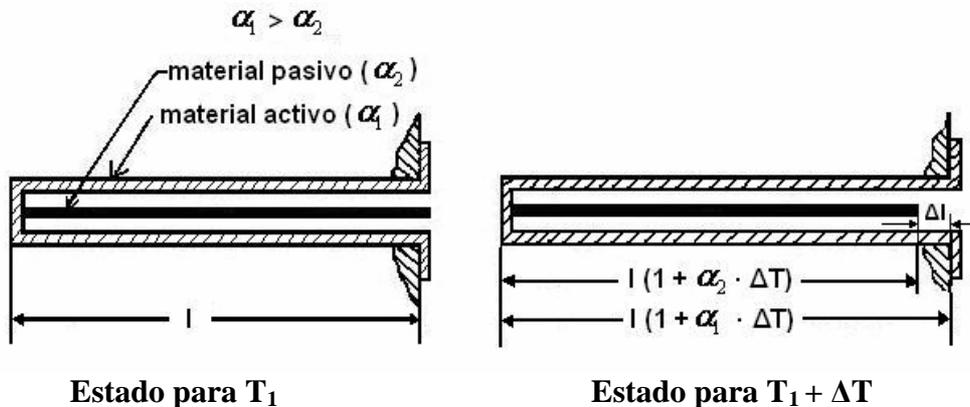


Figura 3.13 Principio del termómetro de dilatación

3.7.2 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS SISTEMAS BIMETÁLICOS

1. Intervalo de temperatura

Los termómetros bimetalicos tienen un intervalo de operación entre $-130\text{ }^\circ\text{C}$ y $540\text{ }^\circ\text{C}$, sin embargo, no se recomienda su uso continuo a temperaturas más allá de $425\text{ }^\circ\text{C}$.

La diferencia en los intervalos de temperatura depende del empleo de materiales distintos o de la modificación de la longitud del elemento bimetalico (número de espiras).

2. Sensibilidad

El movimiento angular del elemento bimetálico para un cambio de temperatura dado está determinado por las características físicas del elemento bimetálico.

Se tiene una máxima sensibilidad de aproximadamente tres grados angulares de desplazamiento por °F.

3. Precisión

La precisión en las mediciones de temperatura con un termómetro bimetálico depende del diseño del termómetro, del ambiente de trabajo bajo el cual esté inmerso el dispositivo de medición, de una inmersión correcta, de la precisión en la calibración de los termómetros, de la estabilidad térmica del elemento bimetálico y de los errores de observación.

4. Estabilidad mecánica

La estabilidad mecánica de un termómetro bimetálico es afectada por choques severos o vibraciones, las cuales pueden deformar el elemento bimetálico, produciendo errores de medición.

5. Estabilidad térmica

La estabilidad térmica de un termómetro bimetálico es una característica inherente a los materiales empleados en su construcción.

Un termómetro bimetálico puede ser empleado para operar a temperaturas por encima de 540 °C, pero exposiciones prolongadas a esos niveles de temperatura pueden causar cambios en la calibración del dispositivo.

Su operación continua estable no es segura más allá de 425 °C.

Los pares de materiales utilizados deben poseer la mayor diferencia posible entre los coeficientes α_1 y α_2 , alta temperatura de operación y buena resistencia a la corrosión y a la oxidación.

Tradicionalmente, como su nombre implica, sólo metales o aleaciones habían sido empleados, como el latón y el acero, o el invar, una aleación de acero-níquel con un coeficiente de expansión térmica muy bajo.

Sin embargo, cualquier par de materiales distintos pueden ser empleados en teoría, como el uso de cerámicos y semiconductores.

A continuación se muestra una tabla con los intervalos de temperatura adecuados para materiales activos y pasivos y sus respectivos coeficientes de expansión lineal α .

Materiales		Intervalo de Temperatura [°C]	Coeficiente térmico de expansión lineal , $\alpha \left[\frac{1}{^{\circ}\text{C}} \right]$
Rol	Tipo		
Activo	aluminio	(0,600)	23×10^{-6}
	latón	(0,300)	18×10^{-6}
	níquel	(0,600)	13×10^{-6}
	Aleación cromo- níquel	(0,1000)	16×10^{-6}
Pasivo	Porcelana	(0,1000)	4×10^{-6}
	Aleación Fe-Ni (64%-36%)	(0,200)	3×10^{-6}
	cuarzo	(0,1000)	$.54 \times 10^{-6}$

Tabla 3.5 Materiales empleados en termómetros de dilatación

*Valores aproximados dependiendo de la composición exacta del material

Como la diferencia de expansión lineal entre dos materiales de razonable longitud es usualmente muy pequeña para dar una indicación directa de temperatura, requiere ser amplificada por una transmisión mecánica.

La sección transversal de un termómetro de dilatación es mostrada en la figura 3.14.

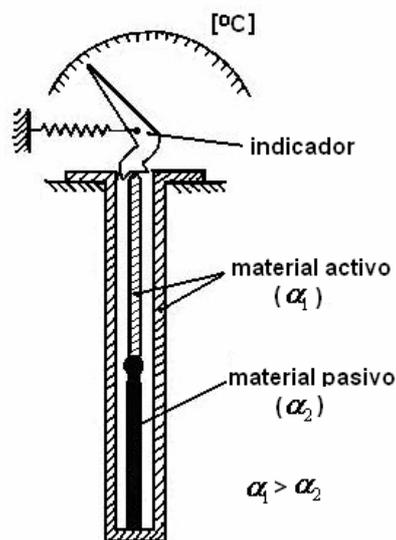


Figura 3.14 Sección transversal de un termómetro de dilatación

Formas típicas de tiras bimetálicas:

a) Tira plana

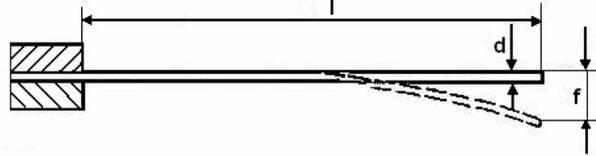


Figura 3.15 Tira bimetálica plana

b) Tira en forma de U

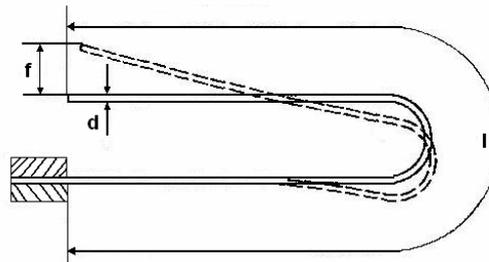


Figura 3.16 Tira bimetálica en forma de U

Para las formas indicadas en las figuras 3.15 y 3.16 se cumple que:

$$f = k \frac{\Delta T \cdot l^2}{d \cdot 10^4} \dots\dots\dots (3.12)$$

Donde:

- f [mm] es el desplazamiento
- k [adim] es el coeficiente de torsión
- d [mm] es el espesor de la placa
- l [mm] es la longitud
- ΔT [°C] es la diferencia de temperatura

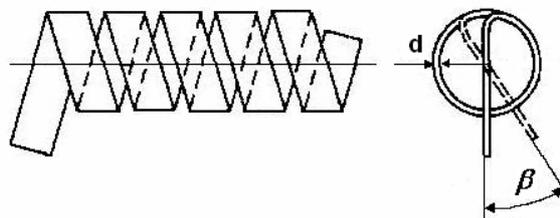


Figura 3.17 Forma cilíndrica-helicoidal

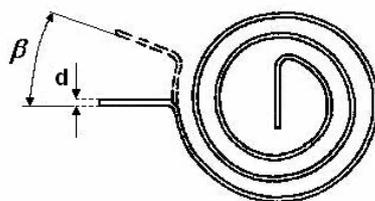


Figura 3.18 Forma plana-helicoidal

Para las figuras 3.17 y 3.18 se tiene que:

$$\beta = k \frac{2\Delta T \cdot l}{d \cdot 10^4} \dots\dots\dots(3.13)$$

donde ΔT [°C] es la diferencia de temperatura, l [mm] es la longitud de la tira, $k \left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right]$ es el coeficiente de torsión, d [mm] es el espesor, y β [rad] el ángulo de torsión.

Los principales valores de los coeficientes de torsión k , para los intervalos de temperatura de tiras bimetálicas, se muestra en la tabla 3.6.

El sobrecalentamiento de una tira bimetálica puede causar que el límite elástico de los materiales utilizados sea excedido, produciendo una deformación permanente en el elemento sensor.

Metal pasivo	Metal activo	Intervalo de temperatura [°C]	Coefficiente de torsión k [1/°C]
Invar (64% Fe, 36% Ni)	Aleación 27% Ni, 68% Fe, 5% Mo	(0,200)	0.16
	Latón	(0,150)	0.16
	Cobre	(0,150)	0.16
	Constantán	(0,200)	0.14
	Níquel	(0,150)	0.12
	Hierro	(0,150)	0.11
	Acero no-magnético	(0,120)	0.18
Aleación 58% Fe, 42% Ni	Aleación 27% Ni, 68% Fe, 5% Mo	(0,500)	0.12
	Constantán	(0,350)	0.11
	Níquel	(0,400)	0.09
	Aleación 42% Ni, 53% Fe, 5% Na	(0,350)	0.09

Tabla 3.6 Materiales usados en la construcción de termómetros bimetálicos

3.8 TERMÓMETRO DE MERCURIO

El termómetro de mercurio en vidrio es uno de los tipos más comunes de dispositivos de medición de temperatura. Sus detalles de construcción se muestran en la siguiente figura:

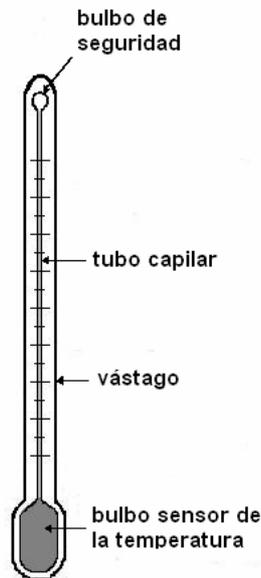


Figura 3.19 Esquema de un termómetro de mercurio en vidrio

Un bulbo relativamente grande en la parte más baja del termómetro contiene la mayor cantidad del líquido, en este caso mercurio, el cual se expande cuando se calienta, y sube por el tubo capilar en el cual está grabada una escala apropiadamente calibrada.

En la parte superior del tubo capilar se coloca otro bulbo, a fin de proporcionar seguridad en caso de que el margen de la temperatura del termómetro se exceda de manera inadvertida.

El mercurio no puede usarse debajo de su punto de congelación, $-37.8\text{ }^{\circ}\text{C}$. El tamaño del capilar depende del tamaño del bulbo sensor, el líquido y los márgenes de temperatura deseados para el termómetro.

Su intervalo de operación abarca de $-35\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $510\text{ }^{\circ}\text{C}$.

3.8.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN

En operación, el bulbo del termómetro de mercurio en vidrio se expone al ambiente cuya temperatura se va a medir. La elevación de la temperatura causa que el mercurio se expanda en el bulbo y suba por el capilar, indicando, por lo tanto, la temperatura.

Es importante observar que la expansión registrada por el termómetro es la diferencia entre la expansión del líquido y la expansión del vidrio.

La diferencia es una función no sólo del calor transferido al bulbo por el medio ambiente, sino también es función del calor conducido en el bulbo por el vástago, mientras mayor es la conducción del vástago en relación a la transferencia de calor del medio ambiente, mayor es el error.

Con objeto de tomar en cuenta dichos efectos de conducción, el termómetro por lo general se calcula para una profundidad específica de inmersión.

Los termómetros de mercurio en vidrio de alto grado tienen la escala de la temperatura con marcas grabadas en el vidrio a lo largo, con una marca que indica la propia profundidad de inmersión, según se puede observar en el siguiente esquema:

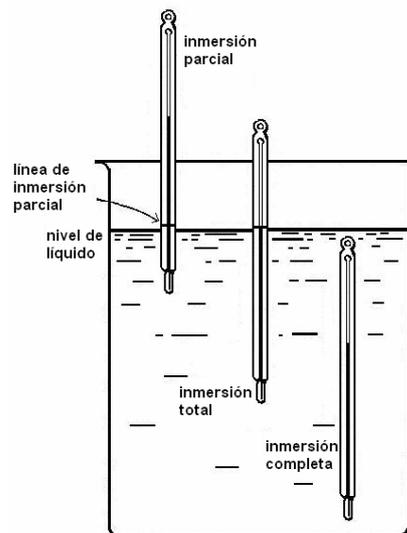


Figura 3.20 Termómetros de inmersión parcial, total y completa

Los termómetros de mercurio en vidrio muy precisos pueden obtenerse del Nacional Bureau of Standards con información de calibración para cada termómetro.

Por lo general, los termómetros de mercurio en vidrio se aplican hasta 315 °C, pero su alcance puede extenderse a 538 °C llenando el espacio sobre el mercurio con un gas como el nitrógeno. Esto aumenta la presión en el mercurio, eleva su punto de ebullición y permite, por lo tanto, el uso del termómetro a temperaturas más altas.

La expansión de líquidos termométricos con la temperatura puede ser modelada como:

$$V = V_0(1 + \alpha T + \beta T^2) \dots \dots \dots (3.14)$$

Donde:

$V [m^3]$ es el volumen del líquido a la temperatura T

$V_0 [m^3]$ es el volumen del líquido a 0 °C

$T [°C]$ es la temperatura del sistema

$\alpha \left[\frac{1}{°C} \right]$ es el primer coeficiente de expansión térmica

$\beta \left[\frac{1}{^{\circ}\text{C}^2} \right]$ es el segundo coeficiente de expansión térmica

Para el mercurio, $\alpha = 1.8 \times 10^{-4} \frac{1}{^{\circ}\text{C}}$, $\beta = 5 \times 10^{-8} \frac{1}{^{\circ}\text{C}^2}$

La característica deseada para el líquido termométrico es un alto coeficiente de expansión, estabilidad química, y compatibilidad con el contenedor, el cual es usualmente algún tipo de vidrio.

3.9 TERMISTORES (MATERIALES SEMICONDUCTORES)

Los termistores consisten de un semiconductor cerámico cuya resistencia eléctrica es sensible a la temperatura, tienen ya sea un coeficiente de temperatura negativo (NTC) o un coeficiente de temperatura positivo (PTC).

Los termistores NTC tienen una resistencia que disminuye al aumentar la temperatura, mientras que los tipo PTC presentan mayor resistencia al aumentar la temperatura, dependiendo de los materiales empleados en su construcción.

Los termistores tienen muy altas sensibilidades con valores en el orden de $50 \frac{mV}{^{\circ}\text{C}}$, lo cual los hace extremadamente susceptibles a los cambios de temperatura, también tienen una baja masa térmica que da como resultado tiempos rápidos de respuesta, pero son limitados por un intervalo pequeño de temperatura. Los termistores NTC son los más comunes y pueden operar dentro de un intervalo de temperatura que va de -200°C a 1000°C .

Además, la resistencia sigue una variación exponencial con la temperatura en lugar de una relación polinomial.

A continuación, se muestra la simbología empleada para representar resistencias dependientes de la temperatura.

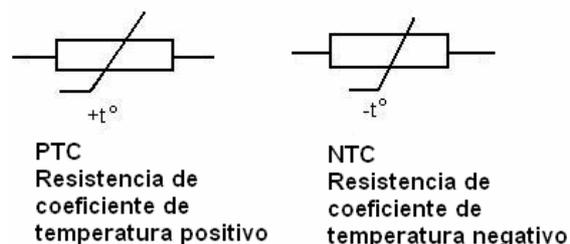


Figura 3.21 Símbolo para una resistencia con dependencia intrínseca de la temperatura y variación no lineal, con sensibilidad positiva o negativa

El termistor es un dispositivo muy sensible y puede anticiparse un comportamiento consistente dentro de 0.1% con calibración apropiada. Una característica atractiva del termistor es que puede usarse a fin de compensar la temperatura de los circuitos eléctricos.

Esto es posible debido al coeficiente negativo de temperatura de modo que puede usarse para contrarrestar el aumento de resistencia de un circuito, conforme aumenta la temperatura.

Están fabricados con material de semiconductor de óxido de metal los cuales son encapsulados en una pieza de vidrio o epoxi.

Los termistores PTC también se emplean para medición de temperatura y son comúnmente usados en aplicaciones de control.

3.9.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

El fundamento de los termistores está en la dependencia de la resistencia de los semiconductores con la temperatura, debida a la variación con ésta del número de portadores.

Al aumentar la temperatura lo hace también el número de portadores reduciéndose la resistencia, y de ahí que presenten coeficiente de temperatura negativo.

Esta dependencia varía con la presencia de impurezas, y si el dopado es muy intenso, el semiconductor adquiere propiedades metálicas con coeficiente de temperatura positivo (PTC) en un margen de temperaturas limitado.

El termistor se fabrica a partir de óxidos metálicos comprimidos y sintetizados. Los metales utilizados son níquel, cobalto, manganeso, hierro, cobre, magnesio y titanio.

Con un cuidadoso control del tipo de óxido y la proporción, se obtienen amplios intervalos de resistencia eléctrica y curvas características de coeficiente de temperatura.

Como típicas se pueden considerar las preparaciones de óxido de manganeso con cobre y óxido de níquel con cobre. Modificando las proporciones de óxido se puede variar la resistencia básica de un termistor, se dispone de termistores con resistencias básicas a 25 °C.

La figura 3.22 muestra una curva típica de variación de resistencia para una variedad de termistores NTC. La relación de resistencia contra temperatura para un termistor NTC, puede ser aproximada por:

$$R_T = A \exp\left(\frac{\beta}{T}\right) \dots\dots\dots (3.15)$$

Donde:

$R_T [\Omega]$ es la resistencia a la temperatura T

A $[\Omega]$ es la constante para el termistor particular en consideración

B [K] es la constante para el termistor particular en consideración

T [K] es la temperatura absoluta

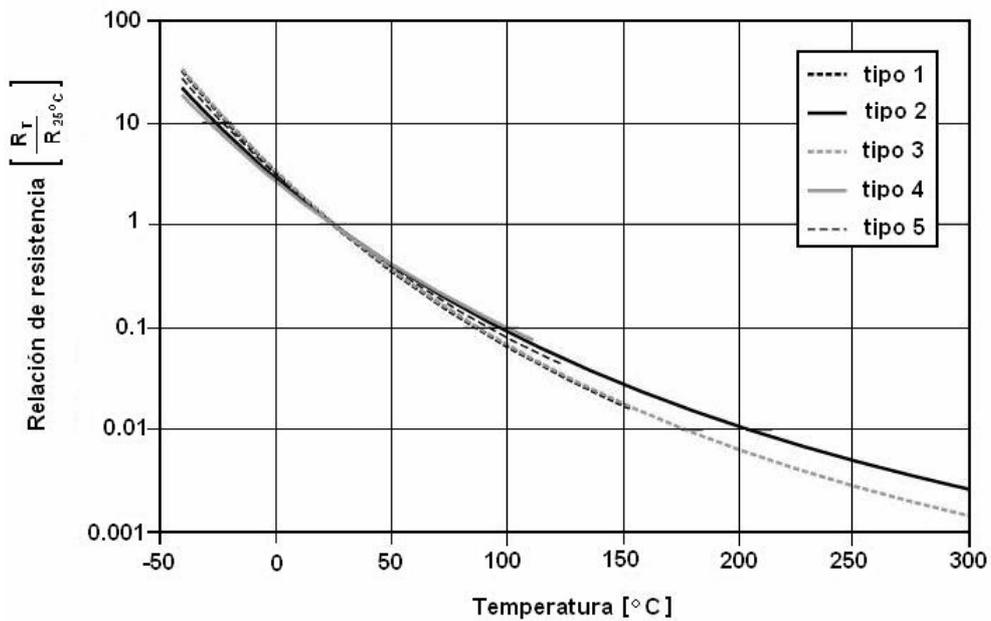


Figura 3.22 Variación de la resistencia con la temperatura para una variedad de termistores NTC

La ecuación (3.15) puede ser reescrita en la forma:

$$R_T = R_0 \exp \left[\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right] \dots \dots \dots (3.16)$$

donde: T_0 es la temperatura de referencia en K, normalmente 290.15 K (25 °C), ó 273.15 K (0 °C)

$R_0 [\Omega]$ es la resistencia a la temperatura T_0

R_0 es la resistencia a 25 °C u otra temperatura de referencia T_0 [K].

El parámetro β representa la temperatura característica del material, y tiene valores de 2000 K a 5500 K, pero varía con la temperatura, de forma creciente con el incremento de la misma.

3.9.2 APLICACIONES

Las aplicaciones de los termistores se pueden dividir entre las que están basadas en un calentamiento externo del termistor, que son todas las relativas a la medida, control y compensación de temperatura, y las que se basan en calentarlo mediante el propio circuito de medida, están entre estas últimas las medidas de caudal, nivel y el análisis de composición de gases, todos ellos son casos en que varía la conductividad térmica del medio alrededor del termistor, también el control automático de volumen y potencia, la creación de retardos de tiempo y la supresión de transitorios.

En la figura 3.23 se ejemplifica el empleo del termistor en una aplicación de control, cuando la temperatura ambiente supera un cierto valor, se reduce la resistencia del termistor NTC con lo que aumenta la corriente y se acciona el relevador.

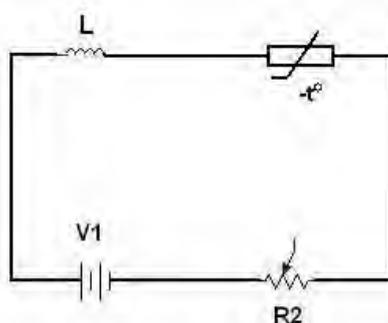


Figura 3.23 Control de temperatura utilizando un termistor

La protección por sobrecargas, por ejemplo de un motor eléctrico, se puede llevar a cabo con un termistor PTC en serie, tal como se muestra en la figura 3.24.

Cuando aumenta la corriente, aumenta la resistencia del termistor PTC y así limita la corriente a través del motor. A diferencia de los fusibles, aquí no hace falta ninguna intervención externa para restablecer el funcionamiento una vez que cesan las condiciones que provocaron el exceso de corriente.

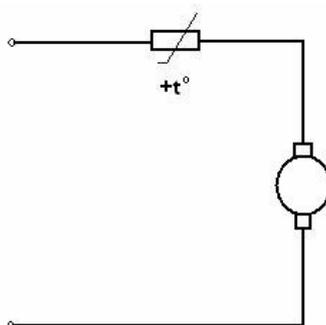


Figura 3.24 Protección de un motor empleando un termistor PTC

3.9.3 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS TERMISTORES

Los termistores sirven para la medición o detección de temperatura tanto en gases, como en líquidos o sólidos.

A causa de su muy pequeño tamaño, se les encuentra normalmente montados en sondas o alojamientos especiales que pueden ser específicamente diseñados para posicionarlos y protegerlos adecuadamente cualquiera que sea el medio donde tengan que trabajar.

Los alojamientos pueden ser de acero inoxidable, aluminio, plástico, bronce u otros materiales.

Parámetro	Magnitud
Intervalo de temperatura	-200 a 1000 °C
Resistencia a 25 °C	0.5 Ω a 100 MΩ (±5% ó ±10%) 1 kΩ a 10 MΩ es lo habitual
β	2000K a 5500K
Temperatura máxima	>125 °C 300 °C en régimen permanente 600 °C en régimen intermitente
Coefficiente de disipación, δ	$1 \frac{mW}{K}$ en aire en reposo $8 \frac{mW}{K}$ en aceite
Constante de tiempo térmica, τ	1 ms a 22 s
Potencia disipable	1 mW a 1 W

Tabla 3.7 Características generales de los termistores NTC de uso más frecuente

Las configuraciones constructivas del termistor de uso más común son los glóbulos, tipo barra, y los discos, según se ilustra en la figura 3.25.

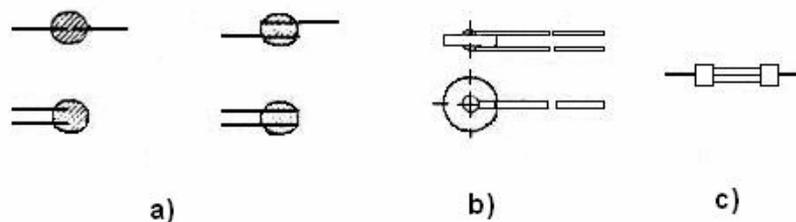


Figura 3.25 Formas constructivas de termistores

De acuerdo con la figura 3.25, se ilustran los tipos de termistores con base a su configuración constructiva:

- a) Tipo glóbulo con diferentes tipos de terminales
- b) Tipo disco
- c) Tipo barra

Especificaciones mecánicas

Las especificaciones mecánicas en un termistor, se refieren a:

- Tamaño y configuración adecuados para el uso previsto, como el método de montaje del elemento sensor, ya sea expuesto o encerrado, lo que a su vez determina la constante de disipación y la constante de tiempo.
- Material a utilizarse para la construcción del conjunto sensor del termistor, lo cual depende del medio, longitud de exposición y medio corrosivo, niveles de choque, vibración, humedad, temperatura de operación, intervalo de temperatura, y presión del medio al que se halla expuesto el termistor.

Especificaciones eléctricas

- Resistencia y tolerancia a cierta temperatura de referencia.
- Constante de disipación térmica δ : Es la potencia en mW que hará subir la temperatura del termistor 1 K encima de la temperatura ambiente, esta constante queda determinada por el tipo y tamaño del termistor utilizado, y por el método de montaje.
- El coeficiente de temperatura, o variación de resistencia por cada grado de variación de temperatura del termistor.
- Constante de tiempo: Es el tiempo necesario para que la temperatura del termistor cambie en un 63% de la diferencia entre su temperatura inicial y final, cuando se le somete a un cambio de temperatura asimilable a un escalón (por ejemplo, de 25 °C a 85 °C).

Intervalo de temperatura

La resistencia nominal de un termistor se elige fundamentalmente con base en el alcance de la temperatura de operación. Su intervalo de operación usual es de -200 °C a 1000 °C.

Autocalentamiento

La potencia disipada (PR) en el termistor hará subir su temperatura por encima de la ambiente. El incremento de temperatura es una función directa de la constante de disipación del termistor con su montaje dentro del medio ambiente donde opera.

Esta característica se aprovecha en los circuitos de retardo y para la supresión de transitorios.

Para el siguiente circuito, mostrado en la figura 3.28, el autocalentamiento está sometido a una constante de tiempo que supone un retardo entre la tensión aplicada y el instante en que se alcanza el calor de corriente estacionario.

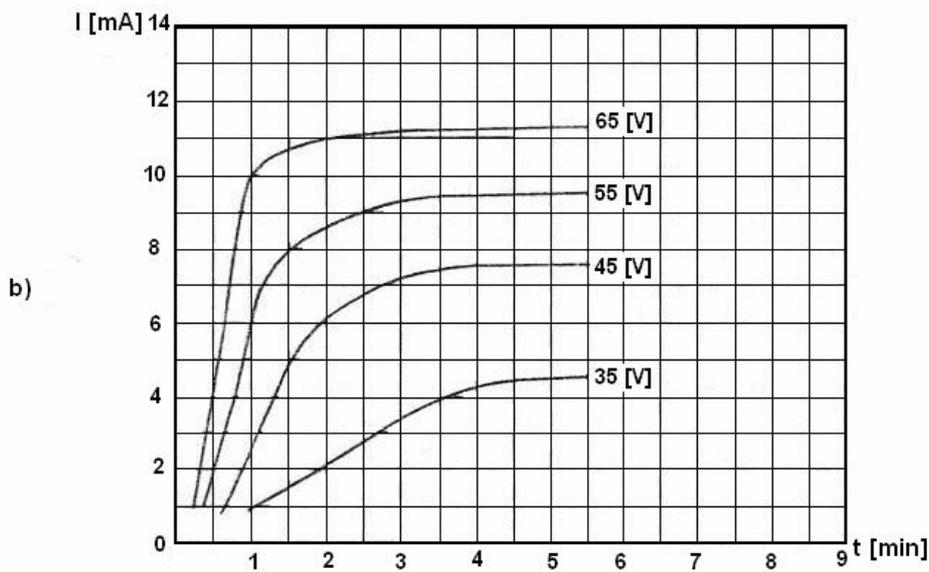
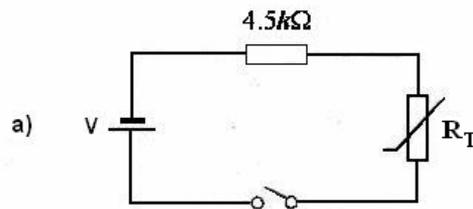


Figura 3.28 Característica corriente-tiempo para una determinada resistencia en serie con el termistor (Documentación Fenwal Electronics)

Representación matemática del comportamiento de un termistor

Se define un coeficiente de temperatura equivalente, o sensibilidad relativa, para un termistor como:

$$\alpha = \frac{dR_T}{R_T} \cdot \frac{dT}{T} \dots\dots\dots (3.17)$$

De la ecuación (3.16), se obtiene que

$$\alpha = -\frac{\beta}{T^2} \dots\dots\dots(3.18)$$

De la ecuación (3.18) se observa la no linealidad del comportamiento.

El valor de β se puede encontrar midiendo la resistencia del termistor a dos temperaturas conocidas T_1 y T_2 . Si la resistencia respectiva es R_1 y R_2 , tendremos

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right)}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \dots\dots\dots (3.19)$$

Para un termistor típico, en el margen de 0 a 50°C, el error cometido al emplear un modelo de dos parámetros basado en la ecuación (15) es del orden de $\pm 0.3^\circ\text{C}$.

Considerando tres parámetros, se logran errores de sólo $\pm 0.01^\circ\text{C}$ en un margen de 100 °C.

El modelo viene descrito en este caso mediante la ecuación de Steinhart y Hart, que se ilustra a continuación:

$$\frac{1}{T} = a + b \ln R_T + c(\ln R_T)^3 \dots\dots\dots(3.20)$$

Esta última ecuación se puede aplicar a la determinación de los parámetros a, b y c midiendo R_T a tres temperaturas distintas y resolviendo el sistema de ecuaciones.

A partir de a, b y c, el valor de R_T a una temperatura T viene dado por:

$$R_T = \exp \left[\left[-\frac{m}{2} + \left(\frac{m^2}{4} + \frac{n^3}{27} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{3}} + \left[\frac{m}{2} - \left(\frac{m^2}{4} + \frac{n^3}{27} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{3}} \right] \dots\dots\dots (3.21)$$

donde

$$m = \frac{a - \frac{1}{T}}{c} \dots\dots\dots(3.22)$$

$$n = \frac{b}{c} \dots\dots\dots (3.23)$$

Con cuatro parámetros se logra un mejor ajuste entre la curva real de evolución de R_T y la ecuación teórica. Con un modelo de la forma:

$$\frac{1}{T} = a + b \ln R_T + c(\ln R_T)^2 + d(\ln R_T)^3 \dots\dots\dots (3.24)$$

se logra un error de sólo .0015 °C, para un termistor típico en un margen de 0 a 100 °C. En este caso, los parámetros se determinan midiendo R_T a cuatro temperaturas distintas conocidas.

Como consecuencia del efecto Joule I^2R , se tiene una disipación de potencia eléctrica en el termistor, lo que causará que el elemento se caliente por encima de su temperatura ambiente.

Cuando aumenta la corriente, el termistor sufre un autocalentamiento apreciable y alcanza una temperatura por encima de la del ambiente, reduciéndose su resistencia y, por lo tanto, la caída de tensión a través del termistor.

La razón a la cual le energía es disipada como calor en un termistor puede ser modelada como:

$$\frac{dQ}{dt} = I^2R = \partial(T - T_{amb}) + mc_p \frac{dT}{dt} \dots\dots\dots(3.25)$$

Donde:

Q [J] es la energía suministrada al termistor

t [s] es el tiempo

T [°C] es la temperatura

T_{amb} [°C] es la temperatura ambiente

$c_p \left[\frac{J}{kg \cdot K} \right]$ es la capacidad calorífica específica

m [kg] es la masa del termistor

$\partial \left[\frac{J}{s \cdot K} \right]$ es la constante que determina la razón de pérdida de calor a los alrededores

como una función de la diferencia de temperatura

3.10 RESISTOR DEPENDIENTE DE LA TEMPERATURA (RTD)

Los termómetros industriales de resistencia, también llamados RTD (por sus siglas en inglés Resistance Temperature Detectors) son básicamente, instrumentos para medir temperatura en función de la resistencia eléctrica, y se calibran para indicar lecturas de temperatura directamente en vez de unidades de resistencia óhmica, siendo un método bastante exacto de medición de temperatura.

Pueden usarse varios tipos de material como elementos resistores, siendo el cobre, níquel y platino los más empleados.

Los RTD son en principio bobinas de alambre enrolladas dentro o alrededor de soportes de material aislante capaz de soportar la temperatura para la que se diseñó el termómetro.

Algunos de los tipos de devanado de resistencias más empleados en aplicaciones industriales incluyen:

- a) Devanados espaciados de alambre no recubierto sobre un eje aislador cilíndrico.
- b) Alambre aislado devanado uniformemente sobre un eje de plástico, metal o cerámica.
- c) Alambre no recubierto enrollado sobre una tira angosta de mica con muescas uniformes.
- d) Alambre no recubierto devanado en una hélice pequeña alrededor de tiras de mica cruzadas y con muescas uniformes.
- e) Alambre no recubierto devanado en forma de pequeña hélice o bobina, que se inserta en una ranura de doble espiral de un tubo metálico o de cerámica aislado y de paredes delgadas.
- f) Una tira de papel metálico muy delgado.
- g) En una tela tejida de malla de alambre.

Estos devanados se colocan con mucho cuidado de manera que ni el alambre ni el soporte de montaje se rompa debido a los cambios de temperatura dentro del intervalo de operación para el que fueron diseñados. Existe siempre el peligro de que el alambre o la tira se rompan o estiren si se sobrepasa el intervalo de temperatura.

El símbolo general para estos dispositivos es el de la figura 3.29. La línea recta en diagonal sobre el resistor indica que varía de forma intrínseca lineal, y la anotación junto a dicha línea denota que la variación es debida a la temperatura y tiene coeficiente positivo.

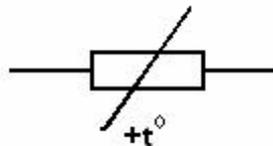


Figura 3.29 Símbolo para una resistencia con dependencia intrínseca de la temperatura

3.10.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN

El fundamento de los RTD es la variación de la resistencia de un conductor con la temperatura.

En un conductor, el número de electrones disponibles para la conducción no cambia apreciablemente con la temperatura, pero si ésta aumenta, las vibraciones de los átomos alrededor de sus posiciones de equilibrio son mayores, y así dispersan más eficazmente a los electrones, reduciendo su velocidad media.

La siguiente figura muestra la linealidad de varios metales para un amplio intervalo de temperatura contra resistencia a corriente directa (cd). Los datos adquiridos para producir estas curvas son obtenidos para metales de la misma longitud y misma área seccional.

Los RTD son fabricados comúnmente de platino, cobre o níquel. En la siguiente figura puede verse las curvas de resistencia relativa de dichos metales en función de la temperatura.

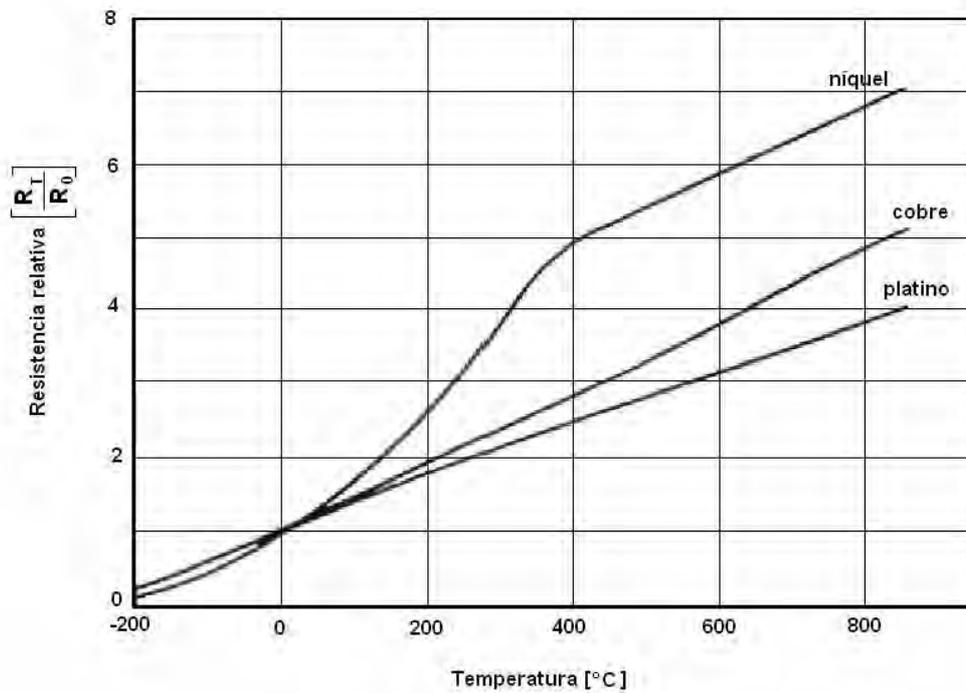


Figura 3.30 Gráfica de resistencia dc vs. temperatura para varios metales

Donde R_0 es la resistencia a una temperatura de referencia T_0 , y R_T es la resistencia a cualquier temperatura T que pertenezca al intervalo de operación del dispositivo.

Para cualquier metal dado, su resistencia de corriente directa varía directamente proporcional con su temperatura.

La resistencia en función del área seccional y longitud, manteniendo una temperatura de referencia, se expresa en la ecuación (3.26).

$$R = \frac{\rho l}{A_{CM}} \dots\dots\dots (3.26)$$

Donde:

R [Ω] es resistencia del alambre

ρ [$\Omega \cdot cm$] es la constante de resistividad

l [cm] es la longitud

A_{CM} [cm^2] es el área seccional del alambre

Cuando un material cambia de resistencia en función de una variación en la temperatura, el cambio se denomina coeficiente de temperatura de la resistencia del material. Este coeficiente se expresa en ohms por grado de temperatura, a una temperatura dada, y es positivo para la mayoría de los metales.

Con el fin de obtener la más alta sensibilidad de medición posible, es muy conveniente tener mayor cambio de resistencia por grado para un valor de resistencia específico, pero también es necesario que el material posea una buena estabilidad durante un largo periodo(años) y en una amplia gama de temperaturas, sin cambiar sus características eléctricas.

Los metales que se emplean en la fabricación de los RTD tienen un alto grado de linealidad sobre el intervalo de temperatura de la resistencia para la que se diseñó cada una en particular. La mayor parte de los metales puros tienen un cambio de resistencia en función de la temperatura, prácticamente lineal por lo menos durante una porción de su curva de resistencia-temperatura.

La relación entre la resistencia y la temperatura se puede expresar matemáticamente en la forma siguiente:

$$R_T = R_0 (1 + \alpha \cdot \Delta T) \Rightarrow \alpha = \left(\frac{R_T - R_0}{R_0 \cdot \Delta T} \right) \dots\dots\dots (3.27)$$

En donde:

R_0 [Ω] es la resistencia a una temperatura de referencia

R_T [Ω] es la resistencia a una temperatura T

α $\left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right]$ es el coeficiente lineal de temperatura de resistencia

ΔT [$^\circ\text{C}$] es la diferencia de temperatura (T – T₀)

Para márgenes de temperatura más amplios, en los casos que el coeficiente de resistencia-temperatura no sea lineal, la resistencia del material se expresa mediante una relación cuadrática:

$$R_T = R_0 (1 + aT + BT^2) \dots\dots\dots (3.28)$$

Donde:

R_T [Ω] es la resistencia a la temperatura T

R_0 [Ω] es la resistencia a la temperatura de referencia T₀

a,b son constantes determinadas experimentalmente

El instrumento receptor de señal lee la temperatura como cambios en corriente, la cual se suministra al circuito del sensor. Vistos de otra manera, como cambios de temperatura o de resistencia del sensor.

Debido a que es un mecanismo de resistencia, su operación genera calor extra al calor que se está midiendo. Cuando especificamos el uso de un RTD, su masa y el calor que genera deben ser tomados en cuenta.

Idealmente la sustancia que está siendo medida tendrá el suficiente volumen y conductividad térmica para que el calor que genere el RTD sea un factor despreciable. Ajustando los parámetros del instrumento se puede tomar en cuenta el calor que genera el RTD y desarrollar lecturas lo suficientemente precisas para una determinada aplicación.

3.10.2 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE UN RTD

Constante de tiempo

La constante de tiempo, o el tiempo de respuesta térmica, es una expresión de qué tan rápido el sensor(en este caso el RTD), responde a los cambios de temperatura. El tiempo de respuesta es definido como el tiempo que le lleva al sensor llegar al 63.2% de un cambio de temperatura.

Un rápido tiempo de respuesta es esencial para la precisión en un sistema con repentinos cambios de temperatura. Las características de respuesta pueden ser alteradas también por cambios en la medida del elemento, el diámetro de la funda, el grosor de la pared de la funda y técnicas especiales de empaque.

Intercambialidad del RTD

La intercambialidad es comúnmente citada como un factor de precisión del RTD. Esta nos dice que tan cerca el elemento sensor de un RTD sigue su curva nominal de resistencia-temperatura, y la máxima variación que debe existir en las lecturas de termómetros idénticos, montados igual sobre condiciones idénticas.

La intercambialidad consiste de dos puntos, una tolerancia a una temperatura de referencia, usualmente 0 °C, y una tolerancia en el declive, o el coeficiente de temperatura de la resistencia (TCR).

Hay dos tipos de estándar utilizados en la industria, el estándar DIN y el estándar JIS. El estándar más comúnmente usado en México es el DIN, el cual usa un TCR de

$0.00385 \frac{\Omega}{\Omega \cdot ^\circ C}$ para un RTD de platino.

Coefficiente de temperatura de la resistencia (TCR)

TCR (Temperature Coefficient of Resistance) o coeficiente de temperatura de la resistencia, es un factor que indica el incremento de resistencia promedio por grado celsius de un RTD.

Por ejemplo, un RTD de platino con una medición de resistencia de 100Ω a 0°C , y 138.5Ω a 100°C tiene un TCR de $0.00385 \frac{\Omega}{\Omega \cdot ^\circ\text{C}}$, calculado de la siguiente forma:

$$\text{TCR} = \frac{R_{100^\circ\text{C}} - R_{0^\circ\text{C}}}{R_{0^\circ\text{C}} \cdot 100^\circ\text{C}} \dots\dots\dots (3.29)$$

$$\text{TCR} = \frac{138.5\Omega - 100\Omega}{100\Omega \cdot 100^\circ\text{C}} = 0.00385 \frac{\Omega}{\Omega \cdot ^\circ\text{C}}$$

A continuación se muestra la tabla 3.8 en la que se incluyen diversos parámetros para los RTD de níquel, cobre y platino.

Metal	Resistividad [$\mu\Omega \cdot \text{cm}$]	TCR [$\frac{\Omega}{\Omega \cdot ^\circ\text{C}}$]	Intervalo útil de temperatura [$^\circ\text{C}$]	Costo Relativo	Resist. Sonda a 0°C [Ω]	Precisión [$^\circ\text{C}$]
Platino	9.83	0.00385	(-200,850)	alto	25,100,1 30	0.01
Níquel	6.38	0.0063 a 0.0066	(-150,300)	medio	100	0.5
Cobre	1.56	0.00425	(-200,120)	bajo	10	0.1

Tabla 3.8 Parámetros diversos para los RTD de platino, níquel y cobre

Intervalo de temperatura

Los RTD de platino son utilizados en un intervalo de temperatura de -200°C hasta 850°C . La limitación de los otros materiales para elementos RTD (níquel y cobre) es que su intervalo de temperatura de operación es mucho más bajo que los de platino.

Estabilidad y repetibilidad

Los RTD son muy estables al paso del tiempo, esto significa que las mediciones con el RTD son mucho más precisas sobre un periodo dado de tiempo.

La repetibilidad se refiere a la habilidad de los RTD de medir exactamente la misma temperatura después de ciclos de calentamientos y enfriamientos repetitivos.

Sensibilidad

0.1 a $10 \frac{\Omega}{^{\circ}C}$

Autocalentamiento

Una de las dificultades al emplear un RTD es la determinación de cuánta corriente puede permitir a través de él. La cantidad de corriente es una función del voltaje suministrado a través de las terminales del RTD.

Una cantidad excesiva de voltaje puede causar que el RTD genere una disipación de calor excesiva debida al efecto Joule ($P = I^2R$), y por consiguiente, un autocalentamiento.

Debido a esto, los fabricantes publican el denominado error de autocalentamiento representado por P_{SHE} en las hojas de especificaciones del RTD empleado, y nos determina el incremento de temperatura interno del RTD debido a 1 mW de potencia disipada por efecto Joule.

Se define el incremento temperatura T_{SH} debido a efectos de autocalentamiento como:

$$T_{SH} = P_{SHE} \cdot P_{RTD} \dots\dots\dots (3.30)$$

Donde:

T_{SH} [$^{\circ}C$] es el incremento de temperatura debido a efectos de autocalentamiento

$P_{SHE} \left[\frac{^{\circ}C}{mW} \right]$ es el error de autocalentamiento

P_{RTD} [mW] es la potencia consumida por el RTD

Identificación de los RTD

Un RTD de dos alambres usualmente usa el mismo color en ambas terminales, si se mide la resistencia entre los dos alambres (a temperatura ambiente), la resistencia del RTD estará entre 107 y 110 Ω .

Por los estándares DIN-IEC-751 y ASTM E1137, un RTD DIN de 3 alambres tiene dos terminales rojas y una blanca (alambre de compensación). Un RTD DIN de 4 alambres tiene dos terminales rojas y dos terminales blancas. Para saber que terminal blanca va con que terminal roja cuando no están etiquetados, se mide el valor de las resistencias entre las terminales. Para identificar las terminales se comparan los valores de resistencia obtenidos con los expuestos en la tabla 3.9.

Medida terminal a terminal	Resistencia a temperatura ambiente [Ω]
1 y 2 3 y 4	de menos de 1 Ω a pocos ohms máximo
1 y 3; 1 a 4 2 y 3; 2 y 4	107 a 110

Tabla 3.9 Medidas de resistencia para un RTD DIN de 4 alambres

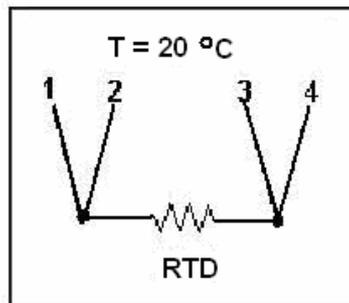


Figura 3.31 Esquema de un RTD DIN de 4 alambres

Clases de RTD

El error en la lectura de los valores de la sonda es llamada también tolerancia; de acuerdo con la norma IEC751-1983, esta relación es idéntica con la JIS C 1604-1997, BS EN 60751 y la DIN EN 60751.

A continuación se muestra la tolerancia en la tabla 3.10, en donde $|t|$ es el valor absoluto de la temperatura.

Clase	Tolerancia
A	$\Delta R = \pm(0.15 + 0.002 \cdot t) [^{\circ}\text{C}]$
B	$\Delta R = \pm(0.3 + 0.005 \cdot t) [^{\circ}\text{C}]$

Tabla 3.10 Clases de RTD

La tolerancia para la clase “A” aplica a temperaturas de -200 a 650 $^{\circ}\text{C}$, mientras que la tolerancia de la clase “B” aplica a temperaturas de -200 a 850 $^{\circ}\text{C}$.

En cuanto a la disposición física, hay modelos tanto para inmersión en fluidos como para medir temperaturas superficiales.

3.10.3 CIRCUITOS ACONDICIONADORES DE SEÑAL PARA LOS RTD

Debido al pequeño cambio en resistencia para un cambio dado de temperatura que se produce al emplear un RTD, el puente de Wheatstone, o alguna variación de este circuito, es empleado para poder realizar mediciones de temperatura empleando un RTD.

Circuito RTD no-compensado de dos alambres

La figura 3.32 muestra un sistema en base a RTD básico de dos alambres. Los resistores, R_{L1} y R_{L2} , son las resistencias equivalentes de las terminales que conectan el RTD, representado por R_3 .

Cuando el puente está balanceado, la siguiente condición es alcanzada:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{L1} + R_{L2} + R_3}{R_4} \dots\dots\dots (3.31)$$

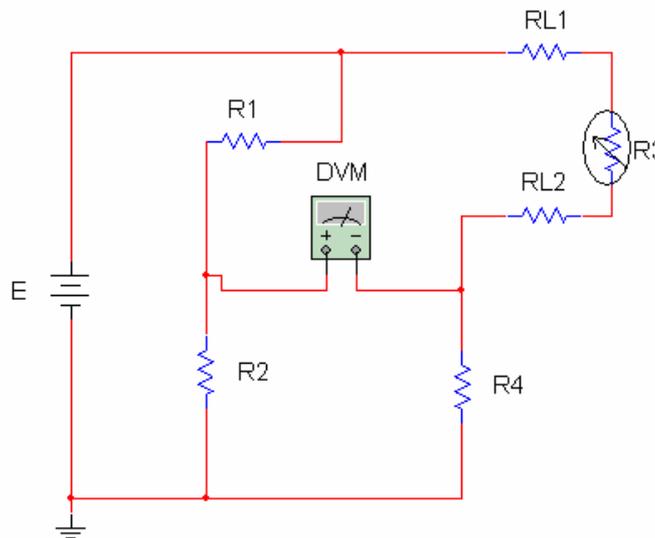


Figura 3.32 Circuito RTD no-compensado de dos alambres

El circuito posee máxima sensibilidad a cambios de temperatura cuando $R_1 = R_2 = (R_{L1} + R_{L2} + R_3) = R_4$. Nótese, sin embargo, que la resistencia de las terminales R_{L1} y R_{L2} tiene una influencia determinante en la resistencia total del RTD para una temperatura dada.

Circuito RTD de dos alambres compensado

Una forma para compensar parcialmente por la inclusión de la resistencia de las terminales R_{L1} y R_{L2} al circuito sensor que contiene un RTD representado por R_3 es la adición de una resistencia de compensación R_C a la estructura del puente de Wheatstone, como se muestra en el siguiente diagrama:

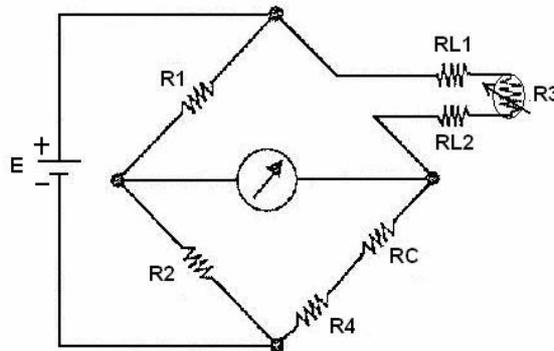


Figura 3.33 Circuito 1: RTD de dos alambres compensado

Otro modo de obtener una compensación es colocando el resistor R_C cerca de las terminales que conectan el RTD.

De esta forma, cualquier cambio en la resistencia de las terminales del RTD debido a la temperatura, será parcialmente nulificado por un cambio similar de resistencia en R_C . Este arreglo se muestra en la siguiente figura:

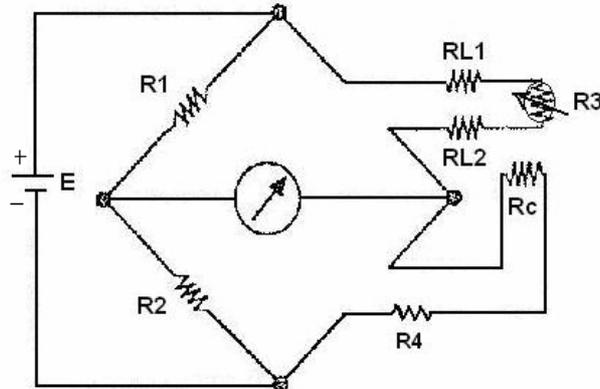


Figura 3.34 Circuito 2: RTD de dos alambres compensado

Circuito RTD de tres alambres

El circuito RTD de tres alambres debe ser empleado cuando la resistencia de las terminales que conectan el RTD sea significativa comparada con la magnitud de resistencia del RTD mismo.

La resistencia de la terminal R_{L1} es uno de los brazos del puente, mientras R_{L2} está en otro brazo, y como resultado de esta configuración, las dos resistencias cancelan el efecto entre sí.

Durante la condición de balance del puente, no hay flujo de corriente a través de R_{L3} puesto que dicho resistor está colocado en el brazo central.

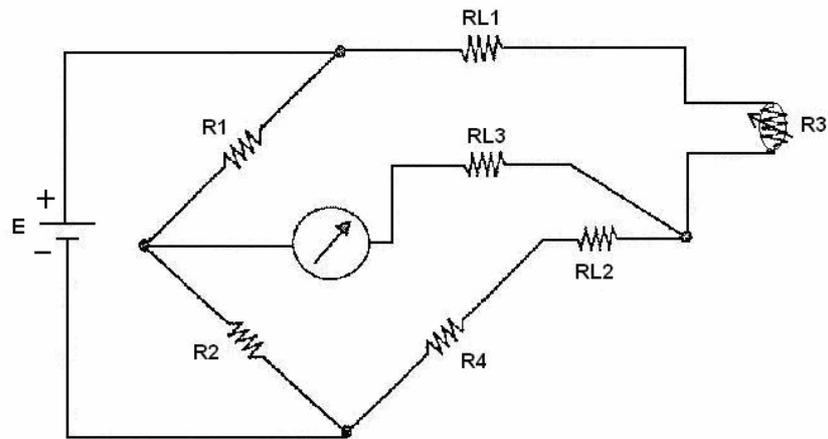


Figura 3.35 Circuito RTD de tres alambres

Capítulo 4: Caracterización de la planta

En el presente capítulo se describe la obtención del modelo matemático de la planta del experimento de Franck-Hertz, así como algunos conceptos preliminares relacionados con sistemas físicos de primer orden.

4.1 SISTEMAS TÉRMICOS

Los sistemas térmicos son aquellos que involucran la transferencia de calor de una sustancia a otra. Estos sistemas se analizan en términos de resistencia y capacitancia, aunque la capacitancia térmica y la resistencia térmica tal vez no se representen con precisión como elementos de parámetros concentrados, dado que, por lo general, están distribuidas en todas las sustancias.

Para lograr análisis precisos, deben usarse modelos de parámetros distribuidos. Sin embargo, aquí supondremos que un sistema térmico se representa mediante un modelo de parámetros concentrados, que las sustancias que se caracterizan mediante una resistencia al flujo de calor tienen una capacitancia térmica insignificante y que las sustancias que se caracterizan por una capacitancia térmica tienen una resistencia insignificante al flujo de calor.

El calor fluye de una sustancia a otra de tres formas diferentes: por conducción, por convección y por radiación, sin embargo, la mayor parte de los procesos térmicos en los sistemas de control de procesos no involucran transferencia de calor por radiación, se puede despreciar frente a los demás.

Para la transferencia de calor por conducción o convección,

$$q = K\Delta T \dots\dots\dots (4.1)$$

En donde:

$q \left[\frac{\text{kcal}}{\text{s}} \right]$ es el flujo de calor

1 cal = 4.184 J

$\Delta T [^{\circ}\text{C}]$ es la diferencia de temperatura

$K \left[\frac{\text{kcal}}{\text{s}\cdot^{\circ}\text{C}} \right]$ es un coeficiente

El coeficiente K se obtiene mediante

$$K = \frac{kA}{A_x} \dots\dots\dots(4.2)$$

para transferencia de calor por conducción, en donde:

$k \left[\frac{kcal}{m \cdot s \cdot ^\circ C} \right]$ es la conductividad térmica

$A [m^2]$ es el área normal para flujo de calor

$A_x [m]$ es el espesor del conductor

Mientras que para transferencia de calor por convección se define

$$K = HA \dots\dots\dots (4.3)$$

Donde:

$H \left[\frac{kcal}{m^2 \cdot s \cdot ^\circ C} \right]$ es el coeficiente de convección

$A [m^2]$ es el área normal para flujo de calor

Resistencia y capacitancia térmicas

La resistencia térmica R para la transferencia de calor entre dos sustancias se define del modo siguiente:

$$R = \frac{\Delta T}{\Delta q} \dots\dots\dots (4.4)$$

La resistencia térmica para una transferencia de calor por conducción o por convección se obtiene mediante:

$$R = \frac{d(\Delta T)}{dq} = \frac{1}{K} \dots\dots\dots(4.5)$$

Dado que los coeficientes de conductividad y convección térmica son casi constantes, la resistencia térmica para la conducción ó la convección es constante.

La capacitancia térmica C se define mediante

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta T} \dots\dots\dots(4.6)$$

Donde:

$\Delta Q [kcal]$ es el cambio en el calor almacenado

O bien

$$C = mc \dots\dots\dots(4.7)$$

Donde:

m [kg] es la masa de la sustancia considerada

$c \left[\frac{kcal}{kg \cdot ^\circ C} \right]$ es el calor específico de la sustancia

A menudo es necesario controlar la temperatura para procesos termodinámicos complejos. Bajo algunas consideraciones de simplificación, el flujo de calor a través de materiales puede ser modelado con analogías simples para sistemas eléctricos.

En la siguiente tabla se muestran dichas analogías entre las variables para el flujo de calor y un circuito eléctrico RC.

Símbolo térmico	Magnitud térmica	Símbolo eléctrico	Magnitud eléctrica
q	Flujo de calor	i	Corriente
T	Temperatura	v	Voltaje
R	Resistencia térmica	R	Resistencia eléctrica
C	Capacitancia térmica	C	Capacitancia eléctrica

Tabla 4.1 Analogía entre variables térmicas y eléctricas

En la figura 4.1 se muestran algunos ejemplos de flujo de calor a través de un material compuesto por vidrio de cierto fluido que cambia de una temperatura T_2 a otra temperatura T_1 al pasar a través del material.

Esto fenómeno podría representar la pérdida de calor del aire contenido en un recinto térmico a una temperatura alta al pasar a través de un vidrio en contacto con una masa de aire frío.

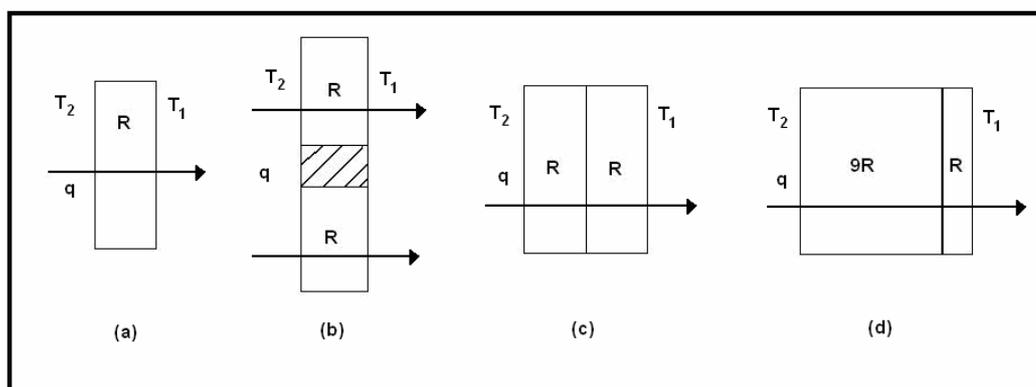


Figura 4.1 Ejemplos de flujo de calor a través de un material. (a) Flujo a través de una ventana con una hoja de vidrio. (b) Flujo a través de dos ventanas. (c) Flujo a través de una ventana de doble espesor. (d) Flujo a través de una ventana térmicamente aislada.

Para la figura 4.1(a), empleando la nomenclatura descrita en la tabla 4.1, se tiene que

$$q = \frac{T_2 - T_1}{R} = q_0 \dots\dots\dots (4.8)$$

Una situación análoga a la expresada por (4.8) se tiene en el flujo de corriente a través de un circuito eléctrico dada por

$$i = \frac{v_2 - v_1}{R} \dots\dots\dots (4.9)$$

Considere ahora un recinto térmico con dos ventanas similares (cada una con una resistencia térmica R), según se muestra en la figura 4.1 (b).

Ambas ventanas causan un flujo de calor en paralelo, de tal forma que la resistencia térmica equivalente es la combinación de las dos resistencias térmicas individuales empleando la misma regla mediante la cual se calcula la resistencia eléctrica de un arreglo en paralelo.

Es decir,

$$q = \frac{T_2 - T_1}{\frac{R}{2}} = 2q_0 \dots\dots\dots (4.10)$$

Por lo tanto, el flujo de calor es el doble con respecto a la expresada por la ecuación (4.8).

Supóngase que se tiene una ventana con doble espesor, como se muestra en la figura (4.1). La resistencia térmica es 2R, en analogía a la combinación de dos resistores en serie. El flujo de calor resultante es

$$q = \frac{T_2 - T_1}{2R} = \frac{q_0}{2} \dots\dots\dots (4.11)$$

Acoplado un material térmicamente aislante cuya resistencia térmica sea 9R al material cuya resistencia térmica es R, causa una situación análoga a la que se tiene al conectar dos resistores en serie de valor 9R y R, respectivamente, para obtener una resistencia total de 10R, entonces:

$$q = \frac{T_2 - T_1}{10R} = \frac{q_0}{10} \dots\dots\dots (4.12)$$

Obteniendo como resultado una pérdida menor de calor.

La temperatura de un fluido cambia de una forma similar al cambio en el voltaje a través de un capacitor eléctrico.

Para un sistema térmico

$$q = C \frac{dT}{dt} \dots\dots\dots (4.13)$$

Mientras que análogamente, para un sistema eléctrico se tiene

$$i = C \frac{dv}{dt} \dots\dots\dots (4.14)$$

Se observa que tanto en (4.13) como en (4.14), C representa ya sea la capacitancia térmica o eléctrica.

4.2 ESQUEMA BÁSICO DE UN SISTEMA TÉRMICO

El objetivo de un sistema de control de temperatura es mantener la temperatura dentro de la planta de temperatura a un valor correspondiente al que proporciona la señal de referencia.

La señal de referencia es un nivel de voltaje que representa la temperatura deseada para la planta T_o , según se muestra en la figura 4.2

La temperatura del sensor contenido dentro de la planta produce un voltaje proporcional a la temperatura T_o , dicho voltaje es amplificado por K_f y es acoplado al amplificador sumador junto con la señal de referencia E_s .

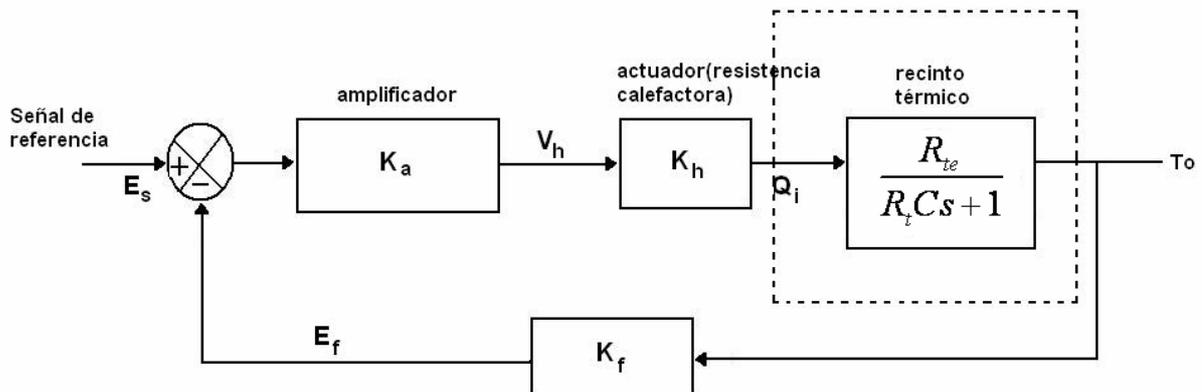


Figura 4.2 Diagrama de bloques de un sistema de control de temperatura

Como resultado del proceso mostrado en la figura 4.2, la temperatura dentro del recinto térmico o planta de temperatura corresponde al indicado por la señal de referencia.

El equilibrio térmico dentro de la planta de temperatura no permanece en equilibrio indefinidamente, debido a que las paredes del sistema no están hechas de un aislante perfecto, y por lo tanto, cierta cantidad de calor se pierde a través de las paredes.

La cantidad de flujo de calor q_0 a través de las paredes del sistema de temperatura depende de la diferencia de temperatura ($T_0 - T_a$) que existe entre las paredes, y de la resistencia térmica del material que conforma dichas paredes.

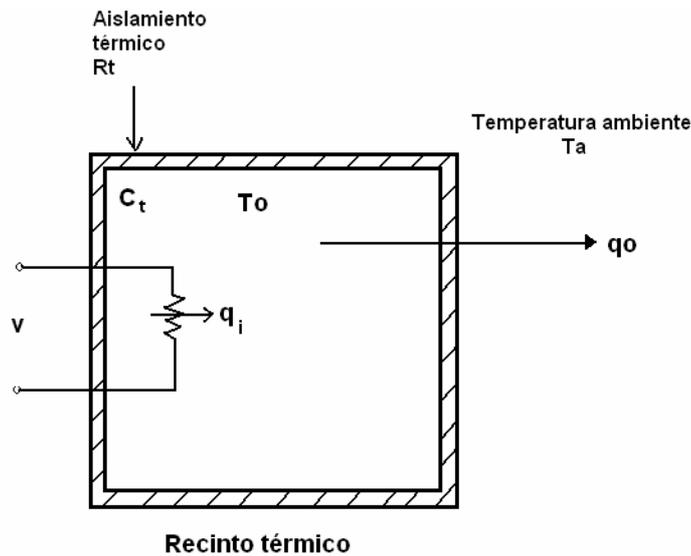


Figura 4.3 Esquema básico de un recinto térmico

Mediante el empleo de retroalimentación negativa, el sistema de control proporciona un control automático de la temperatura del recinto térmico (horno eléctrico).

La temperatura ambiente T_a , la cual es externa al horno, tiene el efecto de una carga en el sistema, es decir, variaciones en la temperatura ambiente T_a resultan en una carga fluctuante la cual tiende a modificar la temperatura del horno.

De igual manera, cualquier variación en la ganancia del amplificador de potencia K_a también tiene el efecto de modificar también la temperatura del horno; con la utilización de retroalimentación negativa, el sistema toma en cuenta estos dos efectos y mantiene la temperatura del horno en el punto de control (set point) o muy cercano al punto de control, difiriendo únicamente por el error en estado estable.

La ecuación diferencial que describe el comportamiento del sistema ilustrado en la figura 4.3 es

$$q_i - q_0 = C_t \frac{dT_0}{dt} \dots\dots\dots (4.15)$$

Donde:

$q_i(t) \left[\frac{kcal}{s} \right]$ es el flujo de calor suministrado al horno

$q_o = \frac{(T_o - T_a)}{R_t} \left[\frac{kcal}{s} \right]$ es el flujo de calor a través de las paredes del horno

$R_t \left[\frac{^\circ C \cdot s}{kcal} \right]$ es la resistencia térmica del material de las paredes del horno

$C_t \left[\frac{kcal}{^\circ C} \right]$ es la capacitancia térmica del medio contenido dentro del horno

Sustituyendo la expresión $q_o = \frac{(T_o - T_a)}{R_t}$ en (4.15), y tras reacomodar términos, se obtiene la siguiente ecuación diferencial para el horno:

$$\tau_t \frac{dT_o}{dt} + T_o(t) = R_t q_i(t) + T_a \dots\dots\dots (4.16)$$

donde $\tau_t = R_t C_t$

Para caracterizar el horno como un bloque lineal que forme parte del diagrama de bloques, se debe determinar la función de transferencia de la ecuación diferencial que describe el comportamiento del horno, es decir, se debe encontrar la relación entre la salida $T_o(s)$ y la entrada $Q_i(s)$.

Se define la resistencia térmica efectiva R_{te} o equivalente de las paredes del horno por la expresión

$$R_{te} = \frac{(R_t q_i + T_a)}{q_i} \dots\dots\dots (4.17)$$

El parámetro R_{te} incluye el efecto de la carga (la temperatura externa T_a puede ser considerada como una carga para el sistema).

Utilizando la expresión (4.17), la ecuación diferencial (4.16) puede ser expresada como

$$\tau_t \frac{dT_o}{dt} + T_o(t) = R_{te} q_i(t) \dots\dots\dots (4.18)$$

Tomando la transformada de Laplace para la ecuación (4.18) , se obtiene

$$\frac{T_o(s)}{Q_i(s)} = \frac{R_{te}}{\tau_i s + 1} \dots\dots\dots (4.19)$$

donde $\tau_i = R_i C_i$ es la constante de tiempo térmica del horno.

Se observa que la función de transferencia descrita por (4.19) representa un sistema de primer orden.

4.3 RESPUESTA DEL SISTEMA A ENTRADAS ESCALÓN

Análisis de la respuesta transitoria

Una vez obtenido un modelo matemático para un sistema de control, existen varios métodos para el análisis del desempeño del sistema.

En la práctica, la señal de entrada para un sistema de control no se conoce con anticipación, pero es de naturaleza aleatoria, y la entrada instantánea no puede expresarse en forma analítica.

Sólo en algunos casos especiales se conoce con anticipación la señal de entrada y se puede expresar en forma analítica o mediante curvas.

En el análisis y diseño de sistemas de control, se debe tener una base de comparación del desempeño de diversos sistemas de control. Esta base se configura especificando las señales de entrada de prueba particulares y comparando las respuestas de varios sistemas a estas señales de entrada.

Muchos criterios de diseño se basan en tales señales o en la respuesta del sistema a los cambios en las condiciones iniciales (sin señales de prueba). El uso de señales de prueba se justifica porque existe una correlación entre las características de respuesta de un sistema para una señal de entrada de prueba común y la capacidad del sistema de manejar las señales de entrada reales.

Ya que el tiempo es la variable independiente empleada en la mayoría de los sistemas de control, es usualmente de interés evaluar las respuestas del estado y la salida con respecto al tiempo, o simplemente, la respuesta en el tiempo. En el problema de análisis, una señal de referencia se aplica al sistema, y el desempeño del sistema se evalúa al estudiar la respuesta del sistema en el dominio del tiempo.

En la mayoría de los sistemas de control, la evaluación final del desempeño de un sistema se basa en las respuestas en el tiempo.

La respuesta en el tiempo de un sistema de control se divide normalmente en dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estable.

Sea $y(t)$ la respuesta en el tiempo de un sistema en tiempo continuo; entonces, en general, se puede escribir:

$$y(t) = y_t(t) + y_{ss}(t) \dots\dots\dots(4.20)$$

En donde $y_t(t)$ indica la respuesta transitoria; $y_{ss}(t)$ indica la respuesta en estado estable.

En sistemas de control, la respuesta transitoria está definida como la parte de la respuesta en el tiempo que tiende a cero cuando el tiempo se hace muy grande. Por tanto, $y_t(t)$ tiene la propiedad de que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_t(t) = 0 \dots\dots\dots(4.21)$$

La respuesta en estado estable es la parte de la respuesta total que permanece después que la transitoria ha desaparecido.

Todos los sistemas de control estables reales presentan un fenómeno transitorio antes de alcanzar la respuesta en estado estable.

Como la masa, la inercia y la inductancia son inevitables en los sistemas físicos, las respuestas de un sistema de control típico no pueden seguir cambios súbitos en la entrada en forma instantánea, y normalmente se observan transitorios.

En consecuencia, la respuesta transitoria de un sistema de control es necesariamente importante, ya que es una parte significativa del comportamiento dinámico del sistema; y la desviación entre la respuesta de salida y la entrada o la respuesta deseada se debe controlar cuidadosamente antes de alcanzar el estado estable.

La respuesta en estado estable de un sistema de control es también muy importante, ya que indica en dónde termina la salida del sistema cuando el tiempo se hace grande.

En general, si la respuesta en estado estable de la salida no concuerda exactamente con la referencia deseada, se dice que el sistema tiene un error en estado estable. Este error indica la precisión del sistema.

En el problema de diseño de un sistema de control, las especificaciones se proporcionan normalmente en términos del desempeño transitorio y en estado estable, y los controladores se diseñan para que todas esas especificaciones sean cumplidas por el sistema diseñado.

Señales de prueba típicas para obtener la respuesta en el tiempo de sistemas de control

Para propósitos de análisis y diseño, es necesario suponer algunos tipos básicos de entradas de prueba para evaluar el desempeño de un sistema.

Los criterios de desempeño se pueden especificar con respecto a estas señales de prueba, en tal forma que el sistema se puede diseñar para cumplir con dichos criterios.

Las señales de prueba que se usan regularmente son funciones escalón, rampa, parábola, impulso, senoidales, etc. Con estas señales de prueba, es posible realizar con facilidad análisis matemáticos y experimentales de sistemas de control, dado que las señales son funciones del tiempo muy simples.

Entrada función escalón

La entrada función escalón representa un cambio instantáneo en la entrada de referencia. La representación matemática de una función escalón de magnitud R es:

$$r(t) = \begin{cases} R & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \dots\dots\dots (4.22)$$

en donde R es una constante real. O bien,

$$r(t) = R u_s(t)$$

en donde $u_s(t)$ es la función escalón unitario. La función escalón unitario se muestra en la figura 4.4.

La función escalón es muy útil como señal de prueba, ya que su brinco inicial de amplitud revela qué tan rápido responde un sistema a entradas con cambios abruptos.

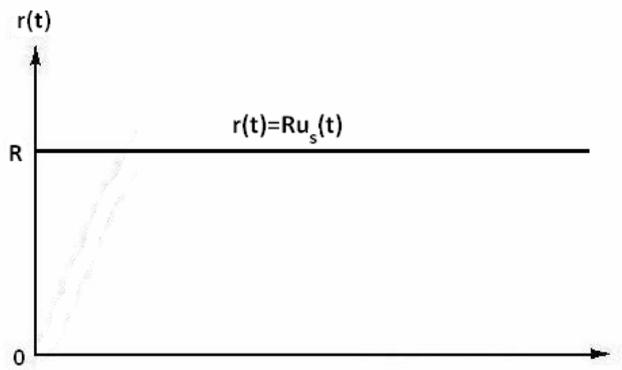


Figura 4.4 Función escalón

4.3.1 SISTEMAS DE PRIMER ORDEN

Considere el sistema de primer orden de la figura 4.5(a). Físicamente este sistema representa un circuito RC, un sistema térmico o algún sistema similar. La figura 4.5(b) presenta un diagrama de bloques simplificado.

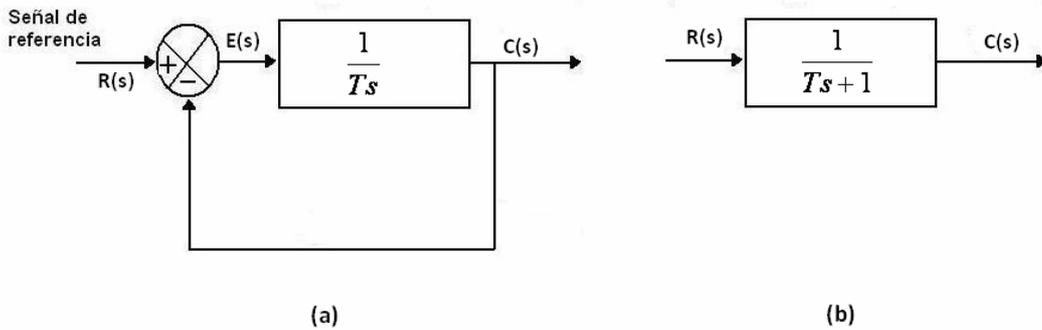


Figura 4.5 (a) Diagrama de bloques de un sistema de primer orden; (b) diagrama de bloques simplificado.

La relación entrada-salida se obtiene mediante

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts+1} \dots\dots\dots (4.23)$$

Se realizará un análisis para la respuesta del sistema a una entrada escalón unitario, suponiendo que las condiciones iniciales son cero.

Todos los sistemas que tienen la misma función de transferencia exhibirán la misma salida en respuesta a la misma entrada. Para cualquier sistema físico dado, la respuesta matemática recibe una interpretación física.

Respuesta escalón unitario de sistemas de primer orden

Dado que la transformada de Laplace de la función escalón unitario es $\frac{1}{s}$, sustituyendo

$R(s) = \frac{1}{s}$ en la ecuación (4.23), obtenemos:

$$C(s) = \frac{1}{Ts+1} \cdot \frac{1}{s} \dots\dots\dots (4.24)$$

Al expandir $C(s)$ en fracciones parciales produce

$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{T}{Ts+1} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s + \left(\frac{1}{T}\right)} \dots\dots\dots (4.25)$$

Si tomamos la transformada inversa de Laplace de la ecuación (4.25), obtendremos:

$$c(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T}}, \text{ para } t \geq 0 \dots\dots\dots (4.26)$$

La ecuación plantea que la salida $c(t)$ es inicialmente cero y al final se vuelve unitaria. Una característica importante de tal curva de respuesta exponencial $c(t)$ es que, para $t = T$, el valor de $c(t)$ es 0.632, o que la respuesta $c(t)$ alcanzó 63.2% de su cambio total. Este hecho se aprecia con facilidad sustituyendo $t=T$ en (4.26), es decir:

$$c(T) = 1 - e^{-1} = 0.632 \dots\dots\dots (4.27)$$

Conforme más pequeña es la magnitud de la constante de tiempo T , más rápida es la respuesta del sistema.

La curva de respuesta exponencial $c(t)$ caracterizada por la ecuación (4.26), se muestra en la siguiente figura.

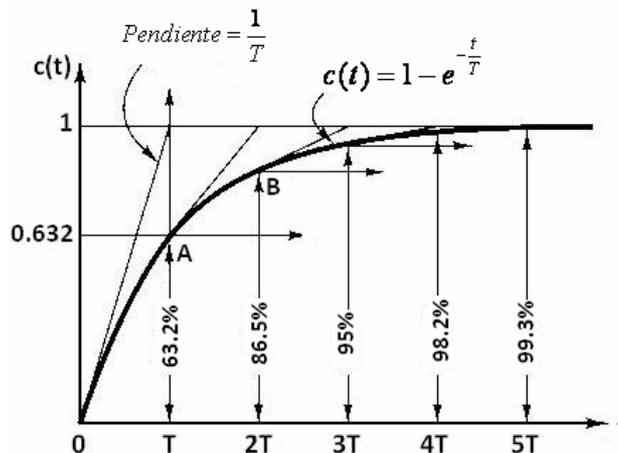


Figura 4.6 Respuesta escalón para un sistema de primer-orden

En una constante de tiempo, la curva de respuesta exponencial ha ido de 0 a 63.2% del valor final.

En dos constantes de tiempo, la respuesta alcanza 86.5% del valor final.

En $t=3T, 4T$ y $5T$, la respuesta alcanza 95%, 98.2% y 99.3%, respectivamente, del valor final.

Por tanto, para $t \geq 4T$, la respuesta permanece dentro del 2% del valor final. Por tanto, con base en la ecuación (4.26), el estado estable se alcanza matemáticamente sólo después de un tiempo infinito.

Sin embargo, en la práctica, una estimación razonable del tiempo de respuesta es la magnitud de tiempo que necesita la curva de respuesta para alcanzar la línea de 2% del valor final, o cuatro constantes de tiempo.

Gráfica de la respuesta-escalón unitario para la planta de temperatura

En la siguiente gráfica se muestra la respuesta-escalón para la planta de temperatura caracterizada por la ecuación (4.54)

$$G(s) = \frac{11.4 - 1.425s}{3.2355s^2 + 17.625s + 1}$$

Para una entrada escalón-unitario

$$R(s) = \frac{1}{s} \quad \Rightarrow \quad C(s) = G(s)R(s)$$

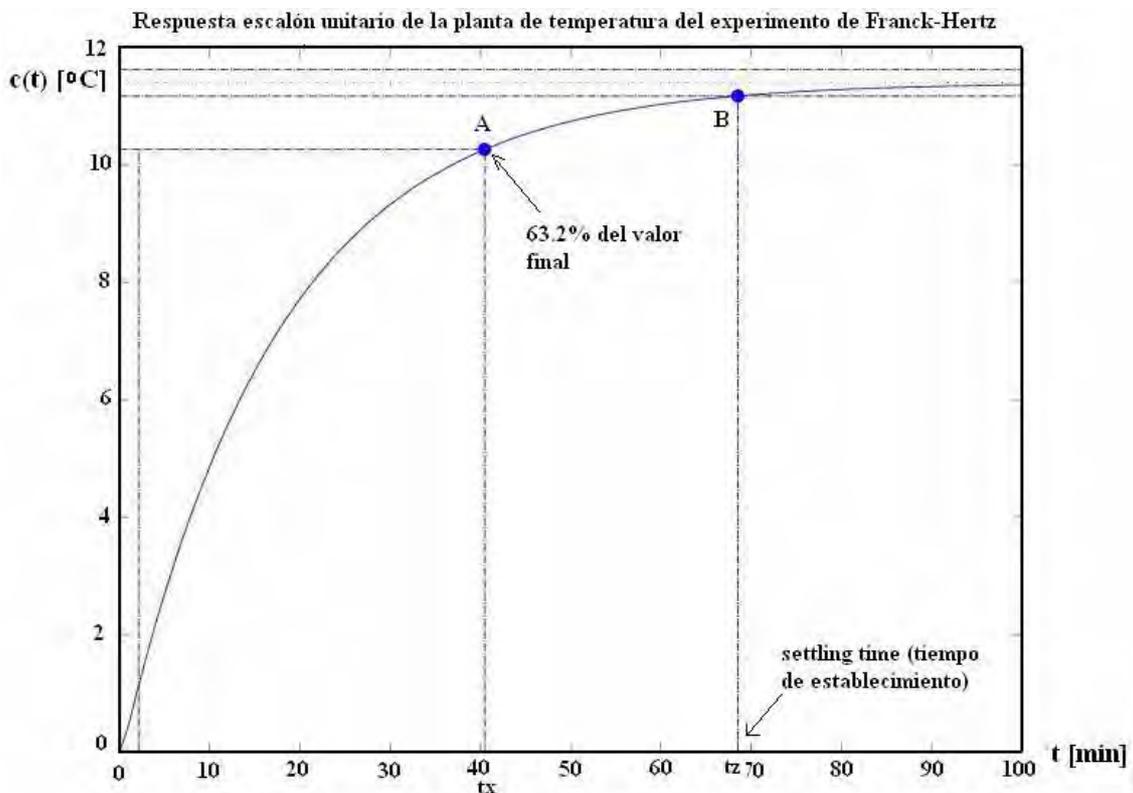


Figura 4.7 Respuesta escalón-unitario de la planta de temperatura caracterizada por la ecuación (4.69)

4.4 RESPUESTA DEL SISTEMA A ENTRADAS VARIABLES

La forma de la entrada a la que el sistema estará sujeto con mayor frecuencia bajo una operación normal determina cuál de las señales de entrada típicas se debe usar para analizar las características del sistema.

Si las entradas para un sistema de control son funciones del tiempo que cambian en forma gradual, una función rampa sería una buena señal de prueba.

Asimismo, si un sistema está sujeto a perturbaciones repentinas, una función escalón sería una buena señal de prueba; y para un sistema sujeto a entradas de choque, una función impulso sería la mejor.

Una vez diseñado un sistema de control con base en las señales de prueba, por lo general el desempeño del sistema en respuesta a las entradas reales es satisfactorio. El uso de tales señales de prueba permite comparar el desempeño de todos los sistemas sobre la misma base.

Entrada función rampa

La función rampa es una señal que cambia constantemente con el tiempo. Matemáticamente, una función rampa se representa mediante:

$$r(t) = Rtu_s(t) \dots\dots\dots (4.28)$$

en donde R es una constante real. La función rampa se muestra en la figura (4.8). La función rampa tiene la habilidad de probar cómo responde el sistema a señales que cambian linealmente con el tiempo.

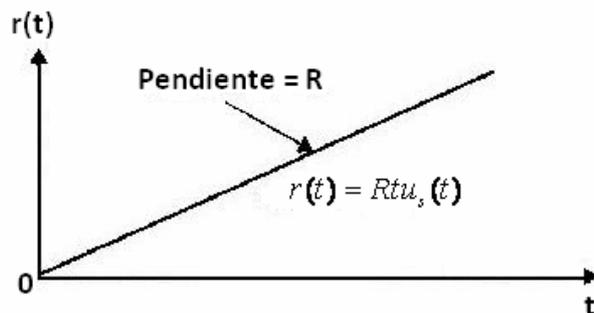


Figura 4.8 Función rampa

Entrada función parabólica

La función parabólica representa una señal que tiene un orden más rápido que la función rampa. Matemáticamente, se representa como:

$$r(t) = \frac{Rt^2u_s(t)}{2} \dots\dots\dots (4.29)$$

en donde R es una constante real, y el factor $\frac{1}{2}$ se añade por conveniencia matemática, ya que la transformada de Laplace de r(t) es simplemente $\frac{R}{s^3}$. La representación gráfica de la función parabólica se muestra en la figura 4.9.

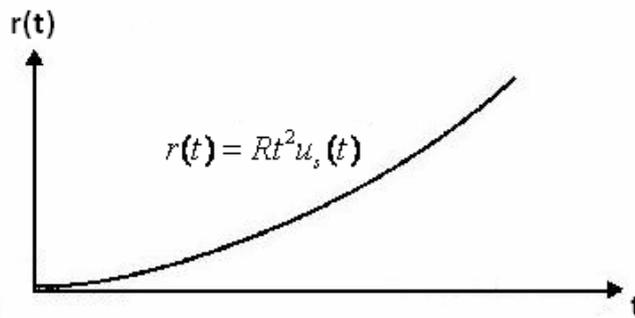


Figura 4.9 Función parábola

De la función escalón a la función parabólica, las señales se vuelven progresivamente más rápidas con respecto al tiempo. En teoría, se pueden definir señales con velocidades aún más rápidas, como t^3 , y así sucesivamente.

Sin embargo, rara vez es necesario o factible emplear señales de prueba más rápidas que una función parabólica.

Respuesta rampa unitaria de sistemas de primer orden

Dado que la transformada de Laplace de la función rampa unitaria es $\frac{1}{s^2}$, obtenemos la salida del sistema de la figura 4.5 como

$$C(s) = \frac{1}{Ts+1} \left(\frac{1}{s^2} \right) \dots\dots\dots (4.30)$$

Si expandimos C(s) en fracciones parciales, obtenemos

$$C(s) = \frac{1}{s^2} - \frac{T}{s} + \frac{T^2}{Ts+1} \dots\dots\dots (4.31)$$

Tomando la transformada inversa de Laplace de la ecuación (4.31), obtenemos

$$c(t) = t - T + Te^{-\left(\frac{t}{T}\right)} \dots\dots\dots (4.32), \text{ para } t \geq 0$$

La entrada rampa unitaria y la salida del sistema se muestran en la figura 4.10. El error después de la entrada rampa unitaria es igual a T para una t suficientemente grande.

Entre más pequeña es la constante de tiempo T, más pequeño es el error en estado estable después de la entrada rampa.

La señal de error e(t) se define como

$$e(t) = r(t) - c(t) \dots\dots\dots (4.33)$$

$$= t - (t - T + Te^{-\frac{t}{T}}) = T(1 - e^{-\frac{t}{T}})$$

Conforme t tiende a infinito, $e^{-\frac{t}{T}}$ se aproxima a cero y, por tanto, la señal de error se aproxima a T , o $e(\infty) = T$

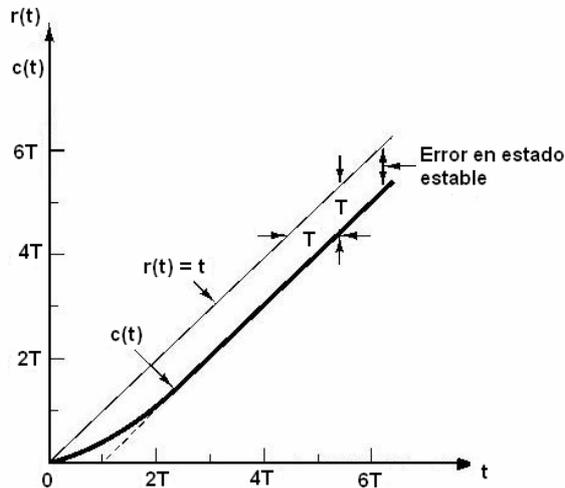


Figura 4.10 Respuesta rampa-unitaria para el sistema mostrado en la figura 4.5

Respuesta impulso unitario de sistemas de primer orden

Para la entrada de impulso unitario, $R(s)=1$, y la salida del sistema de la figura 4.5 puede obtenerse como

$$C(s) = \frac{1}{Ts + 1} \dots\dots\dots (4.34)$$

Tomando la transformada inversa de Laplace de la ecuación (4.34), se obtiene

$$c(t) = \frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}}, \text{ para } t \geq 0 \dots\dots\dots (4.35)$$

La curva de respuesta al impulso unitario para el sistema de primer orden puede observarse en la figura 4.11.

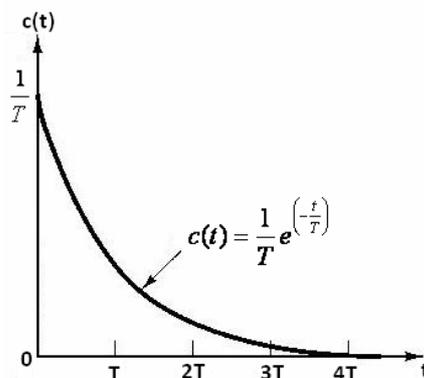


Figura 4.11 Respuesta impulso-unitario para un sistema de primer orden

Gráfica de respuesta rampa-unitaria para la planta de temperatura

En la siguiente gráfica se muestra la respuesta-rampa unitaria para la planta de temperatura caracterizada por la ecuación (4.54)

$$G(s) = \frac{11.4 - 1.425s}{3.2355s^2 + 17.625s + 1}$$

Para una entrada escalón-unitario

$$R(s) = \frac{1}{s^2} \quad \Rightarrow C(s) = G(s)R(s)$$

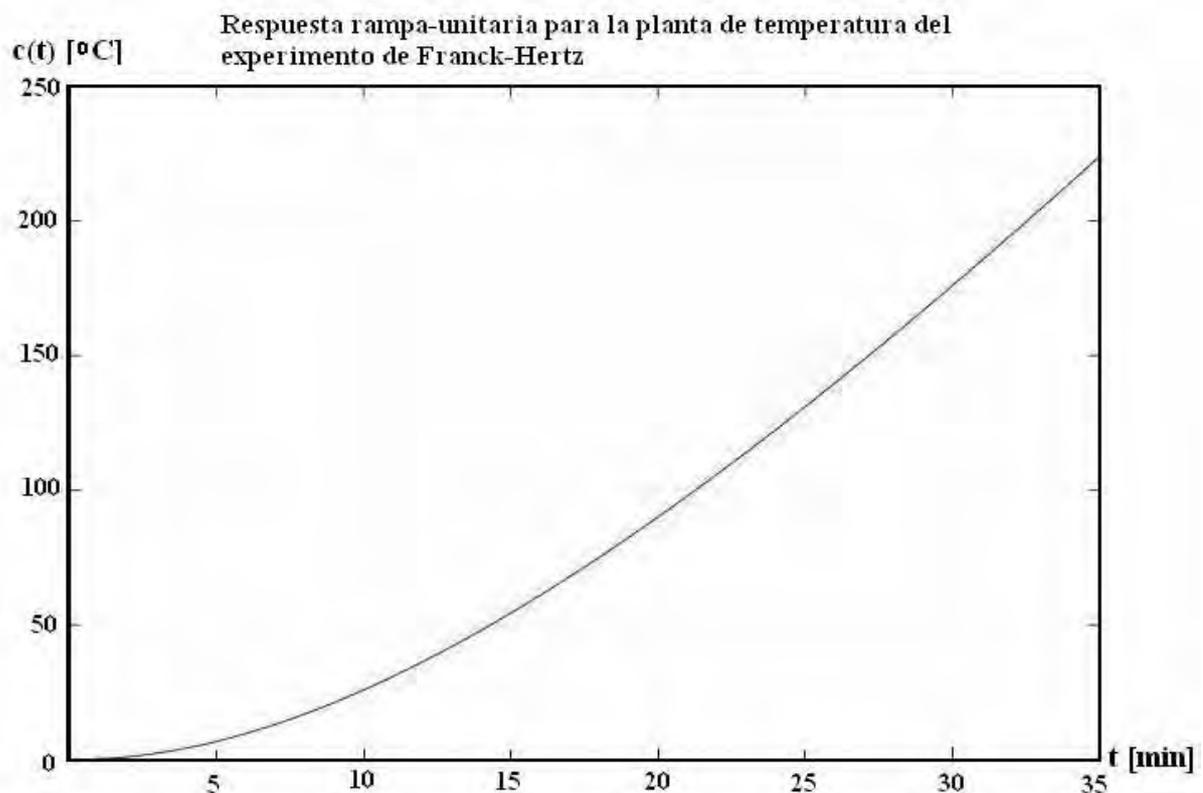


Figura 4.12 Respuesta rampa-unitaria de la planta de temperatura del experimento de Franck-Hertz

Gráfica de respuesta a la función impulso-unitario para la planta de temperatura

En la siguiente gráfica se muestra la respuesta impulso-unitario para la planta de temperatura caracterizada por la ecuación (4.54)

$$G(s) = \frac{11.4 - 1.425s}{3.2355s^2 + 17.625s + 1}$$

Para una entrada impulso-unitario

$$R(s) = 1 \quad \Rightarrow C(s) = G(s)R(s)$$

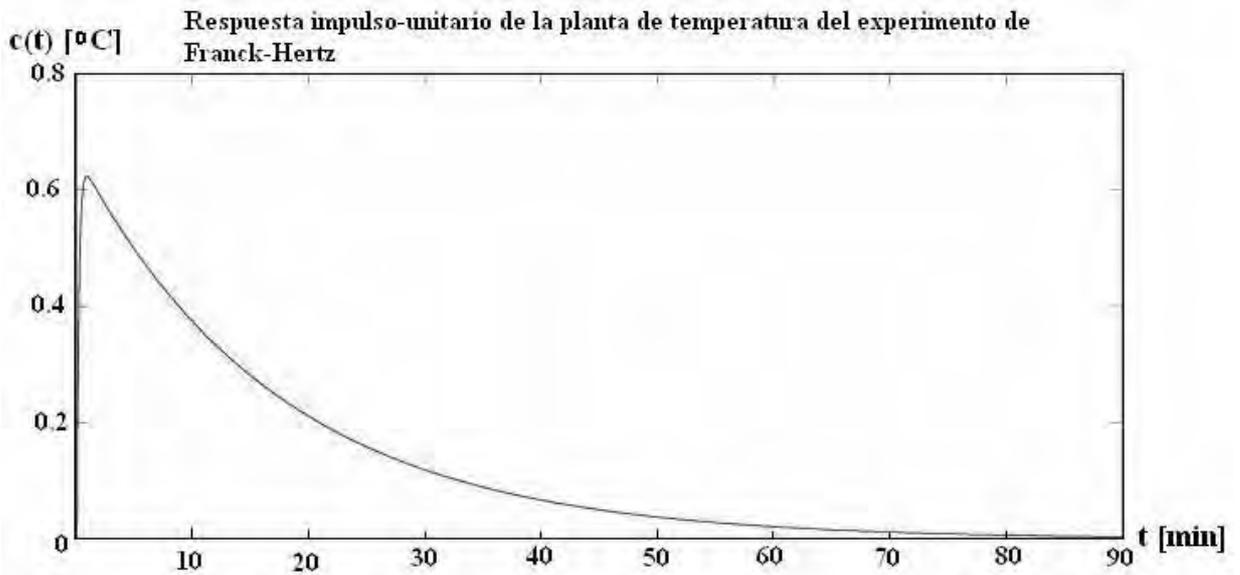


Figura 4.13 Gráfica de respuesta al impulso-unitario $R(s)=1$ para la planta de temperatura

4.5 OBTENCIÓN DEL MODELO MATEMÁTICO

Cuando es posible obtener un modelo matemático de la planta, se pueden emplear diversas técnicas de diseño mediante las cuales se obtienen los parámetros del controlador que satisfagan las especificaciones en estado transitorio y en estado estable del sistema en lazo cerrado requeridas.

Sin embargo, en caso contrario, cuando la planta es tan complicada que no es fácil o práctico obtener su modelo matemático, tampoco es posible un enfoque analítico para el diseño del controlador.

Por tanto, debemos recurrir a los enfoques experimentales para la sintonización de los controladores, en este caso, para un controlador PID, el cual se detallará en el capítulo 5.

El proceso de seleccionar los parámetros del controlador que cumplan con las especificaciones de desempeño se conoce como sintonización del controlador.

Ziegler y Nichols sugirieron más reglas para sintonizar los controladores PID (lo cual significa establecer los parámetros K_p , T_i y T_d) con base en las respuestas escalón experimentales.

Las reglas de Ziegler-Nichols, que se presentan a continuación, son muy convenientes cuando no se conocen los modelos matemáticos de las plantas.

La utilidad real de las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols se vuelve evidente cuando no se conoce la dinámica de la planta, por lo que no se cuenta con enfoques analíticos ó gráficos para el diseño de controladores.

4.5.1 REGLAS DE ZIEGLER-NICHOLS

Ziegler y Nichols propusieron unas reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional K_p , del tiempo integral T_i y del tiempo derivativo T_d , con base en las características de respuesta transitoria de una planta específica. Tal determinación se realiza en el sitio mediante experimentos sobre la planta.

Existen dos métodos denominados reglas de sintonización de Ziegler-Nichols, en ambos se pretende obtener un 25% de sobrepaso máximo en la respuesta escalón, como se muestra en la figura 4.14.

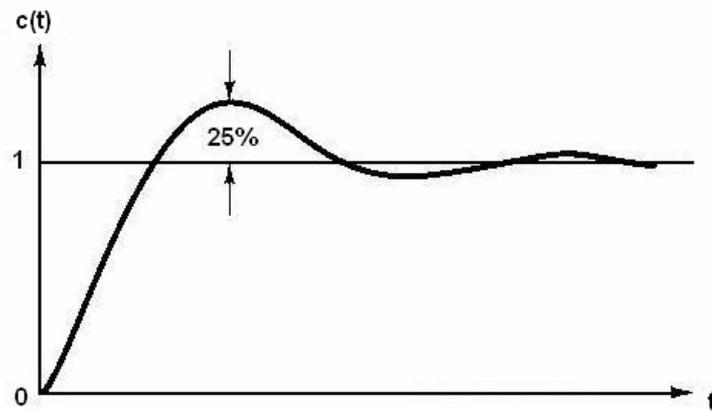


Figura 4.14 Curva de respuesta escalón unitario que muestra un sobrepaso máximo de 25%

En el presente trabajo, sin embargo, sólo se analizará el primer método, en el cual la respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental, según se puede observar en la figura 4.15.

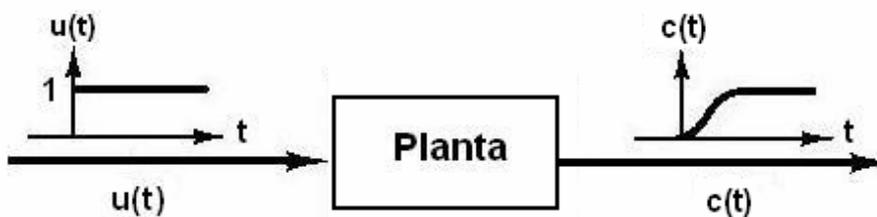


Figura 4.15 Respuesta escalón unitario de una planta

Si la planta no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados, la curva de respuesta escalón unitario puede tener forma de S, y se denomina curva de reacción, según se muestra en el siguiente esquema:

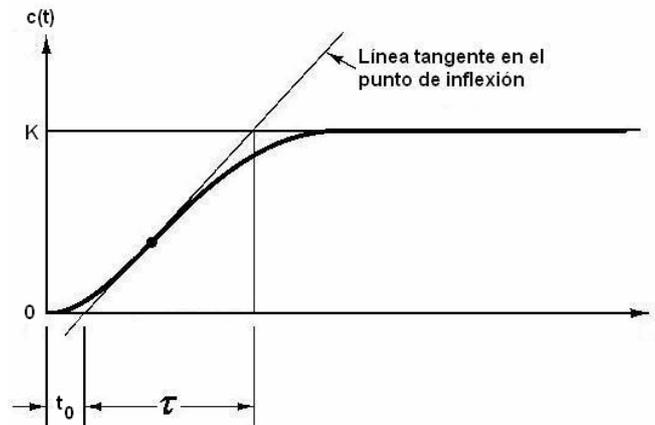


Figura 4.16 Curva de respuesta con forma de S (curva de reacción)

Si la respuesta no exhibe una curva con forma de S, este método no es pertinente. Tales curvas de respuesta escalón se generan experimentalmente o a partir de una simulación dinámica de la planta.

La curva con forma de S se caracteriza por dos parámetros: el tiempo de retardo t_0 y la constante de tiempo τ .

Un método para determinar el tiempo de retardo y la constante de tiempo es dibujar una recta tangente en el punto de inflexión de la curva de reacción (como se observa en la figura 4.16) y determinar las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y la línea $c(t) = K$.

En este caso, la función de transferencia $\frac{C(s)}{U(s)}$ se aproxima mediante un sistema de primer orden con un retardo de transporte del modo siguiente:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-t_0s}}{\tau s + 1} \dots\dots\dots (4.36)$$

4.5.2 CARACTERIZACIÓN DEL PROCESO

Se caracteriza al proceso mediante un modelo simple de primer orden con tiempo de retardo o tiempo muerto.

La concentración de las funciones de transferencia de la válvula de control, del proceso, y del sensor se hace no sólo por conveniencia, sino por razones prácticas; si a esta combinación de funciones de transferencia se le designa como $G(s)$:

$$G(s) = Gv(s)Gm(s)H(s) \dots\dots\dots (4.37)$$

Donde:

$G_v(s)$ es la función de transferencia de la válvula de control (o elemento final de control)

$G_m(s)$ es la función de transferencia del proceso entre la variable controlada y la variable manipulada

$H(s)$ es la función de transferencia del sensor-transmisor

Es precisamente esta función de transferencia combinada la que se aproxima mediante los modelos de orden inferior con el objeto de caracterizar la respuesta dinámica del proceso.

Lo importante es que en el proceso caracterizado se incluye el comportamiento dinámico de la válvula de control y del sensor/transmisor. El modelo que se empleará para caracterizar el proceso es el siguiente:

$$G(s) = \frac{Ke^{-t_0s}}{\tau s + 1} \dots\dots\dots (4.38)$$

Donde:

K es la ganancia del proceso en estado estacionario

t_0 es el tiempo muerto del proceso

τ es la constante de tiempo del proceso

En este modelo el proceso se caracteriza mediante tres parámetros: La ganancia K, el tiempo muerto o de retardo t_0 y la constante de tiempo τ .

De modo que el problema consiste en la manera en que se pueden determinar dichos parámetros para un sistema en particular; la solución consiste en realizar pruebas dinámicas en el sistema real; la prueba más simple que se puede realizar es la de introducir una entrada escalón.

Curva de reacción del proceso

Antes del advenimiento de las computadoras, los datos de las pruebas del proceso eran analizados mediante construcciones gráficas de la respuesta del proceso a un cambio escalón en la salida del controlador.

La prueba se realiza como sigue:

1. Se deja que el proceso alcance un estado de equilibrio previo.
2. Se aplica al proceso un cambio escalón en la señal de salida del controlador en lazo abierto (ya sea incremento o decremento).
3. Se recaban datos de la respuesta de la variable controlada.

En la figura 4.17 se muestra una gráfica típica de la prueba.

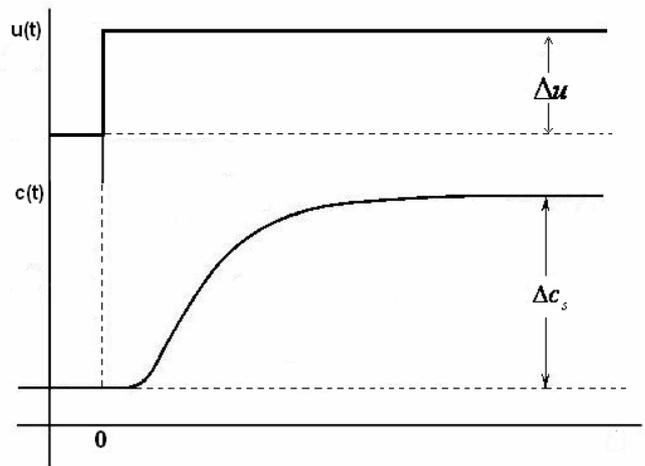


Figura 4.17 Curva de reacción del proceso o respuesta escalón de circuito abierto

El siguiente paso es hacer coincidir la curva de reacción del proceso con el modelo de un proceso simple para determinar los parámetros del modelo.

El término Δc es la perturbación o cambio de salida de la variable de proceso respecto a su valor inicial:

$$\Delta c(t) = c(t) - c(0) \dots\dots\dots (4.39)$$

Se define Δc_s como

$$\Delta c_s = \lim_{t \rightarrow \infty} \Delta c(t) = K \Delta u \dots\dots\dots (4.40)$$

A partir de esta ecuación, y si se tiene en cuenta que la respuesta del modelo debe coincidir con la curva de reacción del proceso en estado estable, se puede calcular la ganancia de estado estacionario del proceso, la cual es uno de los parámetros del modelo que describe la ecuación (4.38)

$$K = \frac{\Delta c_s}{\Delta u} \dots\dots\dots (4.41)$$

El tiempo muerto t_0 y la constante de tiempo τ se determinan de la siguiente forma:

Los valores de t_0 y τ se seleccionan de tal manera que la respuesta del modelo y la real coincidan en la región de alta tasa de cambio. Los dos puntos que se recomiendan son $\left(t_0 + \frac{1}{3\tau}\right)$ y $(t_0 + \tau)$, y para localizar dichos puntos se emplea la ecuación (4.42), calculada con base en la respuesta escalón en la salida del controlador y un modelo de primer orden más tiempo muerto.

$$\Delta c(t) = K\Delta m \cdot u(t-t_0) \left[1 - e^{-\frac{(t-t_0)}{\tau}} \right] \dots\dots\dots (4.42)$$

Sustituyendo en (4.42) se obtiene:

$$\Delta c(t_0 + \tau) = K\Delta u[1 - e^{-1}] = 0.632\Delta c_s \dots\dots\dots (4.43)$$

$$\Delta c\left(t_0 + \frac{1}{3}\tau\right) = K\Delta u[1 - e^{-\frac{1}{3}}] = .283\Delta c_s \dots\dots\dots(4.44)$$

Estos dos puntos, ilustrados en la siguiente figura, se denominan t_2 y t_1 , respectivamente.

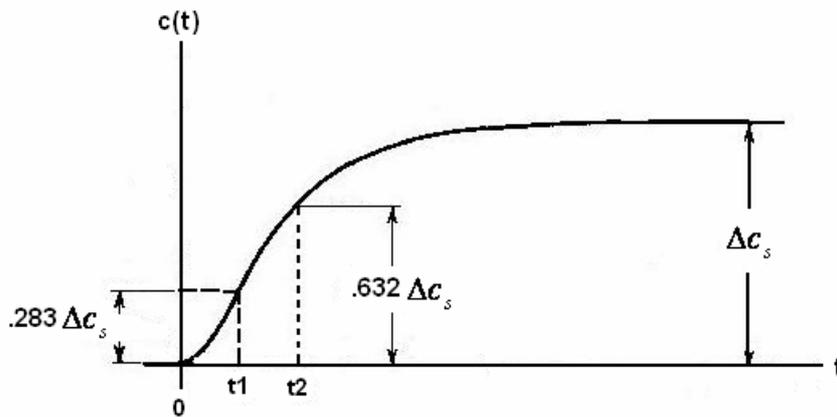


Figura 4.18 Parámetros del modelo de primer orden más tiempo muerto

Los valores de t_0 y τ se pueden obtener fácilmente mediante la simple resolución del siguiente sistema de ecuaciones

$$t_0 + \tau = t_2 \dots\dots\dots(4.45)$$

$$t_0 + \frac{1}{3}\tau = t_1 \dots\dots\dots (4.46)$$

Lo cual se reduce a

$$\tau = \frac{3}{2}(t_2 - t_1) \dots\dots\dots (4.47)$$

$$t_0 = t_2 - \tau \dots\dots\dots (4.48)$$

donde

t_1 = tiempo en el cual $\Delta c = 0.283 \Delta c_s$

t_2 = tiempo en el cual $\Delta c = 0.632 \Delta c_s$

Obtención experimental de la curva de reacción

Datos experimentales recabados del proceso de caracterización de la planta para un cambio en la entrada escalón del controlador en lazo abierto del 25% al 30%.

t [min]	T[°C]	t [min]	T[°C]	t [min]	T[°C]	t [min]	T[°C]	t [min]	T[°C]	t [min]	T[°C]
0	19	14.66	116	29.33	138	44	145	58.66	157.5	73.33	164
.33	19.5	15	117	29.66	138	44.33	145	59	158	73.66	164
.66	20	15.33	117.5	30	138	44.66	145	59.33	158	74	164
1	22	15.66	118	30.33	138.5	45	145	59.66	158	74.33	164
1.33	24	16	119	30.66	139	45.33	145	60	159	74.66	164
1.66	26.5	16.33	120	31	139	45.66	145	60.33	159	75	164
2	30	16.66	121	31.33	139	46	145	60.66	159	75.33	164
2.33	33.5	17	121.5	31.66	139.5	46.33	145.5	61	159	75.66	164
2.66	37	17.33	122	32	139.5	46.66	145.5	61.33	159.5	76	164
3	41	17.66	123	32.33	140	47	145.5	61.66	160	76.33	164
3.33	45	18	124	32.66	140	47.33	145.5	62	160	76.66	164
3.66	48	18.33	124.5	33	140	47.66	146	62.33	160	77	164
4	52	18.66	125	33.33	140	48	146	62.66	160	77.33	164
4.33	56	19	125.5	33.66	140.5	48.33	146	63	160	77.66	164
4.66	60	19.33	126	34	141	48.66	146	63.33	160	78	164.5
5	63	19.66	127	34.33	141	49	146	63.66	160.5	78.33	165
5.33	66	20	127	34.66	141	49.33	146	64	161	78.66	165
5.66	69.5	20.33	128	35	141	49.66	146	64.33	161	79	165
6	72.5	20.66	128	35.33	141.5	50	146	64.66	161	79.33	165
6.33	75	21	129	35.66	142	50.33	146	65	161	79.66	165
6.66	78	21.33	129	36	142	50.66	146	65.33	161	80	165
7	80.5	21.66	130	36.33	142	51	147	65.66	161.5	80.33	165
7.33	83	22	130	36.66	142	51.33	148	66	161.5	80.66	165
7.66	85	22.33	131	37	142	51.66	148.5	66.33	161.5	81	165
8	87	22.66	131	37.33	142.5	52	149	66.66	162	81.33	165
8.33	89.5	23	132	37.66	143	52.33	150	67	162	81.66	165
8.66	91.5	23.33	132	38	143	52.66	150	67.33	162	82	165
9	93.5	23.66	132.5	38.33	143	53	151	67.66	162	82.33	165
9.33	95	24	133	38.66	143	53.33	151.5	68	162	82.66	165
9.66	97	24.33	133	39	143	53.66	152	68.33	162	83	165
10	98	24.66	134	39.33	143.5	54	153	68.66	162.5		
10.33	100	25	134	39.66	143.5	54.33	153	69	162.5		
10.66	102	25.33	134	40	144	54.66	153.5	69.33	163		
11	103	25.66	135	40.33	144	55	154	69.66	163		
11.33	105	26	135	40.66	144	55.33	154.5	70	163		
11.66	106	26.33	135	41	144	55.66	155	70.33	163		
12	107	26.66	135	41.33	144	56	155	70.66	163		
12.33	108	27	135.5	41.66	144	56.33	155.5	71	163		
12.66	110	27.33	136	42	144	56.66	156	71.33	163		
13	111	27.66	136	42.33	144	57	156	71.66	163		
13.33	112	28	136.5	42.66	144.5	57.33	156	72	163		
13.66	113	28.33	137	43	145	57.66	157	72.33	163		
14	114	28.66	137	43.33	145	58	157	72.66	163.5		
14.33	115	29	137.5	43.66	145	58.33	157	73	163.5		

Tabla 4.2 Datos experimentales para la caracterización de la planta

Gráficas de t vs. T

En la figura 4.19 se presenta la curva de reacción obtenida de los datos anexados en la tabla 4.2 para un cambio en la salida del controlador en lazo abierto del 25% al 30% en $t = 50$ s.

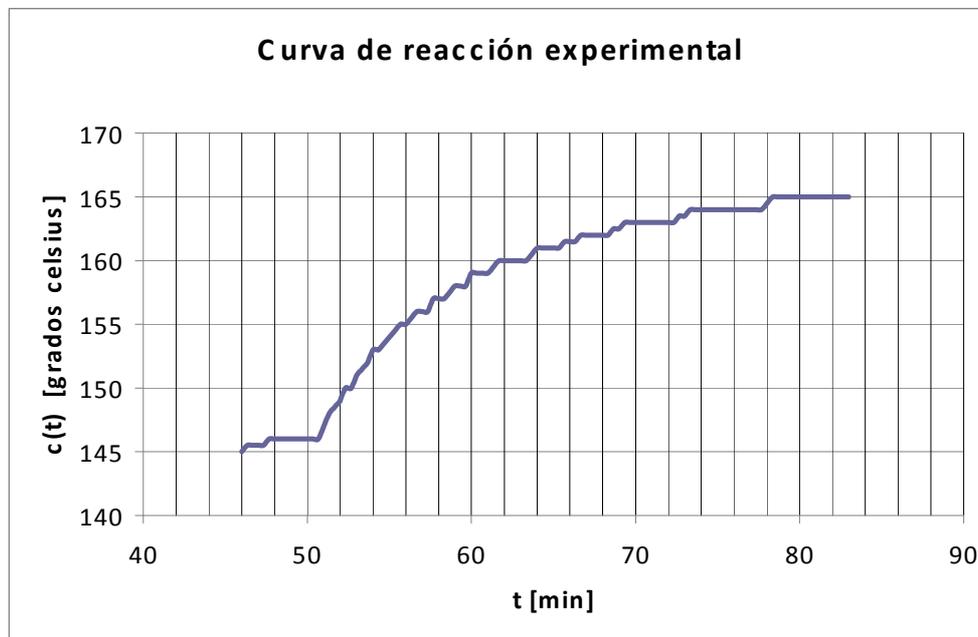


Figura 4.19 Curva de reacción del proceso para un incremento de 5% en la salida del controlador.

Donde:

t [min] es el tiempo a partir del cual se efectúa el cambio en la respuesta del controlador en lazo abierto

$T=c(t)$ [°C] es la temperatura medida por el termómetro de mercurio que está contenido en el recinto térmico

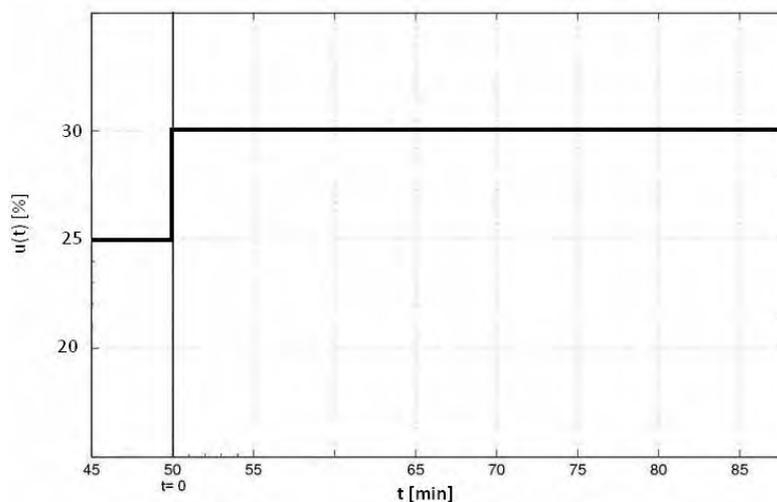


Figura 4.20 Cambio en la salida del controlador en lazo abierto

Obtención experimental del modelo matemático de la planta

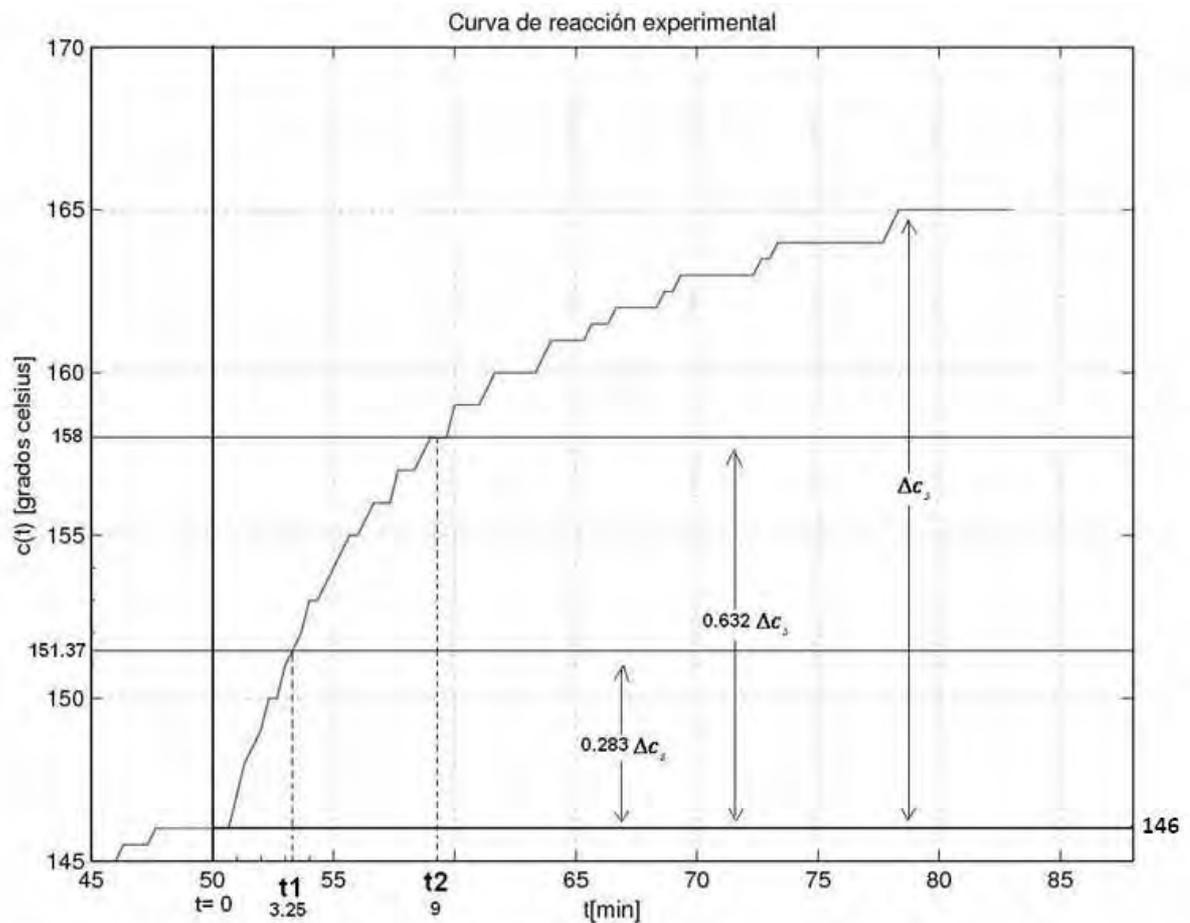


Figura 4.21 Parámetros del modelo primer orden más tiempo de retardo obtenidos mediante el método de Ziegler-Nichols

De la figura 4.21, se obtiene que:

$$t_1 = \text{tiempo en min para el cual } c(t) = 0.283 \Delta c_s \dots\dots\dots (4.49)$$

$$t_2 = \text{tiempo en min para el cual } c(t) = 0.632 \Delta c_s \dots\dots\dots (4.50)$$

Se toma $t=50$ s como un nuevo tiempo de referencia (es decir, el instante de tiempo para el cual se realiza el cambio en la señal del controlador)

$$\Rightarrow \Delta c_s = (165-146) = 19 \text{ }^\circ\text{C}$$

Sustituyendo Δc_s en (4.49) y (4.50), tomando como una nueva referencia de temperatura $T_0=146$ °C

$$c(t_1) = 0.283 \Delta c_s = 0.283 (19) = 5.37 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$c(t_2) = 0.632 \Delta c_s = 0.632(19) = 12 \text{ }^\circ\text{C}$$

De la gráfica se obtiene que

$$t_1 \cong 3.25 \text{ min}$$

$$t_2 \cong 9 \text{ min}$$

Sustituyendo t_1 y t_2 en las ecuaciones (4.47) y (4.48) se pueden calcular los valores para el t_0 y τ

$$\tau = \frac{3}{2}(9 - 3.25) = 8.625 \text{ min}$$

$$t_0 = 9 - 8.625 = 0.375 \text{ min}$$

Por lo tanto

$$\tau = 8.625 \text{ min}$$

$$t_0 = 0.375 \text{ min}$$

Cálculo de la ganancia estática del proceso K

$$K = \frac{\Delta c [^\circ\text{C}]}{\Delta CO [\%]} = \frac{19}{30 - 25} = 3.8 \left[\frac{^\circ\text{C}}{\%} \right] \dots\dots\dots (4.49)$$

Sustituyendo los parámetros obtenidos en el modelo de primer orden más tiempo de retardo descrito por la ecuación $G(s) = \frac{Ke^{-t_0s}}{\tau s + 1}$, se obtiene la función de transferencia de la planta de temperatura.

Sustituyendo K, t_0 y τ en (4.38)

$$G(s) = \frac{3.8e^{-.375s}}{8.625s + 1} \dots\dots\dots (4.50)$$

4.5.3 SISTEMAS CON RETARDO DE TRANSPORTE

Estos sistemas se caracterizan debido a que la salida no comienza a responder a la entrada sino hasta después de un intervalo de tiempo dado.

Los sistemas que están descritos inherentemente por funciones de transferencia trascendentales son más difíciles de manejar. Muchas herramientas analíticas, tal como el criterio de Routh-Hurwitz, están restringidas a funciones de transferencia racionales.

Existen muchas formas de aproximar a e^{-t_0s} por una función racional. Una aproximación es la de Padé, la cual está dada por una aproximación de dos términos:

$$e^{-t_0s} = \frac{1 - \frac{t_0s}{2}}{1 + \frac{t_0s}{2}} \dots\dots\dots (4.51)$$

Si se sustituye la relación (4.51) en (4.38) se obtiene

$$G(s) = \frac{K \left(\frac{1 - \frac{1}{2}t_0s}{1 + \frac{1}{2}t_0s} \right)}{\tau s + 1} = \frac{K \frac{2 - t_0s}{2 + t_0s}}{\tau s + 1} = \frac{K(2 - t_0s)}{(2 + t_0s)(\tau s + 1)} \dots\dots\dots (4.52)$$

$$G(s) = \frac{K(2 - t_0s)}{t_0\tau s^2 + (t_0 + 2\tau)s + 1} \dots\dots\dots (4.53)$$

Sustituyendo los valores obtenidos para K, t_0 y τ

$$G(s) = \frac{11.4 - 1.425s}{3.2355s^2 + 17.625s + 1} \dots\dots\dots (4.54)$$

La cual es la función de transferencia que se emplea para representar la planta de temperatura del experimento de Franck-Hertz y a partir de ella se obtienen las respuestas del sistema a entradas variables.

Capítulo 5: El controlador de temperatura

En el presente capítulo se analizarán a detalle cada una de las etapas que conforman el sistema de control electrónico del experimento de Franck-Hertz, así como el cálculo de los dispositivos electrónicos que forman parte del prototipo experimental, se incluyen los diagramas esquemáticos de cada una de las etapas, y al final del capítulo se proporcionan los resultados obtenidos de forma experimental.

5.1 ACOPLAMIENTO DE LAS SEÑALES

En la figura 5.1 se muestra un diagrama simplificado del sistema de control de temperatura del experimento de Franck-Hertz, el cual se tomará como punto de partida para ir describiendo con más detalle cada una de las etapas que conforman dicho sistema.

El sistema consta de las siguientes etapas:

1. Despliegue y procesamiento de datos
2. Etapa de control
3. Etapa de potencia
4. Planta o sistema térmico
5. Etapa de Acondicionamiento de señal

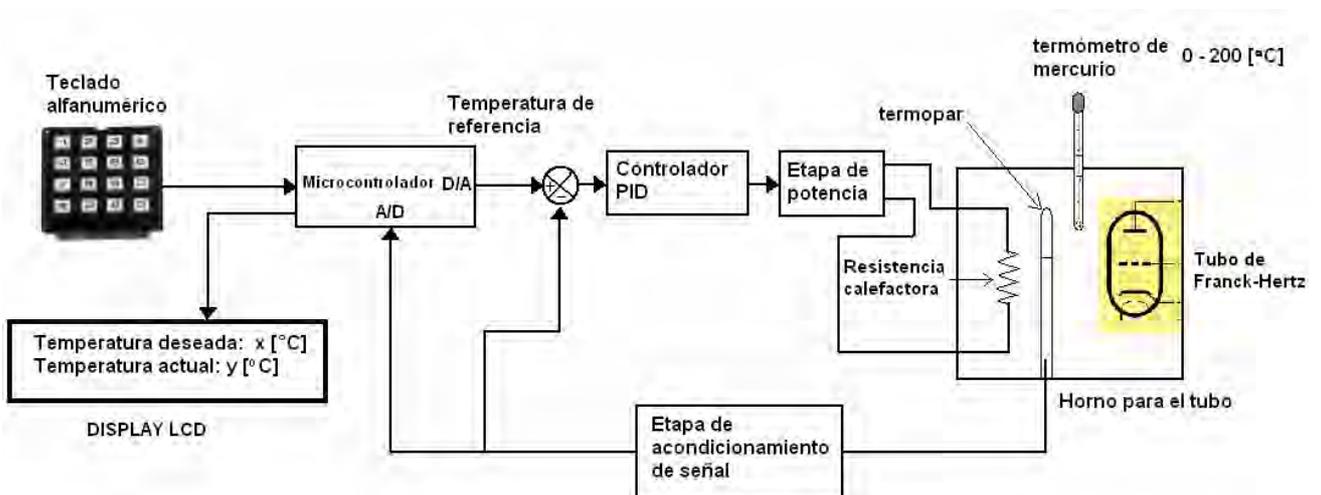


Figura 5.1 Diagrama simplificado del sistema de control de temperatura del experimento de Franck-Hertz

A partir del teclado matricial es posible generar la señal de referencia, o temperatura de referencia, como se describe en el siguiente esquema:

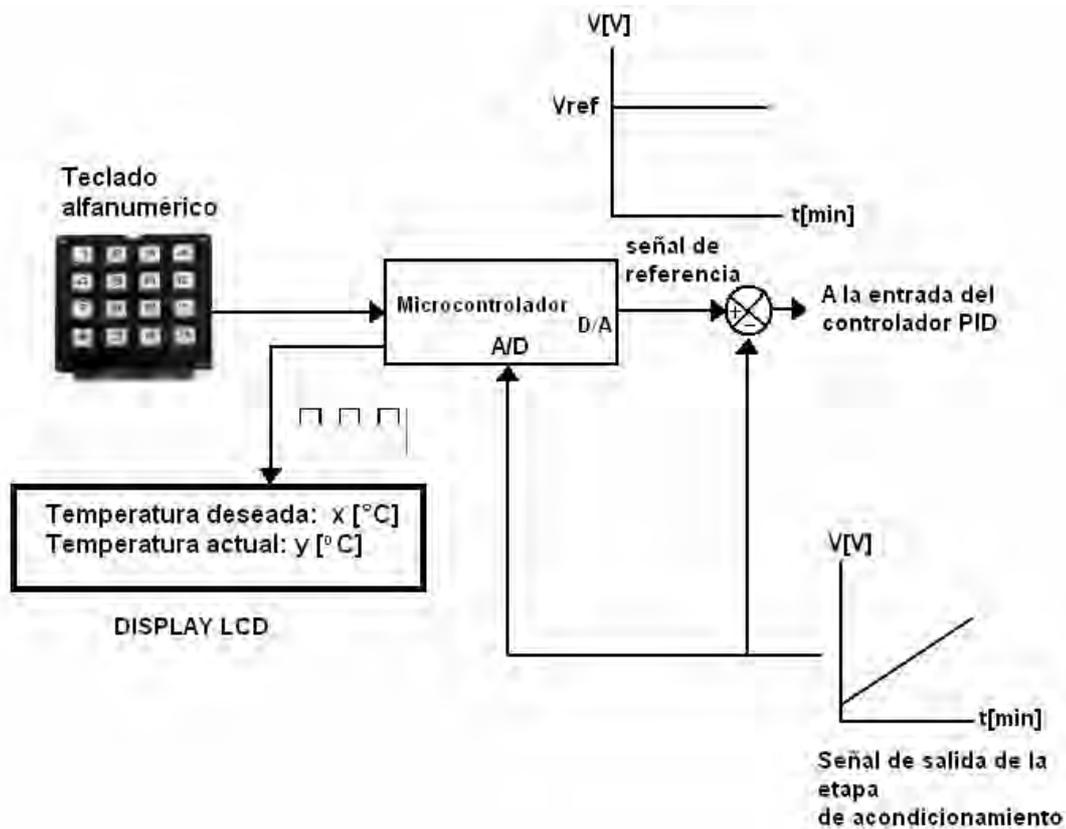


Figura 5.2 Señales involucradas en la etapa de despliegue y procesamiento de datos

El código introducido por el usuario es leído por el microcontrolador a través de los puertos de entrada, dicho código será procesado y convertido en una señal de referencia fija analógica, empleando un convertidor Digital / Analógico externo (DAC08).

Al mismo tiempo la señal de salida analógica de la etapa de acondicionamiento se acopla a una de las terminales del microcontrolador, en específico a la entrada del convertidor A/D que forma parte del microcontrolador; una vez realizada una conversión de señal de analógica a digital, se envía al LCD, el cual se encargará de mostrar en pantalla tanto la magnitud de la temperatura de referencia elegida como la magnitud de temperatura medida en tiempo real (en grados Celsius) por el termopar tipo J contenido dentro de la planta.

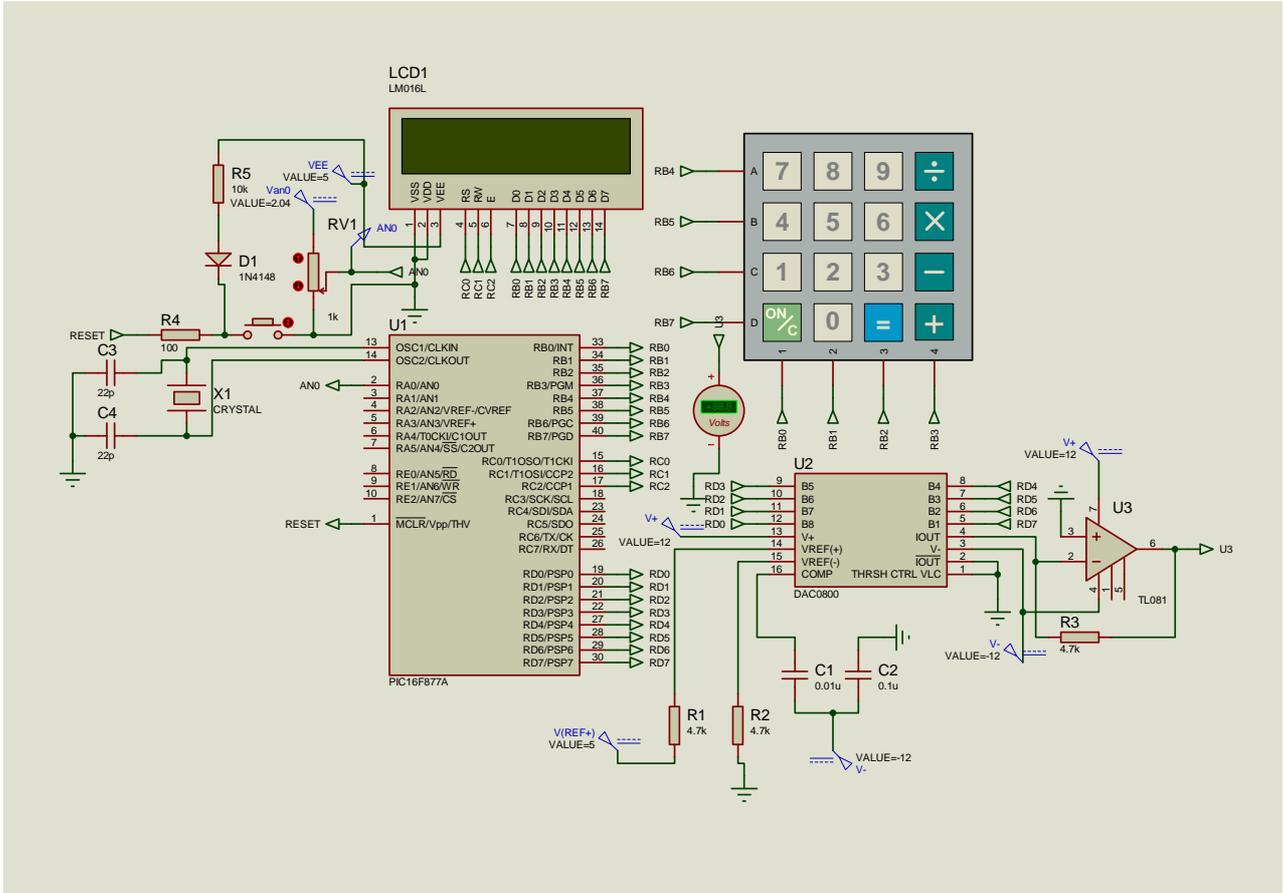


Figura 5.3 Diagrama esquemático de la etapa de despliegue y procesamiento de datos.

Los objetivos primordiales del programa que se muestra en las siguientes páginas se enlistan a continuación:

1. Realizar una conversión de señal analógica (proveniente de la salida del circuito AD594AQ) a digital para poder desplegar una temperatura aproximada en tiempo real de la planta en la pantalla del LCD, para lo cual se emplearon los datos obtenidos de la caracterización del sensor/transductor.
2. Servir como interfaz con el usuario para poder introducir la temperatura de control, siempre y cuando se elija una temperatura dentro del intervalo de operación.
3. Suministrar una señal digital al convertidor digital-analógico externo, con base en la temperatura requerida por el usuario, posteriormente, dicha señal será procesada por el convertidor D/A y a la salida se obtendrá la señal de set point que se acopla a la entrada del controlador PID.

```

//_____MENU INICIAL_____

void menu_inicial (void)
{
    lcd_init();      //inicializa lcd
    lcd_putc(" BIENVENIDO");      // Escribe en el lcd
    delay_ms(400);      //400 mili segundos
    lcd_putc("\f");      //Borra el LCD
    lcd_putc(" PARA INGRESAR\n Presione-> A");
//solicitud de clave.
    for(;;)
    {
        do
        {
            a=kbd_getc();
            }while(a==0);      //Hasta pulsar una tecla.
            if(a=='A')
            {
                TEMP();      //Salto a TEMP
                break;
            }
        }
    }
}

//_____INGRESANDO TEMPERATURA_____
void TEMP(void)
{
    lcd_putc("\f");
    lcd_putc(" INGRESE LA\n TEMPERATURA");
    delay_ms(400);
    lcd_putc("\f");
    lcd_putc(" POSTERIORMENTE\n PULSE B");
    delay_ms(400);
    lcd_putc("\f");
    for(i=1;i<=3;i++)
    {
        do
        {
            c=kbd_getc();
            }while(c==0);      //...pulsar una tecla
            lcd_putc(c);      //muestra tecla pulsada en lcd
            Temperatura[i]=c;
        }
    lcd_putc("\n AHORA PULSE B");
    for(;;)
    {
        do
        {
            b=kbd_getc();
            }while(b==0);      //Hasta pulsar B.
            if(b=='B')
            {

```

```

        sensor();    //Salto a sensor
        break;
    }
}
}

//_____LEYENDO TEMPERATURA_____
void sensor(void)
{
    lcd_putc("\f");

    printf lcd_putc, "Tcontrol:%c%c%c%cC", Temperatura[1], Temperatura[
2], Temperatura[3], simbolo_grados);

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='6') &
(Temperatura[3]=='0'))
            {dac=1;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='6') &
(Temperatura[3]=='2'))
            {dac=2;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='6') &
(Temperatura[3]=='4'))
            {dac=3;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='6') &
(Temperatura[3]=='6'))
            {dac=4;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='6') &
(Temperatura[3]=='8'))
            {dac=5;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='7') &
(Temperatura[3]=='0'))
            {dac=6;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='7') &
(Temperatura[3]=='2'))
            {dac=7;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='7') &
(Temperatura[3]=='4'))
            {dac=8;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='7') &
(Temperatura[3]=='6'))
            {dac=9;}

```

```
        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='8') &
(Temperatura[3]=='0'))
            {dac=11;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='8') &
(Temperatura[3]=='5'))
            {dac=12;}

        if((Temperatura[1]=='1') & (Temperatura[2]=='9') &
(Temperatura[3]=='0'))
            {dac=13;}

switch (dac)
{
    case 1:
        output_d(0x51);
        ADC();        //Salto al menu ADC
        break;

    case 2:
        output_d(0x52);
        ADC();
        break;

    case 3:
        output_d(0x53);
        ADC();
        break;

    case 4:
        output_d(0x55);
        ADC();
        break;

    case 5:
        output_d(0x56);
        ADC();
        break;

    case 6:
        output_d(0x57);
        ADC();
        break;

    case 7:
        output_d(0x59);
        ADC();
        break;
```

```

        case 8:
            output_d(0x5A);
            ADC();
            break;

        case 9:
            output_d(0x5B);
            ADC();
            break;

        case 10:
            output_d(0x5C);
            ADC();
            break;

        case 11:
            output_d(0x5E);
            ADC();
            break;

        case 12:
            output_d(0x61);
            ADC();
            break;

        case 13:
            output_d(0x64);
            ADC();
            break;
    }
}
//_____LECTURA DE ADC_____
void ADC(void)
{
    setup_adc_ports(RA0_ANALOG);
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    set_adc_channel(0);
    while(TRUE)
    {
        valor = read_adc();    //leemos el A/D
        voltios = valor * resolucio;    //conversión del
A/D para representar la Temperatura

        if(voltios<=0.472)
            {opcion=1;}

        if((voltios>0.472) & (voltios<=0.93))
            {opcion=2;}

        if((voltios>0.93) & (voltios<=1.504))
            {opcion=3;}
    }
}

```

```

if((voltios>1.504) & (voltios<=1.652))
    {opcion=4;}

if((voltios>1.652) & (voltios<=1.786))
    {opcion=5;}

if((voltios>1.786) & (voltios<=1.928))
    {opcion=6;}

if((voltios>1.928) & (voltios<=2.04))
    {opcion=7;}

switch (opcion)
{
    case 1:
        temperatural=((111.45 * voltios) - 1.3949)+10;
//Conversión de volts a grados centígrados
        lcd_gotoxy(1,1);
        escala=1;
        printf ( lcd_putc, "\nTactual:%u%cC
",temperatural,simbolo_grados);
        break;

    case 2:
        temperatural=((104.72 * voltios) + 3.2943)+10;
        lcd_gotoxy(1,1);
        escala=1;
        printf ( lcd_putc, "\nTactual:%u%cC
",temperatural,simbolo_grados);
        break;

    case 3:
        temperatural=((83.102 * voltios) + 24.39)+15;
        lcd_gotoxy(1,1);
        escala=1;
        printf ( lcd_putc, "\nTactual:%u%cC
",temperatural,simbolo_grados);
        break;

    case 4:
        temperatural=(( 74.044* voltios) + 37.775)+10;
        lcd_gotoxy(1,1);
        escala=1;
        printf ( lcd_putc, "\nTactual:%u%cC
",temperatural,simbolo_grados);
        break;

    case 5:
        temperatural=((73.226 * voltios) + 39.105)+10;
        lcd_gotoxy(1,1);

```

```

        escala=1;
        printf ( lcd_putc, "\nTactual:%u%cC
",temperatural,simbolo_grados);
        break;

    case 6:
        temperatural=((71.133 * voltios) + 43.015)+10;
        lcd_gotoxy(1,1);escala=1;
        printf ( lcd_putc, "\nTactual:%u%cC
",temperatural,simbolo_grados);
        break;

    case 7:
        temperatural=((89.096 * voltios) + 8.8681)+10;
        lcd_gotoxy(1,1);
        escala=1;
        printf ( lcd_putc, "\nTactual:%u%cC
",temperatural,simbolo_grados);
        break;
    }
}
}

// Fin del programa

```

Acoplamiento de señales al controlador

Para obtener un control más exacto, la señal controlada debe ser realimentada y comparada con la entrada de referencia, y se debe enviar una señal actuante proporcional a la diferencia de la entrada y la salida a través del sistema para corregir el error, como puede observarse en la figura 5.4.

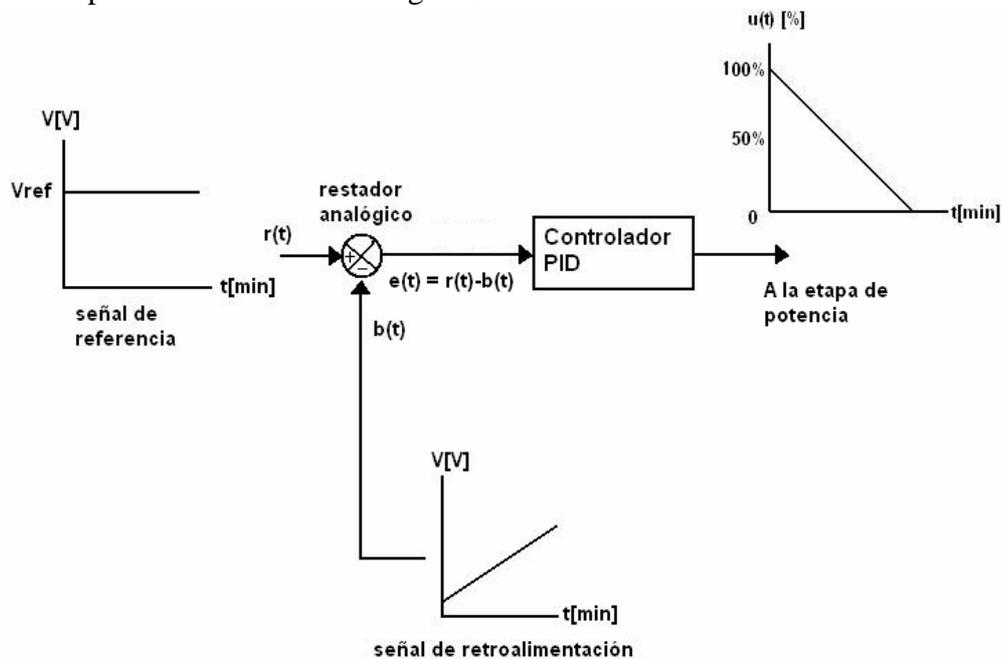


Figura 5.4 Acoplamiento de señales al controlador

Acoplamiento de la señal a la etapa de potencia

La etapa de potencia recibe como entrada la salida del controlador PID, cuya señal es un voltaje analógico variable, y una vez procesada se obtiene a la salida un determinado número de semiciclos de voltaje de línea que le son aplicados a la resistencia eléctrica contenida dentro del horno, según se muestra en el siguiente diagrama:

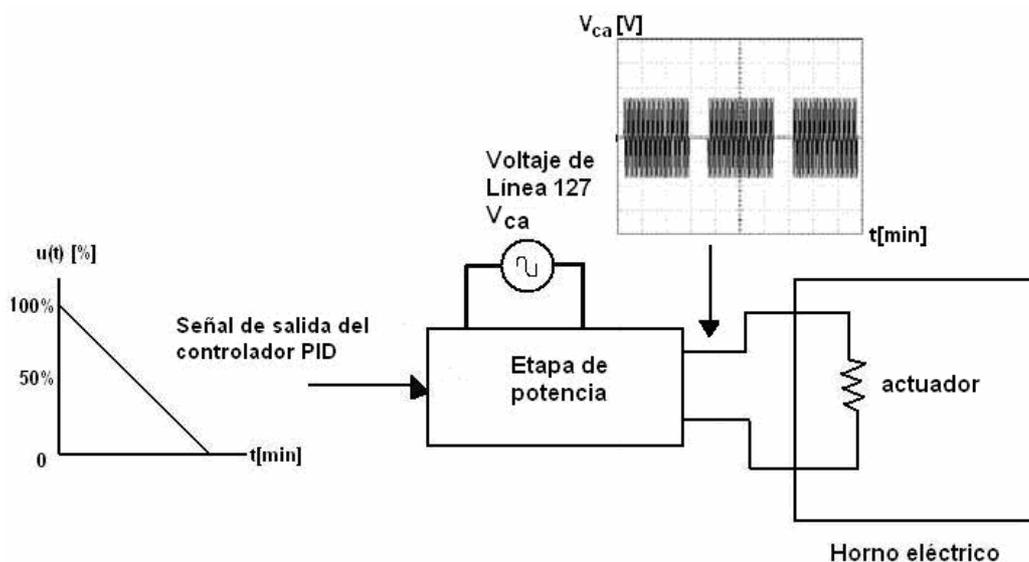


Figura 5.5 Señales involucradas en la etapa de potencia

5.1.1 EL OPTOACOPLADOR

Un optoacoplador (también llamado optoaislador o aislador acoplado ópticamente) combina un LED y un fotodiodo en un solo encapsulado.

Basa su funcionamiento en el empleo de un haz de radiación luminosa para acoplar señales de un circuito a otro sin conexión eléctrica.

Los aislamientos como éste son útiles en aplicaciones de alta tensión en las que los potenciales de los dos circuitos pueden diferir en varios miles de voltios.

La gran ventaja de emplear un optoacoplador reside en el aislamiento eléctrico que puede establecerse entre los circuitos de entrada y salida.

Fundamentalmente este dispositivo está formado por una fuente emisora de luz, y un fotosensor de silicio, que se adapta a la sensibilidad espectral del emisor luminoso, todos estos elementos se encuentran dentro de un encapsulado que por lo general es el tipo DIP.

La figura 5.6 muestra un optoacoplador. Tiene un LED en el lado de entrada y un fotodiodo en el lado de salida. La tensión de la fuente de la izquierda y la resistencia en serie R1 establecen una corriente en el LED.

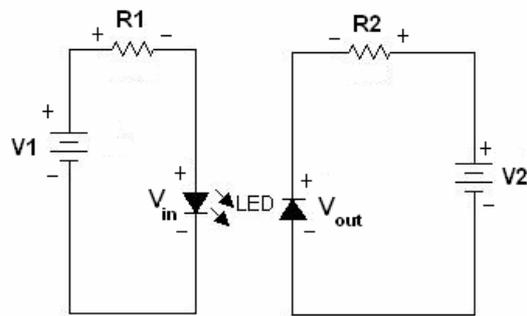


Figura 5.6 El optoacoplador combina un LED y un fotodiodo

Entonces, la luz proveniente del LED incide sobre el fotodiodo, lo que genera una corriente inversa en el circuito de salida, que produce una tensión en la resistencia de salida. La tensión de salida es igual a la tensión de la fuente menos la tensión en la resistencia.

Si la tensión de entrada varía, la cantidad de luz también lo hará, lo que significa que la tensión de salida cambia de acuerdo con la tensión de entrada, es decir, el dispositivo puede acoplar una señal de entrada con el circuito de salida.

Mediante el optoacoplador, el único contacto que hay entre la entrada y la salida es un haz de luz. Por tal causa, es posible tener una resistencia de aislamiento entre los dos circuitos del orden de miles de $M\Omega$.

5.1.2 TIPOS DE OPTOACOPLADORES

Los optoacopladores se clasifican de acuerdo a los dispositivos de salida que se insertan en el dispositivo. Según esta clasificación tenemos los siguientes tipos:

Fototransistor

Se compone de un optoacoplador con una etapa de salida formada por un transistor BJT.

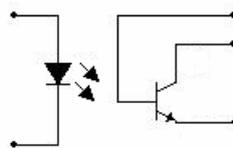


Figura 5.7 Diagrama de un fototransistor

Optotriac

Se compone de un optoacoplador con una etapa de salida formada por un TRIAC, según se muestra en el siguiente esquema.

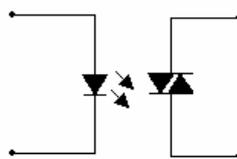


Figura 5.8 optotriac

Optotiristor

Está diseñado para aplicaciones donde sea preciso un aislamiento entre una señal de lógica digital y la línea de AC.

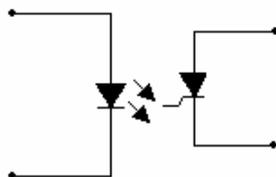


Figura 5.9 Optotiristor

5.1.3 EL TRIAC, TEORÍA Y OPERACIÓN

Un TRIAC es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar el valor promedio de la corriente que fluye a una carga, forma parte de la familia de los tiristores.

El término tiristor incluye todos los dispositivos de corte y conducción, en oposición a aquellos que presentan un cambio gradual en la conducción.

El símbolo esquemático de un TRIAC se muestra en la figura 5.10, junto con los nombres y abreviaciones de sus terminales.

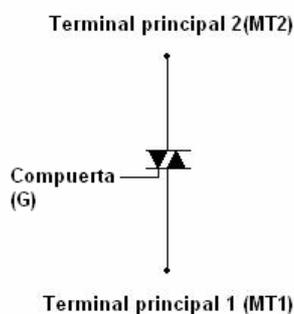


Figura 5.10 Símbolo esquemático y nombre de las terminales de un TRIAC

Cuando el TRIAC es bloqueado, no puede fluir corriente entre sus terminales principales independientemente de la polaridad de la fuente externa aplicada. Por tanto, el TRIAC actúa como un interruptor abierto.

Cuando el TRIAC es llevado a conducción, presenta una resistencia muy baja al paso de la corriente en el camino de un terminal principal al otro, donde el sentido del flujo depende de la polaridad de la fuente externa aplicada.

Cuando el voltaje es más positivo en MT2, la corriente fluye de MT2 a MT1. Cuando el voltaje es más positivo en MT1, la corriente fluye de MT1 a MT2. En cualquier caso el TRIAC actúa como un interruptor cerrado.

En el siguiente esquema se muestran las relaciones circuitales entre la fuente de voltaje, el TRIAC y la carga.

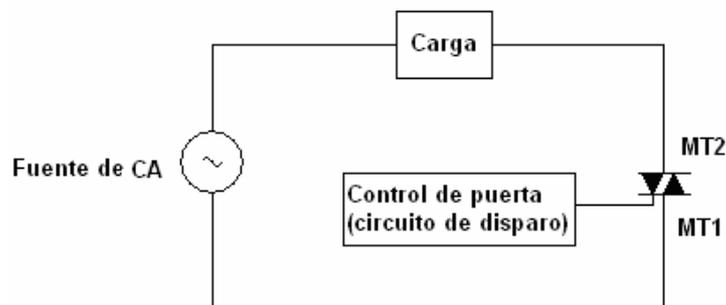


Figura 5.11 Circuito con TRIAC donde se muestra cómo se conectan la fuente de voltaje, la carga y el TRIAC.

El valor promedio de la corriente que se entrega a la carga puede afectarse variando la cantidad de tiempo por ciclo que el TRIAC permanece en el estado de conducción. Si permanece en el estado de conducción durante una pequeña porción del tiempo de ciclo, el promedio de la corriente que fluye durante muchos ciclos será bajo. Si permanece en el estado de conducción durante una gran porción del tiempo de ciclo, entonces el promedio de la corriente será alto.

Se muestra a continuación las formas de onda de voltaje en la carga y voltaje en el TRIAC (entre los terminales MT1 y MT2) para dos condiciones diferentes.

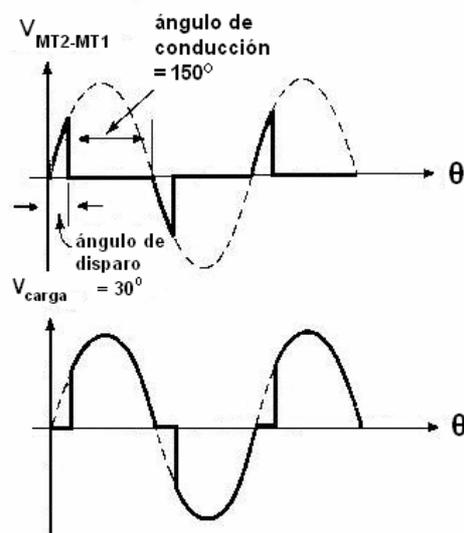


Figura 5.12 Angulo de disparo igual a 30° en ambos semiciclos, positivo y negativo

La forma de onda de la figura 5.12 muestra al TRIAC en corte durante los primeros 30° de cada semiciclo; durante estos 30° el TRIAC está actuando como un interruptor abierto. Durante este tiempo la totalidad del voltaje de línea cae a través de los terminales principales del TRIAC, y no se aplica voltaje a la carga.

Por lo tanto no hay flujo de corriente por el TRIAC o por la carga. La porción del semiciclo durante el cual existe esta situación se denomina ángulo de disparo.

Después de transcurridos los 30° , el TRIAC conduce, y actúa como un interruptor cerrado. En este instante el TRIAC comienza a conducir a través de sus terminales principales y a través de la carga y continúa la conducción de corriente por el resto del semiciclo.

La porción del semiciclo durante la cual el TRIAC está en conducción se denomina ángulo de conducción. El ángulo de conducción en la figura 5.12 es 150° .

Las formas de onda muestran que durante el ángulo de conducción la totalidad del voltaje de línea se aplica a la carga, y se tiene un voltaje de 0 V a través de los terminales principales del TRIAC.

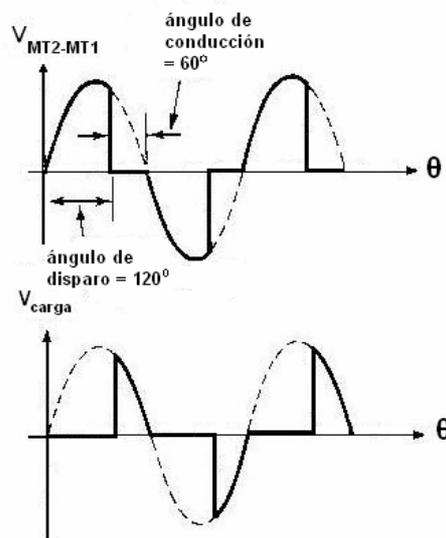


Figura 5.13 Ángulo de disparo igual a 120° para ambos semiciclos

La figura 5.13 muestra la misma forma de onda con un ángulo de disparo más grande, el ángulo de disparo es 120° y el ángulo de conducción es 60° . Dado que la corriente fluye durante una pequeña porción de la totalidad del ciclo en este caso, el promedio de corriente es menor que cuando se encontraba en la condición de la figura 5.12.

Por lo tanto, se transfiere menos potencia de la fuente a la carga.

Características eléctricas de los TRIACS

Cuando un TRIAC está polarizado con un voltaje externo más positivo en MT2 (llamada directa o polarización de terminal principal positivo), generalmente se dispara por una corriente que fluye de la terminal Gate a MT1. Las polaridades de los voltajes y las direcciones de las corrientes en este caso se muestran en la figura 5.14(a).

La terminal G(Gate) tiene una polaridad positiva con respecto a MT1, lo cual hace que la corriente de disparo fluya hacia el dispositivo desde la terminal Gate y hacia fuera del dispositivo por la terminal MT1.

El voltaje de Gate necesario para disparar el TRIAC está simbolizado por V_{GT} ; la corriente de Gate necesaria para el disparo está simbolizada por I_{GT} .

La mayoría de los TRIACS de mediana potencia tienen un V_{GT} del orden de .6 a 2 V y una I_{GT} entre 0.1 y 20 mA.

Estas características varían considerablemente con cambios en la temperatura. Las variaciones típicas de las características con la temperatura se encuentran graficadas en las hojas de datos que proporciona el fabricante.

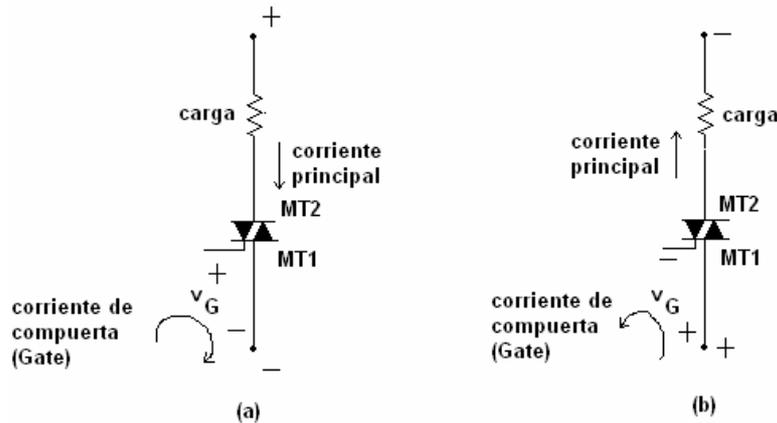


Figura 5.14 (a) Polarización directa. (b) Polarización inversa

Cuando el TRIAC está polarizado más positivo en MT1 (denominado inverso o polarización de terminal principal negativo), como se muestra en la figura 5.14 (b), el disparo generalmente se ejecuta enviando corriente de compuerta (Gate) por la terminal MT1 y hacia fuera del TRIAC por la terminal Gate.

El voltaje de compuerta será negativo con respecto a MT1 para realizarlo. La polaridad de los voltajes y las direcciones de las corrientes para el caso de polarización inversa se ilustran en la figura 5.14 (b).

Un TRIAC no requiere que continúe circulando una corriente a través de la terminal Gate una vez que ha entrado en conducción, el TRIAC permanece en dicho estado hasta que cambie la polaridad de sus terminales principales o hasta que la corriente principal caiga por debajo de la corriente de mantenimiento, I_{HO} .

La mayoría de los TRIACS de mediana potencia tienen una I_{HO} del orden de 100 mA o menos.

Otras características eléctricas importantes las cuales caracterizan a los TRIACS son:

1. El valor RMS de la máxima corriente principal permitida, $I_{T(RMS)}$
2. El valor del voltaje de ruptura, V_{DROM} , el cual es el voltaje máximo de pico aplicado entre las terminales principales que puede bloquear el TRIAC en cualquier dirección, si el voltaje instantáneo aplicado entre las terminales MT2 y MT1 excediera V_{DROM} , el TRIAC se rompe y comienza a dejar circular corriente por las terminales principales.

Esto no daña el TRIAC, pero significa una pérdida del control de compuerta (Gate). Para prevenir la ruptura, el TRIAC deberá tener un valor de V_{DROM} mucho mayor que el valor de pico del voltaje de CA que maneja el circuito. Los valores más usuales de V_{DROM} para los TRIACS son 100, 200, 400 y 600 V.

Para muchos fabricantes, la secuencia de valores de $I_{T(RMS)}$ disponibles son 1, 3, 6, 10, 15 y 25 A; otras secuencias similares también son usadas por fabricantes de TRIACS.

Otro valor eléctrico importante en las hojas de especificaciones de los TRIACS es V_{TM} , voltaje a través de las terminales principales en estado de conducción. Idealmente, el voltaje en estado de conducción deberá ser 0 V, pero generalmente V_{TM} está entre 1 y 2 V en los TRIACS reales.

Un valor de V_{TM} bajo es deseable porque significa que el TRIAC en condición cerrado duplica la acción de un interruptor mecánico, aplicando la totalidad del voltaje a la carga.

También significa que el TRIAC mismo disipa una potencia muy pequeña. La potencia disipada en el TRIAC está dada por el producto de la corriente principal y el voltaje entre las terminales principales MT1 y MT2. Es indeseable una gran disipación de potencia desde el punto de vista de protección del TRIAC de las altas temperaturas y también desde el punto de vista de transferencia de energía de la fuente a la carga.

5.1.4 CIRCUITOS DRIVER PARA TRIACS

Además del empleo en circuitos de control de fase, los TRIACS también pueden utilizarse para controlar potencia de CA mediante un control on-off, permitiendo entrar en conducción al tiristor por un determinado número de ciclos completos de voltaje de CA.

Esta forma de control permite a circuitos lógicos digitales y a microprocesadores controlar fácilmente potencia de CA con la ayuda de circuitos drivers (de excitación o disparo) para TRIACS, ya sea que incluyan o no detección de cruce por cero.

Control remoto de voltaje de CA

Las instalaciones eléctricas de edificios frecuentemente requieren de cableado para iluminación con una magnitud de tensión eléctrica de 115 V.

Mediante el empleo de un optoacoplador MOC3011, un TRIAC, y una fuente de bajo voltaje, es posible controlar grandes cargas de iluminación a distancia mediante el empleo de cableado con señal de bajo voltaje y completamente aislado de la línea de CA.

Tal tipo de cableado no requiere la instalación convencional empleada para tender cable de línea CA, con la ventaja de reducción de costos en la instalación del sistema de iluminación en instalaciones residenciales o comerciales, un ejemplo es mostrado en la figura 5.15.

Naturalmente, la carga podría ser un motor eléctrico, un ventilador, una bomba hidráulica, válvulas electro-neumáticas, etc.

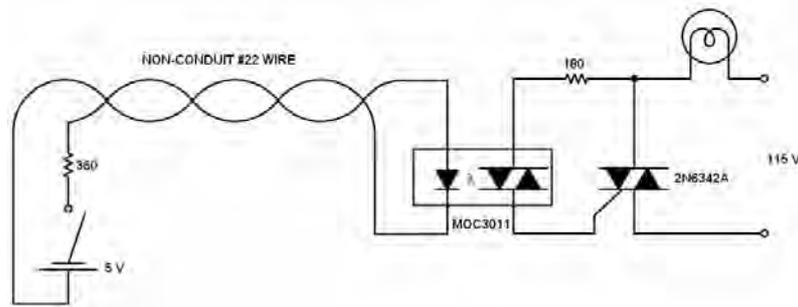


Figura 5.15 Control Remoto de cargas de CA mediante cableado de bajo voltaje

Acoplamiento de la señal de un microprocesador a dispositivos alimentados por V_{CA}

La salida de un puerto (I/O) de un microprocesador típico es compatible con dispositivos TTL, sin embargo, dicha salida no es suficiente para excitar la entrada de un optoacoplador como el MOC3011.

Como una alternativa para solucionar este problema, se emplea la serie 7400 de compuertas estándar, las cuales son compatibles con las salidas de los puertos de un microprocesador MC6821, MC6846, o algún otro modelo similar.

La salida de la compuerta estándar puede excitar directamente a un MOC3011 como se muestra en la figura 5.16.

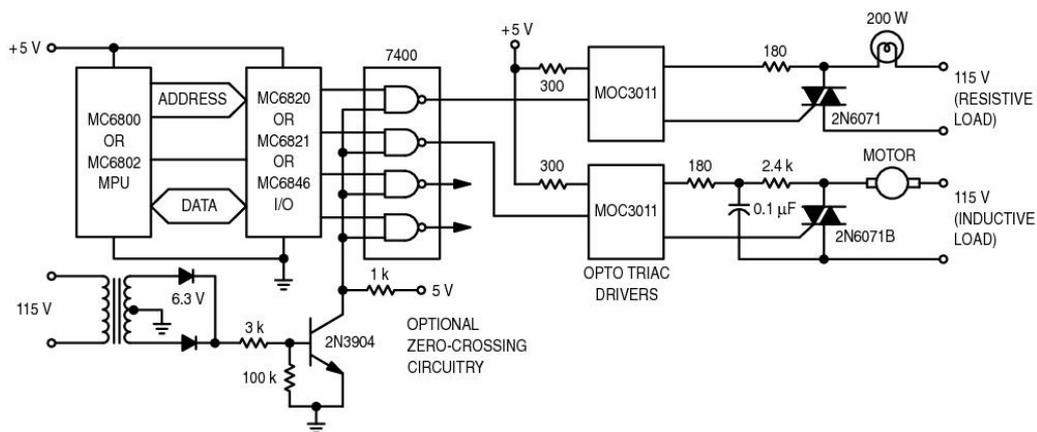


Figura 5.16 Interfase de conexión de un microprocesador a cargas alimentadas por V_{CA}

Si la segunda entrada de la compuerta es conectada a un circuito timer, es posible energizar el TRIAC únicamente en los cruces de cero de la señal del voltaje de línea, como se muestra en la figura 5.16

Esta técnica de detección por cruce de cero extiende la vida útil de lámparas incandescentes, reduce el esfuerzo debido a los picos de corriente en el TRIAC, y reduce la interferencia electromagnética (EMI) generada por la conmutación de la carga.

Excitación de un TRIAC empleando detección de cruce por cero

Para aplicaciones en las cuales se induce interferencia electromagnética, la conmutación de la carga sin emplear detección de cruce por cero es un problema.

Sin embargo, el empleo de un circuito que incluya detección de cruce por cero, como el MOC3030, o el MOC3041 es una buena alternativa de solucionar problemas por interferencia electromagnética

El circuito de la siguiente figura ilustra el empleo de optoacopladores con detección de cruce por cero incluido, nótese la similitud con el diagrama de la figura 5.16.

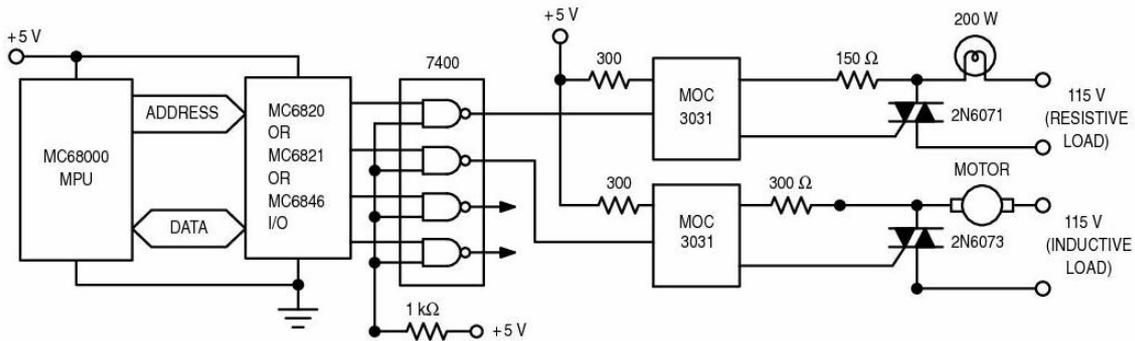


Figura 5.17 Interfase de conexión del microprocesador MC6800 a cargas alimentadas por CA empleando un optoacoplador que incluye internamente detección de cruce por cero.

Acoplamiento de señal a la etapa de acondicionamiento de señal

La señal de salida del termopar tipo J, se acopla al circuito acondicionador de señal AD594, el cual convierte la señal de salida del termopar en la señal de referencia del controlador PID.

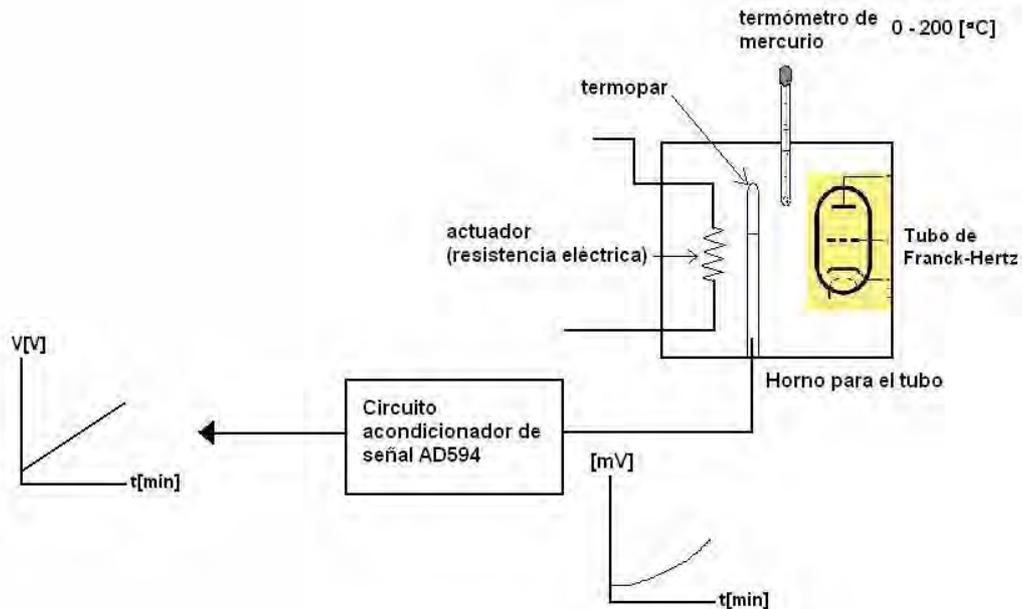


Figura 5.18 Señales involucradas en la etapa de acondicionamiento de señal

5.2 ACONDICIONAMIENTO DE LAS SEÑALES

5.2.1 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL PARA SALIDA DE TERMOPAR

Cuando se proyecta un acondicionamiento de señal para un termopar se presentan dos tipos de problemas, uno con relación a las tensiones interesadas, que son muy bajas, y otro a la compensación de la unión fría.

A la temperatura ambiente, la fem. termoeléctrica es del orden de mV; por ello, se deben tomar muchas precauciones para impedir que las perturbaciones (por ejemplo el ruido) afecten la medición.

Si la señal del termopar se pretende utilizar en ambientes con “ruido eléctrico”, generalmente este ruido tiene una mayor amplitud que la respuesta del propio termopar, así que se debe de amplificar de manera “diferencial” este tipo de señal con el objetivo de reducir los posibles errores al momento de amplificar la señal.

Así, generalmente la señal se amplifica para pasar de algunos mV al rango de V. En la etapa de amplificación es muy común utilizar amplificadores operacionales de instrumentación.

Debido a que el número de electrones libres en una pieza metálica depende tanto de la temperatura como de la composición del metal, dos piezas de metales distintos en contacto isotérmico producirán una diferencia de potencial la cual es una función repetitiva de la temperatura, como se muestra en la figura 5.19.

El voltaje resultante depende de las temperaturas T_1 y T_2 , en un modo repetitivo.

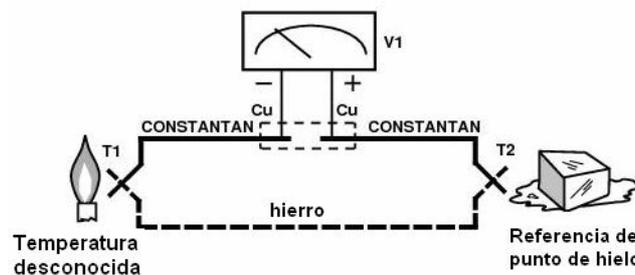


Figura 5.19 Voltaje de termopar con 0°C de referencia

Debido a que un termopar es básicamente un dispositivo de medición diferencial más que de medición absoluta de temperatura, una temperatura de referencia es requerida para una de las uniones si la temperatura de la otra unión será utilizada para generar un voltaje de salida.

La sensibilidad a la temperatura de un circuito integrado de silicio es en mayor grado predecible y repetitiva. Esta sensibilidad es aprovechada en el circuito integrado AD594 para producir una temperatura contra voltaje referida a la unión fría de un termopar tipo J como se muestra en la figura 5.20.

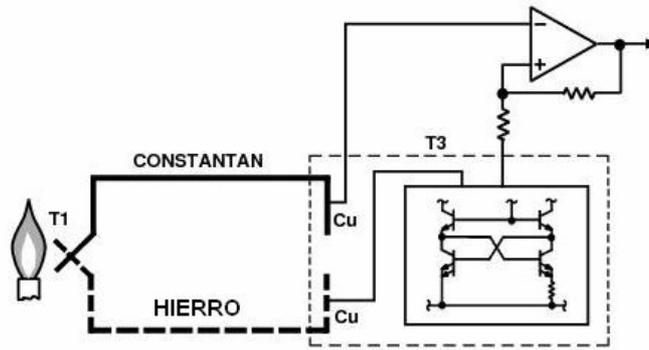


Figura 5.20 Conexión de uniones isotérmicas

5.2.2 AMPLIFICADORES DIFERENCIALES Y DE INSTRUMENTACIÓN

El amplificador diferencial básico

El amplificador diferencial puede medir y también amplificar pequeñas señales que quedan ocultas en señales mucho más intensas.

Cuatro resistencias de precisión (1%) y un amplificador operacional componen un amplificador diferencial, como se muestra en la figura 5.21.

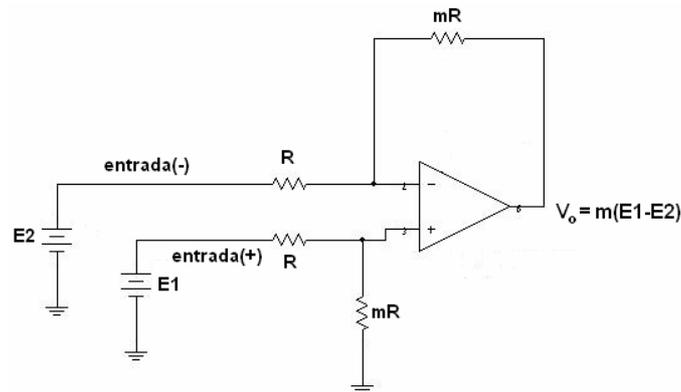


Figura 5.21 Amplificador diferencial básico

La salida V_o se define por:

$$V_o = m(E1 - E2) \dots \dots \dots (5.1)$$

donde m es un número real positivo $m > 0$

La ecuación (5.1) muestra que el voltaje de salida del amplificador diferencial V_o es proporcional a la diferencia de voltajes aplicada en las entradas (+) y (-). El multiplicador m se denomina ganancia diferencial y se establece por la relación entre resistencias. Cuando $E1 = E2$ el voltaje de salida es 0.

Voltaje en modo común

La salida del amplificador diferencial debe ser 0 cuando $E_1=E_2$. El modo más simple de aplicar voltajes iguales es cablear ambas entradas juntas y conectarlas a la fuente de voltaje, según se puede verificar en el siguiente esquema:

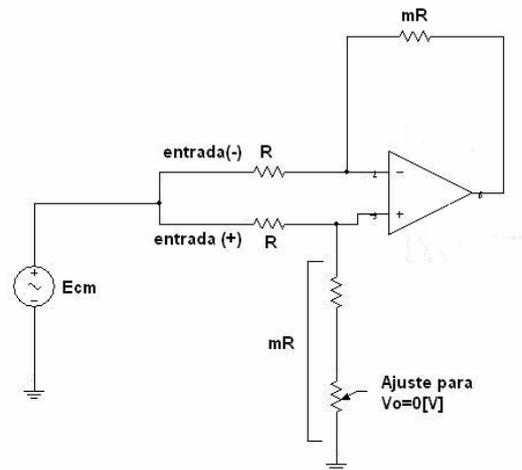


Figura 5.22 Configuración de voltaje en modo común

Para dicha conexión, el voltaje de entrada se denomina voltaje de entrada en modo común E_{CM} . Esta configuración del amplificador operacional permite que una señal débil se capte extrayéndola de una señal de ruido más intensa.

Es posible arreglar el circuito de modo que la señal más intensa no deseada, sea el voltaje de entrada en modo común y la pequeña señal el voltaje de entrada diferencial.

Entonces, el voltaje de salida del amplificador diferencial contendrá sólo una versión amplificada del voltaje diferencial de entrada.

Medición con un amplificador diferencial

Un amplificador diferencial se emplea para medir sólo el voltaje de señal. El voltaje de señal E_i se conecta a través de las entradas (+) y (-) del amplificador diferencial.

El voltaje de ruido E_n se convierte en el voltaje de modo común de entrada al amplificador diferencial.

Por tanto, el voltaje de ruido no se amplifica y se ha eliminado en forma efectiva sin tener ningún efecto significativo en la salida V_o .

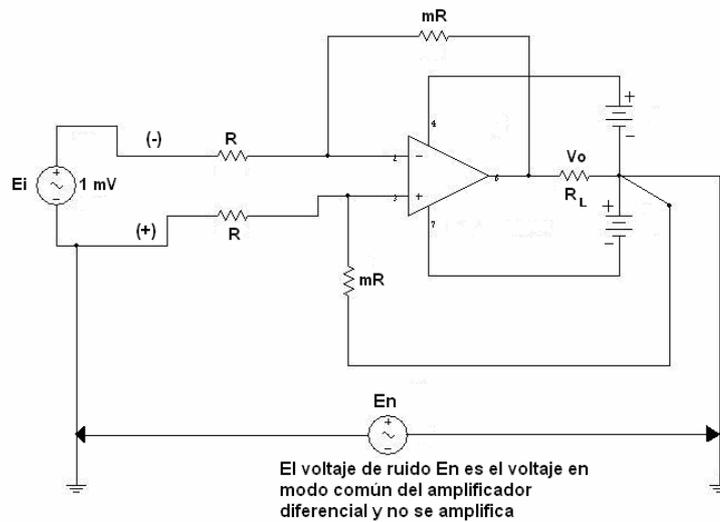


Figura 5.23 Amplificación de una señal de 1 mV de magnitud

El amplificador diferencial está conectado de tal forma que el voltaje del ruido es el voltaje en modo común y no se amplifica. Solamente el voltaje de señal E_i es amplificado porque está conectado como entrada de voltaje diferencial.

Amplificador de instrumentación

El amplificador de instrumentación es de los más útiles, precisos y versátiles disponibles en la actualidad. Se encuentran al menos uno de ellos en cada unidad de adquisición de datos.

Está hecho de tres amplificadores operacionales y siete resistencias, como se puede observar en la figura 5.24.

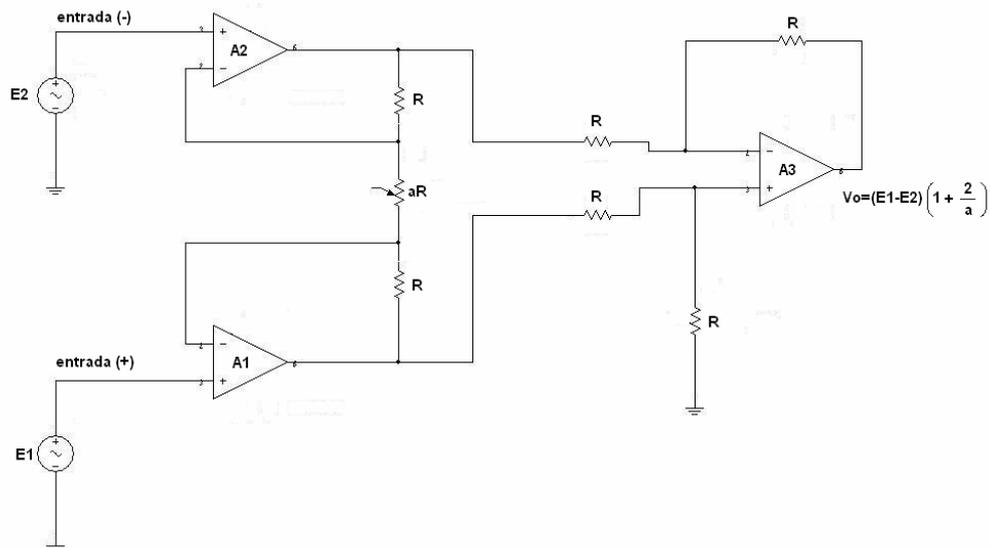


Figura 5.24 Amplificador de instrumentación

El amplificador operacional A3 y sus cuatro resistencias iguales R forman un amplificador diferencial con una ganancia unitaria. Sólo una resistencia aR, se usa para establecer la ganancia de acuerdo con

$$V_o = (E_1 - E_2) \left(1 + \frac{2}{a} \right) \dots \dots \dots (5.2)$$

E1 se aplica a la entrada (+) y E2 a la entrada (-), Vo es proporcional a la diferencia entre los voltajes de entrada. Las características del amplificador de instrumentación se resumen como sigue:

1. La ganancia de voltaje, desde la entrada diferencial (E1-E2) a la salida de extremo único, se establece con una resistencia.
2. La impedancia de entrada de ambas entradas es muy alta y no cambia al variar la ganancia.
3. Vo no depende del voltaje común a E1 y E2, sólo de su diferencia.

5.2.3 AMPLIFICADORES MONOLÍTICOS PARA TERMOPAR

El AD594 es un amplificador de instrumentación completo e incluye un compensador para unión fría de termopar, contenidos dentro de un chip monolítico.

Combina una referencia con el punto de hielo (0 °C) con un amplificador precalibrado que produce una salida de $10 \frac{mV}{^{\circ}C}$ directamente de un termopar tipo J (hierro-constantán).

A continuación se proporciona el diagrama esquemático de conexiones del circuito integrado AD594AQ, el cual tiene como función amplificar, compensar, y linealizar la pequeña señal generada por el termopar tipo J ante cambios de temperatura dentro del horno que contiene el tubo de Franck-Hertz.

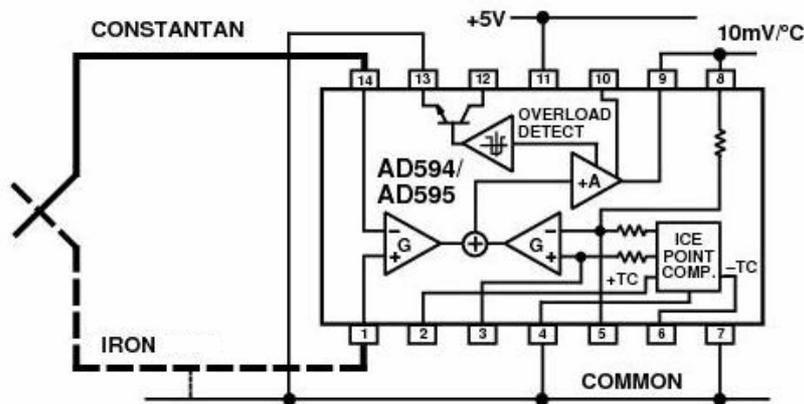


Figura 5.25 Diagrama esquemático de la conexión del circuito AD594AQ

5.2.4 CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL DEL SENSOR/TRANSDUCTOR

En la siguiente tabla se muestran los datos recabados de la caracterización del termopar efectuada para obtener las magnitudes del voltaje de salida del circuito acondicionador de señales AD594 contra la temperatura interior del horno para el experimento de Franck-Hertz.

V[V]	T[°C]								
.194	19	1.055	115	1.341	137	1.455	145	1.612	159
.196	19.5	1.067	116	1.343	137.5	1.456	145	1.618	159
.206	20	1.074	117	1.347	138	1.459	145	1.619	159.5
.219	22	1.085	117.5	1.35	138	1.461	145	1.62	160
.24	24	1.096	118	1.355	138	1.461	145	1.622	160
.262	26.5	1.105	119	1.358	138.5	1.464	145.5	1.624	160
.29	30	1.117	120	1.365	139	1.465	145.5	1.628	160
.322	33.5	1.124	121	1.37	139	1.467	146	1.632	160
.353	37	1.133	121.5	1.372	139	1.468	146	1.634	160.5
.382	41	1.144	122	1.374	139.5	1.471	146	1.637	161
.413	45	1.151	123	1.375	139.5	1.474	146	1.638	161
.442	48	1.159	124	1.378	140	1.476	146	1.64	161
.472	52	1.168	124.5	1.383	140	1.48	146	1.643	161
.501	56	1.175	125	1.384	140	1.484	146	1.644	161.5
.532	60	1.182	125.5	1.388	140	1.487	147	1.648	161.5
.559	63	1.189	126	1.391	140.5	1.494	148	1.65	162
.586	66	1.195	127	1.391	141	1.498	148.5	1.653	162
.612	69.5	1.205	127	1.394	141	1.502	149	1.654	162
.636	72.5	1.212	128	1.398	141	1.508	150	1.657	162
.66	75	1.221	128	1.401	141	1.511	150	1.659	162
.685	78	1.224	129	1.406	141.5	1.517	151	1.661	162.5
.705	80.5	1.232	129	1.409	142	1.523	151.5	1.663	163
.726	83	1.242	130	1.411	142	1.528	152	1.666	163
.746	85	1.248	130	1.415	142	1.537	153	1.667	163
.766	87	1.253	131	1.416	142.5	1.543	153	1.668	163
.786	89.5	1.261	131	1.418	143	1.548	153.5	1.671	163
.808	91.5	1.267	132	1.423	143	1.55	154	1.672	163
.824	93.5	1.27	132	1.428	143	1.554	154.5	1.675	163
.844	95	1.276	132.5	1.429	143	1.558	155	1.675	163.5
.86	97	1.283	133	1.432	143	1.564	155	1.677	164
.876	98	1.291	133	1.433	143.5	1.566	155.5	1.679	164
.893	100	1.296	134	1.436	143.5	1.57	156	1.68	164
.911	102	1.3	134	1.438	144	1.571	156	1.683	164
.924	103	1.304	134	1.441	144	1.577	156	1.685	164
.938	105	1.307	135	1.443	144	1.582	157	1.687	164
.952	106	1.31	135	1.444	144	1.585	157	1.688	164
.967	107	1.316	135	1.446	144	1.592	157	1.69	164
.98	108	1.32	135	1.447	144	1.596	157.5	1.691	164.5
.994	110	1.322	135.5	1.448	144	1.599	158	1.692	165
1.006	111	1.325	136	1.45	144.5	1.6	158	1.694	165
1.018	112	1.33	136	1.448	145	1.603	158	1.695	165

1.028	113	1.333	136.5	1.451	145	1.607	159	1.697	165
1.042	114	1.338	137	1.452	145	1.611	159	1.7	165

Tabla 5.1 Resultados experimentales de la caracterización del sensor/transductor

Gráficas de Voltaje(AD594AQ) vs. Temperatura (planta)

A continuación se presenta la gráfica obtenida de voltaje contra temperatura empleando los datos experimentales recabados en la tabla 5.26.

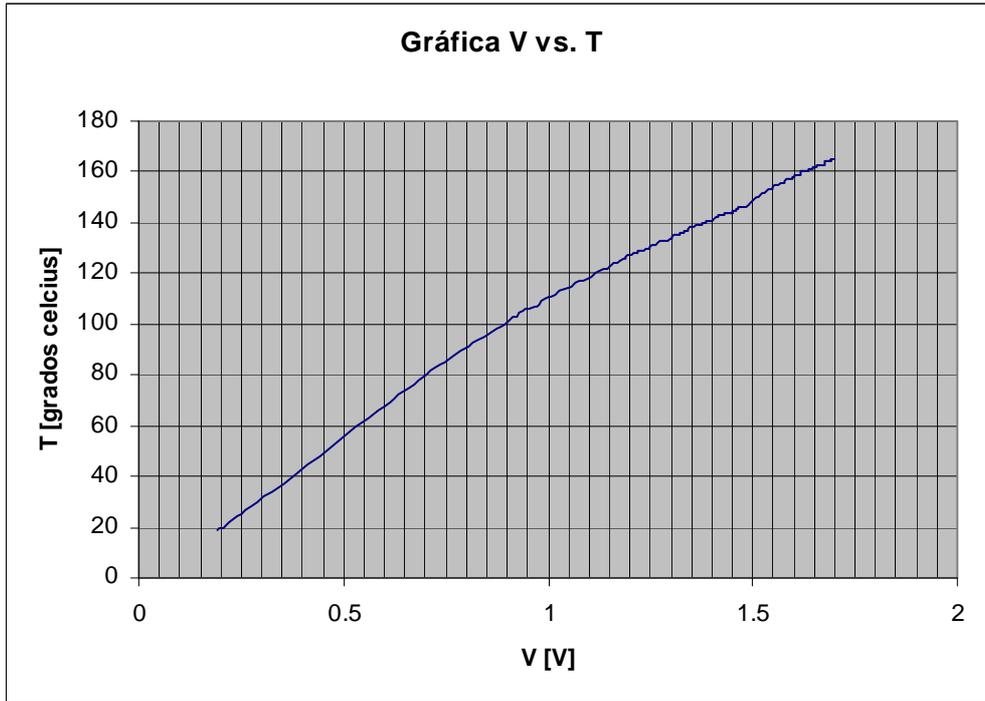


Figura 5.26 Gráfica de la señal obtenida a la salida del circuito AD594AQ para el termopar tipo J contra la temperatura del horno cuantificada por el termómetro de mercurio.

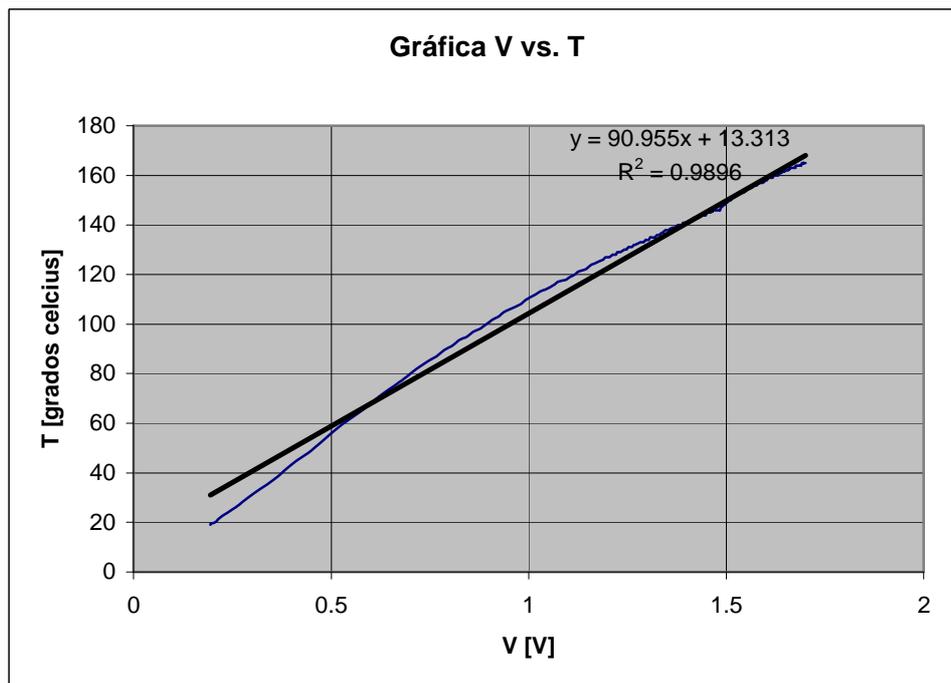


Figura 5.27 Aproximación lineal empleando el método de los mínimos cuadrados para la salida del circuito AD594AQ vs. Temperatura de la planta

5.3 ETAPA DE SALIDA (ENERGÍA)

La etapa de potencia se encarga de regular el número de semiciclos de voltaje de línea 127 V_{CA} que le son aplicados a la resistencia eléctrica contenida dentro del horno.

En la siguiente figura se muestra el diagrama de bloques de la etapa de potencia empleada en el presente trabajo.

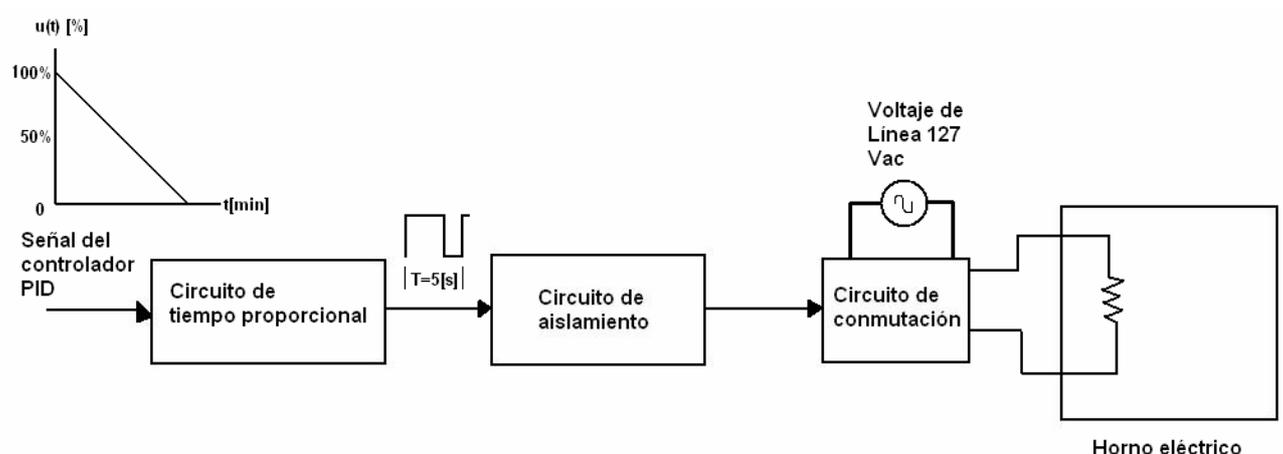


Figura 5.28 Diagrama de bloques de la etapa de potencia

La etapa de potencia consiste de un generador de tiempo proporcional, una etapa de aislamiento eléctrico y un circuito de conmutación.

5.3.1 CIRCUITO GENERADOR DE TIEMPO PROPORCIONAL

El circuito generador de tiempo proporcional recibe la señal de salida del controlador PID (señal de control) y la transforma en un pulso cuya duración es proporcional a la señal de control.

Si se considera un periodo de 5 s para la señal de salida del circuito de tiempo proporcional, la señal del controlador determina cuanto tiempo deberá estar conectada la resistencia eléctrica a la línea de CA por cada periodo de señal.

Si expresamos la señal del controlador en porcentaje, se tiene la siguiente relación, según se muestra en la tabla 5.2:

Señal del controlador [%]	Tiempo de encendido [s]	Tiempo de desconexión [s]
0	0	5
5	.25	4.75
10	.5	4.5
15	.75	4.25
20	1	4
25	1.25	3.75
30	1.5	3.5
35	1.75	3.25
40	2	3
45	2.25	2.75
50	2.5	2.5
55	2.75	2.25
60	3	2
65	3.25	1.75
70	3.5	1.5
75	3.75	1.25
80	4	1
85	4.25	.75
90	4.5	.5
95	4.75	0.25
100	5	0

Tabla 5.2 Funcionamiento de la etapa de potencia para cada periodo de la señal de salida del circuito de tiempo proporcional.

En la implantación del circuito generador de tiempo proporcional se emplea un circuito generador de pulsos, como se muestra en la figura 5.29.

Un temporizador NE555 (A1) se encarga de generar una base de tiempo de 5 s, operando en modo astable.

En la siguiente figura 5.29 se muestra el diagrama esquemático del circuito generador de tiempo proporcional.

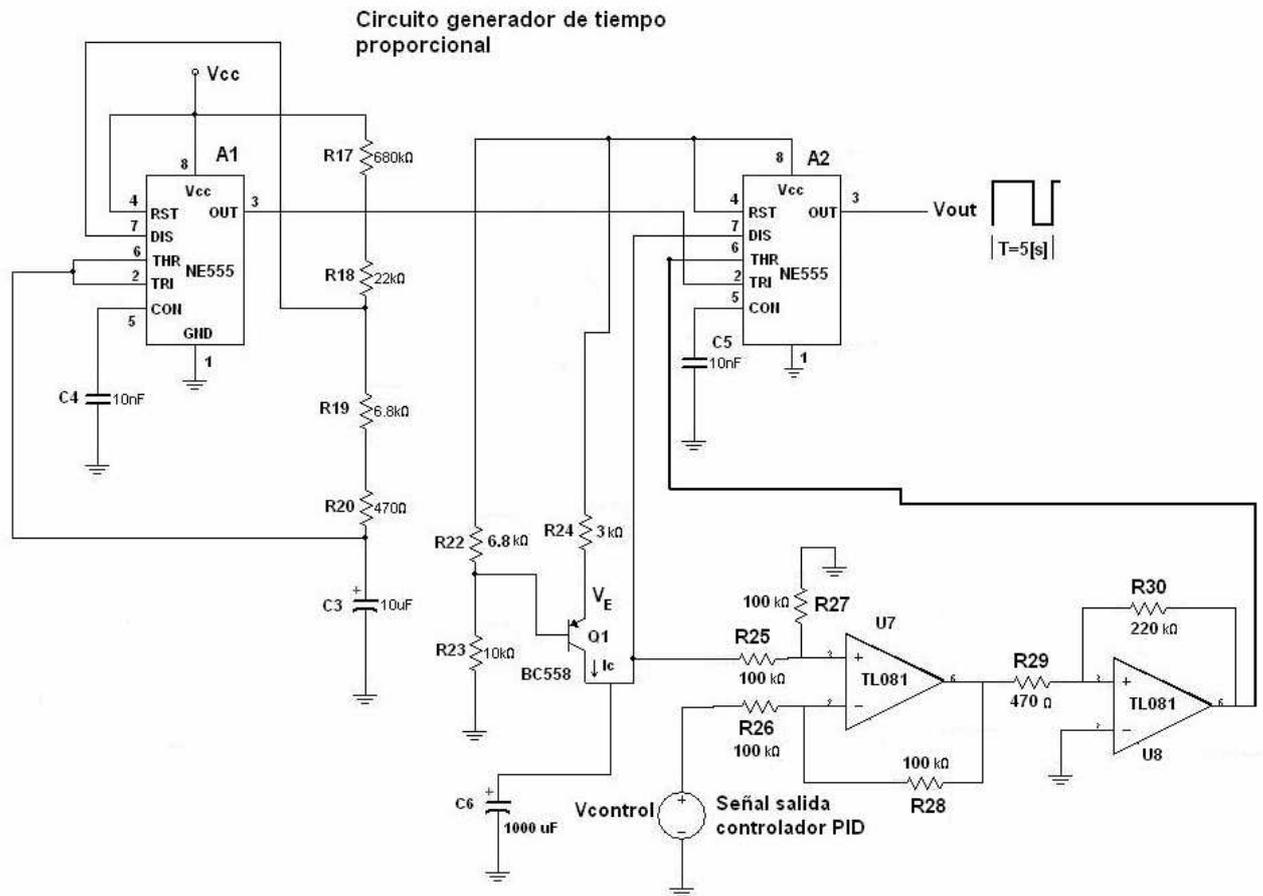


Figura 5.29 Diagrama esquemático del circuito generador de tiempo proporcional

Un pequeño pulso negativo se aplica a un segundo temporizador NE555 por la terminal Trigger del circuito integrado analógico A2, el cual opera en modo monoestable.

El pulso que recibe A2 activa la carga del capacitor C_6 , el cual se carga mediante una fuente de corriente constante I_c suministrada por el transistor Q_1 , donde

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_E}{R_E} \dots\dots\dots (5.3)$$

$R_E = R_{24}$ para el diagrama de la figura 5.29.

Cuando una señal de disparo arranca el temporizador monoestable A2, el transistor Q_1 fuerza una corriente en el capacitor C_6 , produciendo una rampa en el voltaje del capacitor, el cual se carga hasta llegar a un $V_{control}$.

La pendiente S de la rampa, está dada por:

$$S = \frac{I_c}{C_6} \dots\dots\dots (5.4)$$

La tensión del condensador C_6 tiene un máximo de $\frac{2}{3}V_{cc}$ antes de que se descargue, por lo cual el valor del pico de la rampa es:

$$V = \frac{2V_{cc}}{3} \dots\dots\dots (5.5)$$

Cuya duración T [s] se define por la siguiente relación:

$$T = \frac{2V_{cc}}{3S} \dots\dots\dots (5.6)$$

Se considera que $V_{BE}=0.7$ V para el transistor Q1, V_E está definido por la siguiente ecuación:

$$V_E = V_{BE} + \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} V_{cc} \dots\dots\dots (5.7)$$

Cuando $V_C > V_{control}$, el comparador analógico U7 genera una señal que reinicia al timer A2, el cual a su vez entonces descarga al capacitor C_6 .

La salida resultante a la salida del circuito, es un tren de pulsos, con un periodo fijado por el temporizador A1 y con un pulso en alto cuya duración la determina la rampa de carga del capacitor C_6 y la señal de salida del controlador PID $V_{control}$.

Según se especifica en la tabla 5.2, la duración del pulso alto de salida es directamente proporcional al voltaje $V_{control}$.

La etapa de aislamiento está formada por un optoacoplador MOC3030, el cual cuenta con un circuito detector de cruce por cero. Finalmente, la etapa de potencia cuenta con un TRIAC a su salida, con el cual se controla el voltaje de línea que se aplica a la resistencia eléctrica contenida dentro del horno.

Cálculo de los valores de los componentes para el circuito generador de tiempo proporcional

Para generar una señal que proporcione un periodo de tiempo de 5 s se empleó un temporizador NE555 operando en modo astable, cuya configuración se proporciona en la siguiente figura:

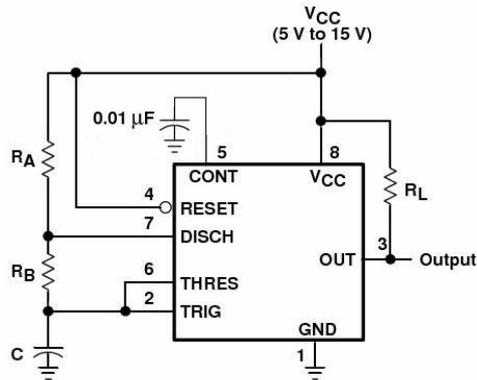


Figura 5.30 Circuito para operación en modo astable

La forma de señal a la salida del circuito de la figura 5.30 se muestra en el siguiente esquema:

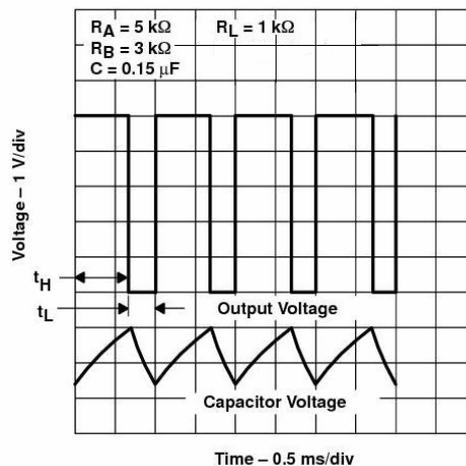


Figura 5.31 Formas típicas de onda generadas para la operación en modo astable

Tomando como referencia el circuito de la figura 5.30, para un periodo de la señal de salida $T = 5$ s con un ciclo de trabajo $\delta = 99\%$, y $V_{CC} = 12$ V se tiene que:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{5} = 0.2 \text{ Hz}$$

La duración de la salida en nivel-alto t_H y la duración en nivel bajo t_L pueden calcularse por las siguientes ecuaciones:

$$t_H = 0.693(R_A + R_B)C \dots\dots\dots (5.8)$$

$$t_L = 0.693R_B C \dots\dots\dots (5.9)$$

Para un ciclo de trabajo $\delta = 99\%$ y un periodo $T = 5$ s se tiene que:

$$t_H = T\delta = 5(0.99) = 4.95 \text{ s} \dots\dots\dots (5.10)$$

$$t_L = T(1-\delta) = 5(0.01) = 0.05 \text{ s} \dots\dots\dots (5.11)$$

Si $C = C_3 = 10 \mu\text{F}$

De (5.9) se obtiene

$$R_B = \frac{t_L}{0.693(C_3)} = \frac{0.05}{.693(10 \times 10^{-6})} = 7.21 \text{ k}\Omega \dots\dots\dots (5.12)$$

$$R_B \cong R_{19} + R_{20} = 6.8k + .47k = 7.27 \text{ k}\Omega \dots\dots\dots (5.13)$$

despejando R_A en (5.8):

$$R_A = \frac{t_H}{0.693C} - R_B \dots\dots\dots (5.14)$$

Sustituyendo valores en (5.14):

$$R_A = \frac{4.95}{.693(10 \times 10^{-6})} - 7.21 \times 10^3 = 707.075 \text{ k}\Omega$$

$$R_A \cong R_{17} + R_{18} = 680k + 22k = 702 \text{ k}\Omega \dots\dots\dots (5.15)$$

De la ecuación (5.6)

$$S = \frac{2V_{cc}}{3T} = \frac{2(12)}{3(5)} = 1.6 \frac{\text{V}}{\text{s}} \dots\dots\dots (5.16)$$

Si $C_6 = 1000 \mu\text{F}$, de (5.4)

$$I_c = SC_6 = 1.6(1000 \times 10^{-6}) = 1.6 \text{ mA} \dots\dots\dots (5.17)$$

Para $R_{22} = 6.8 \text{ k}\Omega$, $R_{23} = 10 \text{ k}\Omega$, $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ $V_{CC} = 12 \text{ V}$
 Sustituyendo en (5.7) se obtiene:

$$V_E = 0.7 + \frac{10}{10 + 6.8}(12) = 7.84 \text{ V}$$

De (5.3)

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_E}{I_C} = \frac{12 - 7.84}{1.6 \times 10^{-3}} = 2.6 \text{ k}\Omega \dots \dots \dots (5.18)$$

$$R_E \cong R_{24} = 3 \text{ k}\Omega$$

Cálculo de resistencia limitadora R para una lámpara incandescente de alto consumo de potencia

Lámparas incandescentes de alto consumo de potencia sufren una reducción considerable de su vida útil cuando se conectan a líneas en voltaje de CA en instantes en los cuales se presentan valores de voltaje diferentes de cero a través de sus terminales. Esto es debido a los picos transitorios de corriente que se generan al momento de suministrar energía, causando un deterioro o destrucción incluso de los filamentos. Una solución simple para corregir esta problemática es el empleo de un MOC3041, como se muestra en la figura 5.32. El MOC3041 puede ser controlado por alguna forma de lógica digital.

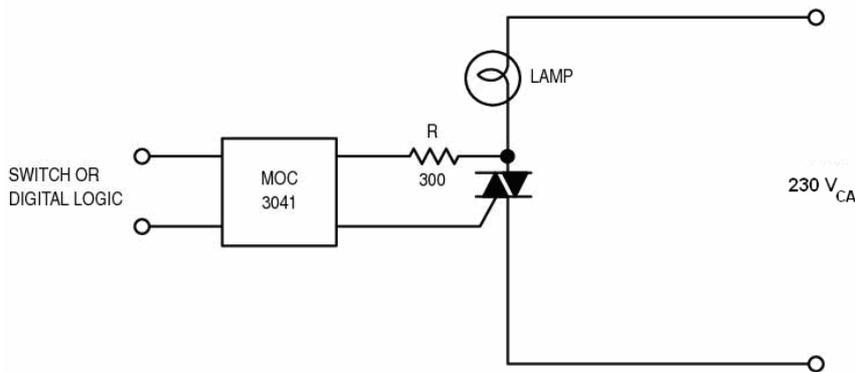


Figura 5.32 Control de encendido de una lámpara de gran consumo de potencia

El valor mínimo de R está determinado por el parámetro del MOC3041 $I_{TSM} [A]$.

I_{TSM} (Non-Repetitive Surge Current) ó Corriente de arranque no repetitiva se define como la máxima corriente de arranque permitida no repetitiva que el dispositivo puede resistir bajo un ancho de pulso determinado, usualmente especificado a una frecuencia de 60 Hz.

$$R_{(\min)} = \frac{V_{in(pk)}}{I_{TSM}} \dots\dots\dots (5.19)$$

Para un voltaje de línea de 230 V, y tomando en consideración que para el MOC3041 $I_{TSM} = 1.2 \text{ A}$

$$R(\min) = \frac{340}{1.2} = 283 \ \Omega$$

Por lo tanto, se selecciona un valor para $R = 300 \ \Omega$, como se muestra en la figura 5.32.

5.3.2 CIRCUITOS DE AISLAMIENTO Y CONMUTACIÓN

La etapa de aislamiento está formada por un optotriac MOC3030, el cual cuenta con un circuito detector de cruce por cero, y finalmente, el circuito de conmutación consiste en un TRIAC como elemento principal, con el cual se controla el voltaje de línea que se aplica a la resistencia eléctrica contenida dentro del horno. La etapa de aislamiento y el TRIAC de salida se muestran en el diagrama esquemático de la figura 5.33.

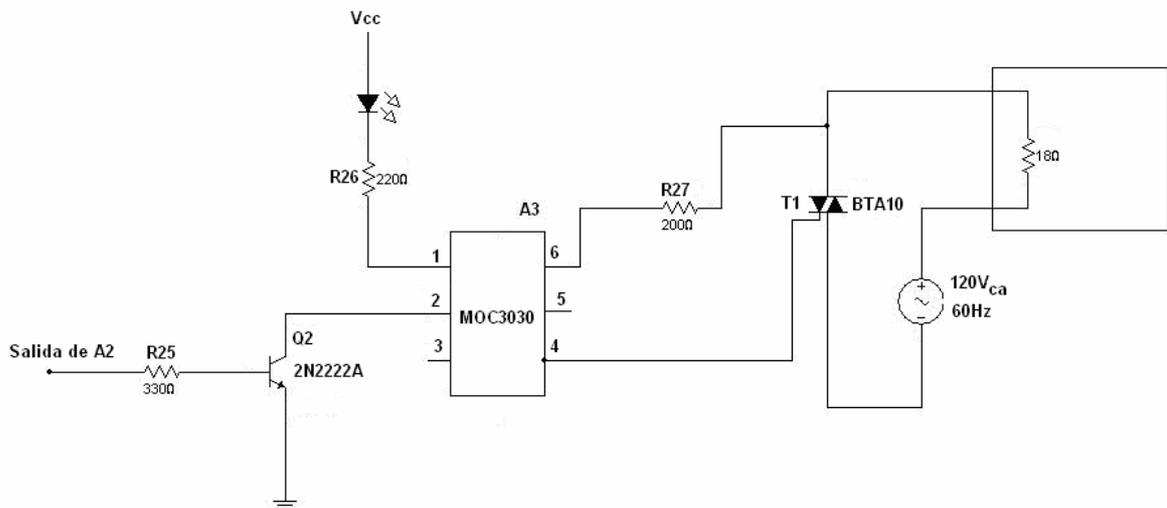


Figura 5.33 Etapa de aislamiento y circuito de conmutación

5.4 ALGORITMO DE CONTROL

5.4.1 CONTROLADOR PID

La combinación de una acción de control proporcional, una acción de control integral y una acción de control derivativa se denomina acción de control proporcional-integral-derivativa (PID).

Esta acción combinada tiene las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales.

La ecuación de un controlador con esta acción combinada se obtiene mediante:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \dots\dots\dots (5.20)$$

Su función de transferencia está dada por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \dots\dots\dots (5.21)$$

en donde K_p [adim] es la ganancia proporcional, T_i [min] es el tiempo integral y T_d [min] es la constante de tiempo derivativo.

La siguiente figura muestra el control PID de una planta:

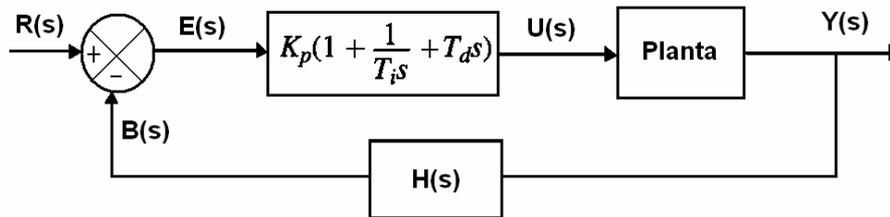


Figura 5.34 Control PID de una planta

Si se puede obtener un modelo matemático de la planta, es posible aplicar diversas técnicas de diseño con el fin de determinar los parámetros del controlador que cumpla las especificaciones en estado transitorio y en estado estable del sistema en lazo cerrado.

Sin embargo, si la planta es tan complicada que no es fácil obtener su modelo matemático, tampoco es posible un enfoque analítico para el diseño de un controlador PID.

En este caso, debemos recurrir a los enfoques experimentales para la sintonización de los controladores PID.

Efectos de las acciones de control sobre el desempeño de un sistema

Acción de control proporcional

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

$$u(t) = K_p e(t) \dots \dots \dots (5.22)$$

o bien, en cantidades transformadas por el método de Laplace,

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \dots \dots \dots (5.23)$$

En donde K_p se considera la ganancia proporcional. Cualquiera que sea el mecanismo real y la forma de potencia de operación, el controlador proporcional es, en esencia, un amplificador con una ganancia ajustable. En la figura 5.35 se presenta un diagrama de bloques de tal controlador.

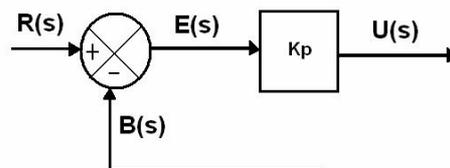


Figura 5.35 Diagrama de bloques de un controlador proporcional

Acción de control integral

La acción integral permite reducir a cero el error de régimen permanente, siendo la respuesta del sistema controlado más rápida, la temperatura podrá llegar al punto de control con mayor rapidez.

La acción integral sirve con particular eficacia para compensar variaciones bruscas (de escalón) de la temperatura que hay que controlar.

Aunque elimina el Offset o el error en estado estable, puede conducir a una respuesta oscilatoria de amplitud creciente lenta, o incluso, de amplitud creciente, y ambos casos, por lo general, se consideran inconvenientes.

Para corregir dicho inconveniente, se activa, además de la acción proporcional -integral, la acción derivativa para ejercer un efecto de regulación inicial más eficaz en el sistema

Acción de control derivativa

Cuando una acción de control derivativa se agrega a un controlador proporcional, aporta un medio de obtener un controlador con alta sensibilidad. Una ventaja de usar una acción de control derivativa, es que responde a la velocidad del cambio de error y produce una corrección significativa antes de que la magnitud del error se vuelva demasiado grande.

Por tanto, el control derivativo prevé el error, inicia una acción correctiva oportuna y tiende a aumentar la estabilidad del sistema.

Aunque el control derivativo no afecta en forma directa el error en estado estable, añade amortiguamiento al sistema y, por tanto, permite el uso de un valor más grande de la ganancia K , lo cual resultará en una mejora en la precisión en estado estable.

Debido a que el control derivativo opera sobre la velocidad de cambio del error, y no sobre el error mismo, este modo nunca se usa solo, siempre se emplea junto con una acción de control proporcional o proporcional-integral.

5.4.2 CIRCUITO CONTROLADOR PID ANALÓGICO

En el diagrama 5.36 se muestra el circuito correspondiente al controlador PID de temperatura para el experimento de Franck-Hertz, para el cual se obtendrá a continuación su función de transferencia.

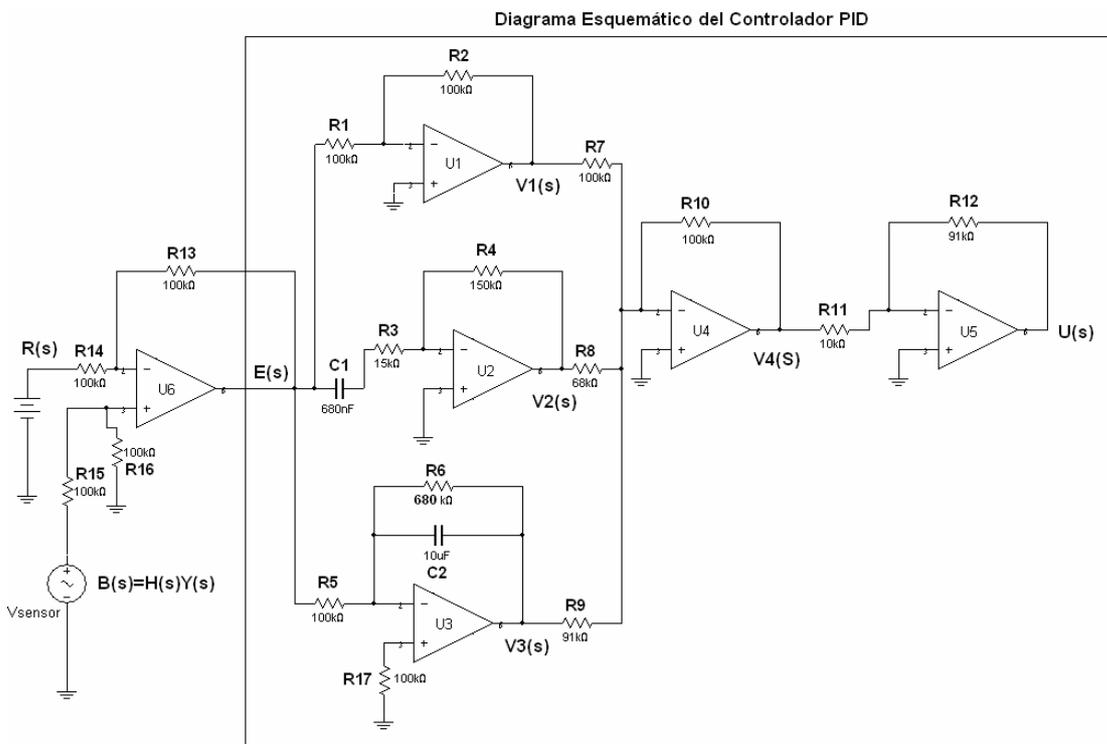


Figura 5.36 Diagrama esquemático del controlador PID de temperatura

Donde $U1$, $U2$, $U3$, $U4$, $U5$, $U6$ son amplificadores operacionales de propósito general, en este caso amplificadores LM324.

Obtención de la función de transferencia $\frac{U(s)}{E(s)}$

Obtención de $\frac{V_1(s)}{E(s)}$

En forma similar al caso de los circuitos eléctricos, el enfoque de impedancias se aplica a los circuitos con amplificadores operacionales para obtener sus funciones de transferencia.

Considérese la siguiente configuración del amplificador operacional:

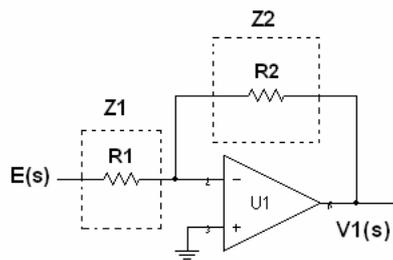


Figura 5.37 Obtención de la función de transferencia $\frac{V_1(s)}{E(s)}$

En donde Z_1 [Ω] y Z_2 [Ω] denotan las impedancias mostradas en el circuito de la figura 5.37.

Por lo tanto la función de transferencia para el circuito se obtiene como:

$$\frac{V_1(s)}{E(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{R_1} \dots\dots\dots (5.24)$$

Definiendo $R_1 = R_2$, se tiene que:

$$\frac{V_1(s)}{E(s)} = -1 \dots\dots\dots (5.25)$$

Cálculo de $\frac{V_2(s)}{E(s)}$

Para el circuito mostrado en la siguiente figura, y por el análisis por impedancias, se tiene que:

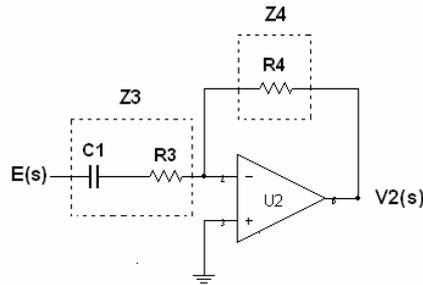


Figura 5.38 Circuito derivador analógico

$$\frac{V_2(s)}{E(s)} = -\frac{Z_4}{Z_3} = -\frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{C_1s}} = \frac{R_4}{\frac{C_1R_3s + 1}{C_1s}} \dots\dots\dots (5.26)$$

$$\Rightarrow \frac{V_2(s)}{E(s)} = -\frac{R_4C_1s}{C_1R_3s + 1} \dots\dots\dots (5.27)$$

Cálculo de $\frac{V_3(s)}{E(s)}$

Tomando como referencia el siguiente circuito, se tiene que:

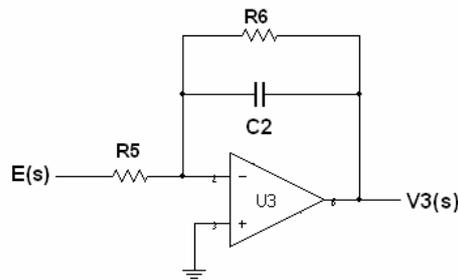


Figura 5.39 Circuito integrador analógico

$$\frac{V_3(s)}{E(s)} = -\frac{Z_6}{Z_5} = -\frac{\frac{1}{C_2s + \frac{1}{R_6}}}{R_5} = -\frac{R_6}{R_5(1 + R_6C_2s)} \dots\dots\dots (5.28)$$

Por lo tanto

$$\frac{V_3(s)}{E(s)} = -\frac{R_6}{R_5(1+R_6C_2s)} \dots\dots\dots (5.29)$$

Cálculo de $\frac{V_4(s)}{E(s)}$

Tomando como referencia el circuito sumador inversor mostrado en la siguiente figura, se obtiene que $V_4(s)$ está definido por:

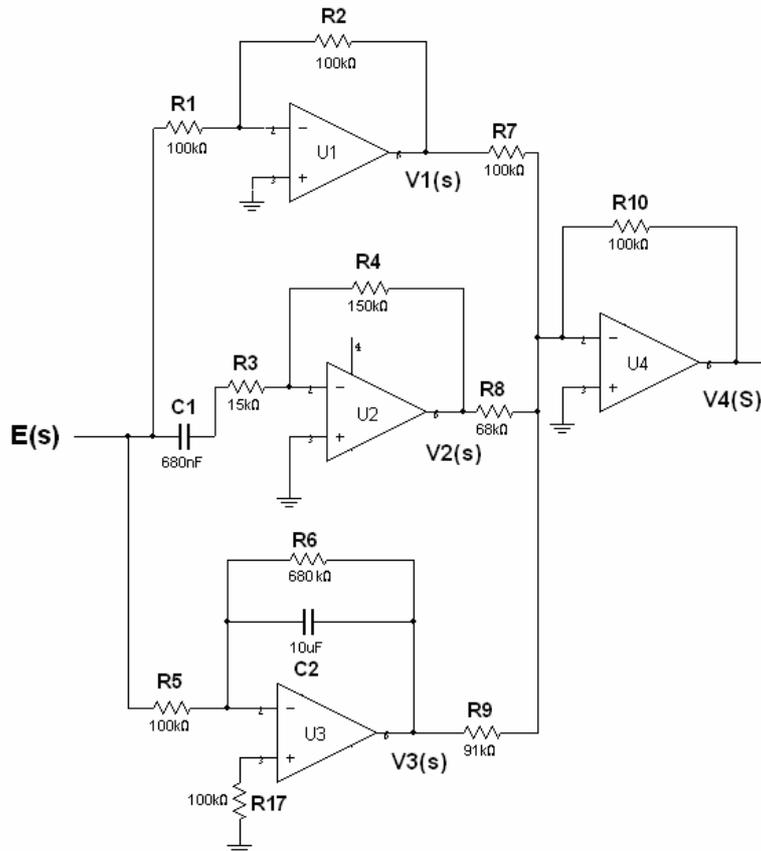


Figura 5.40 Circuito sumador-inversor

$$V_4(s) = -R_{10} \left(\frac{V_1(s)}{R_7} + \frac{V_2(s)}{R_8} + \frac{V_3(s)}{R_9} \right) \dots\dots\dots (5.30)$$

$$= -R_{10} \left(\frac{-E(s)}{R_7} + \frac{-\frac{R_4C_1s}{C_1R_3s+1} E(s)}{R_8} + \frac{-\frac{R_6}{R_5(1+R_6C_2s)} E(s)}{R_9} \right) \dots\dots\dots (5.31)$$

$$= R_{10} \left(\frac{1}{R_7} + \frac{R_4 C_1 s}{R_8 (C_1 R_3 s + 1)} + \frac{R_6}{R_5 R_9 (1 + R_6 C_2 s)} \right) E(s) \dots\dots\dots (5.32)$$

$$\Rightarrow \frac{V_4(s)}{E(s)} = R_{10} \left(\frac{1}{R_7} + \frac{R_4 C_1 s}{R_8 (C_1 R_3 s + 1)} + \frac{R_6}{R_5 R_9 (1 + R_6 C_2 s)} \right) \dots\dots\dots (5.33)$$

Cálculo de $\frac{U(s)}{E(s)}$

Del diagrama esquemático para el controlador PID ilustrado en la figura 5.36 se obtiene que la función de transferencia $\frac{U(s)}{E(s)}$ está definida por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{U(s)}{V_4(s)} \frac{V_4(s)}{E(s)} \dots\dots\dots (5.34)$$

donde

$$\frac{U(s)}{V_4(s)} = -\frac{R_{12}}{R_{11}} \dots\dots\dots (5.35)$$

Sustituyendo las ecuaciones (5.35) y (5.33) en (5.34) se obtiene:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = -\frac{R_{10} R_{12}}{R_{11}} \left(\frac{1}{R_7} + \frac{R_4 C_1 s}{R_8 (C_1 R_3 s + 1)} + \frac{R_6}{R_5 R_9 (1 + R_6 C_2 s)} \right) \dots\dots\dots (5.36)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = -\frac{R_{10} R_{12}}{R_7 R_{11}} \left(1 + \frac{R_4 R_7 C_1 s}{R_8 (C_1 R_3 s + 1)} + \frac{R_6 R_7}{R_5 R_9 (1 + R_6 C_2 s)} \right) \dots\dots\dots (5.37)$$

Considerando que $C_1 R_3 s \ll 1 + 0j$ y $R_6 C_2 s \gg 1 + j0$ se obtiene la siguiente relación:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = -\frac{R_{10} R_{12}}{R_7 R_{11}} \left(1 + \frac{R_4 R_7 C_1}{R_8} s + \frac{R_7}{R_5 R_9 C_2 s} \right) \dots\dots\dots (5.38)$$

Finalmente, se obtiene que:

$$\frac{U(s)}{-E(s)} = \frac{R_{10}R_{12}}{R_7R_{11}} \left(1 + \frac{1}{\left(\frac{R_5R_9C_2}{R_7}\right)s} + \left(\frac{R_4R_7C_1}{R_8}\right)s \right) \dots\dots\dots (5.39)$$

Se observa que la ecuación (5.39) presenta la misma estructura algebraica que la ecuación (5.21) , definida por $\frac{U(s)}{E(s)} = G_c(s) = K_p(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s)$, por lo tanto, igualando término a término ambas ecuaciones, para el controlador analógico PID mostrado en la figura 5.36 los parámetros K_p , T_i y T_d están definidos por:

$$K_p = \frac{R_{10}R_{12}}{R_7R_{11}} \dots\dots\dots (5.40)$$

$$T_i = \frac{R_5R_9C_2}{R_7} \dots\dots\dots (5.41)$$

$$T_d = \frac{R_4R_7C_1}{R_8} \dots\dots\dots (5.42)$$

5.4.3 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PID

El paso final para la implementación de un lazo de control consiste en ajustar los parámetros del controlador. Si el controlador puede ser ajustado para dar una respuesta satisfactoria, se presume que el lazo de control ha sido bien diseñado. Cuando el controlador no puede ajustarse satisfactoriamente, debe revisarse la selección de los demás componentes del lazo de control.

Generalmente existen varias consideraciones que se toman en cuenta para evaluar la respuesta de un lazo de control:

- a) La variable controlada deberá alcanzar su valor deseado tan rápidamente como sea posible.
- b) La respuesta de la variable controlada no debería ser muy oscilatoria.
- c) La variable manipulada no debería estar sometida a grandes cambios, ya que frecuentemente afecta a otras partes del proceso.

Parámetros de sintonización empleando el método de Ziegler-Nichols a lazo abierto

Empleando el método de Ziegler-Nichols para obtener el modelo matemático de la planta (capítulo 4), se obtuvo que:

$$\tau = 8.625 \text{ min}$$

$$t_0 = .375 \text{ min}$$

Los parámetros que componen el controlador PID, se definen por:

$$K_p = \frac{1.5}{K} \left(\frac{\tau}{t_0} \right) \dots\dots\dots (5.43)$$

$$T_i = (2.5)t_0 \dots\dots\dots (5.44)$$

$$T_d = (0.4)t_0 \dots\dots\dots (5.45)$$

Cálculo de la ganancia estática del proceso K

$$K = \frac{\Delta c[^\circ\text{C}]}{\Delta CO[\%]} = \frac{19}{5} = 3.8 \frac{^\circ\text{C}}{\%} \dots\dots\dots (5.46)$$

Sustituyendo valores en (5.43), (5.44) y (5.45) se tiene

$$K_p = 9.08$$

$$T_i = .9375 \text{ min}$$

$$T_d = .15 \text{ min}$$

Considerando que

$$R_4 = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{11} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = .68 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 10 \mu\text{F}$$

De la ecuación (5.40) se obtiene que

$$R_{12} = \frac{R_7 R_{11} K_p}{R_{10}} = \frac{(100)(10)(9.08)}{100} = 90.8 \text{ k}\Omega \dots\dots\dots (5.47)$$

Debe cumplirse que $R_3 C_1 \ll 1$

Si $C_1 = 0.68 \mu\text{F}$

$$R_3 C_1 = 0.01 \ll 1$$

$$\Rightarrow R_3 = \frac{.01}{C_1} = \frac{.01}{.68 \times 10^{-6}} = 14.7 \text{ k}\Omega \dots \dots \dots (5.48)$$

De (5.42)

$$R_8 = \frac{R_4 R_7 C_1}{T_d} = \frac{(150 \times 10^3)(100 \times 10^3)(.68 \times 10^{-6})}{.15} \cong 68 \text{ k}\Omega \dots \dots \dots (5.49)$$

Por otra parte, debe cumplirse también que

$$R_6 C_2 \gg 1$$

Si se considera que

$$R_6 C_2 = 6.8$$

$$\Rightarrow R_6 = \frac{6.8}{C_2} = \frac{6.8}{10 \times 10^{-6}} = 680 \text{ k}\Omega \dots \dots \dots (5.50)$$

De (5.41) se obtiene

$$R_9 = \frac{T_i R_7}{R_5 C_2} = \frac{.9375(100 \times 10^3)}{(100 \times 10^3)(10 \times 10^{-6})} = 93.75 \text{ k}\Omega \dots \dots \dots (5.51)$$

Finalmente, en la siguiente figura se anexa el diagrama esquemático del circuito de control electrónico para el experimento de Franck- Hertz.

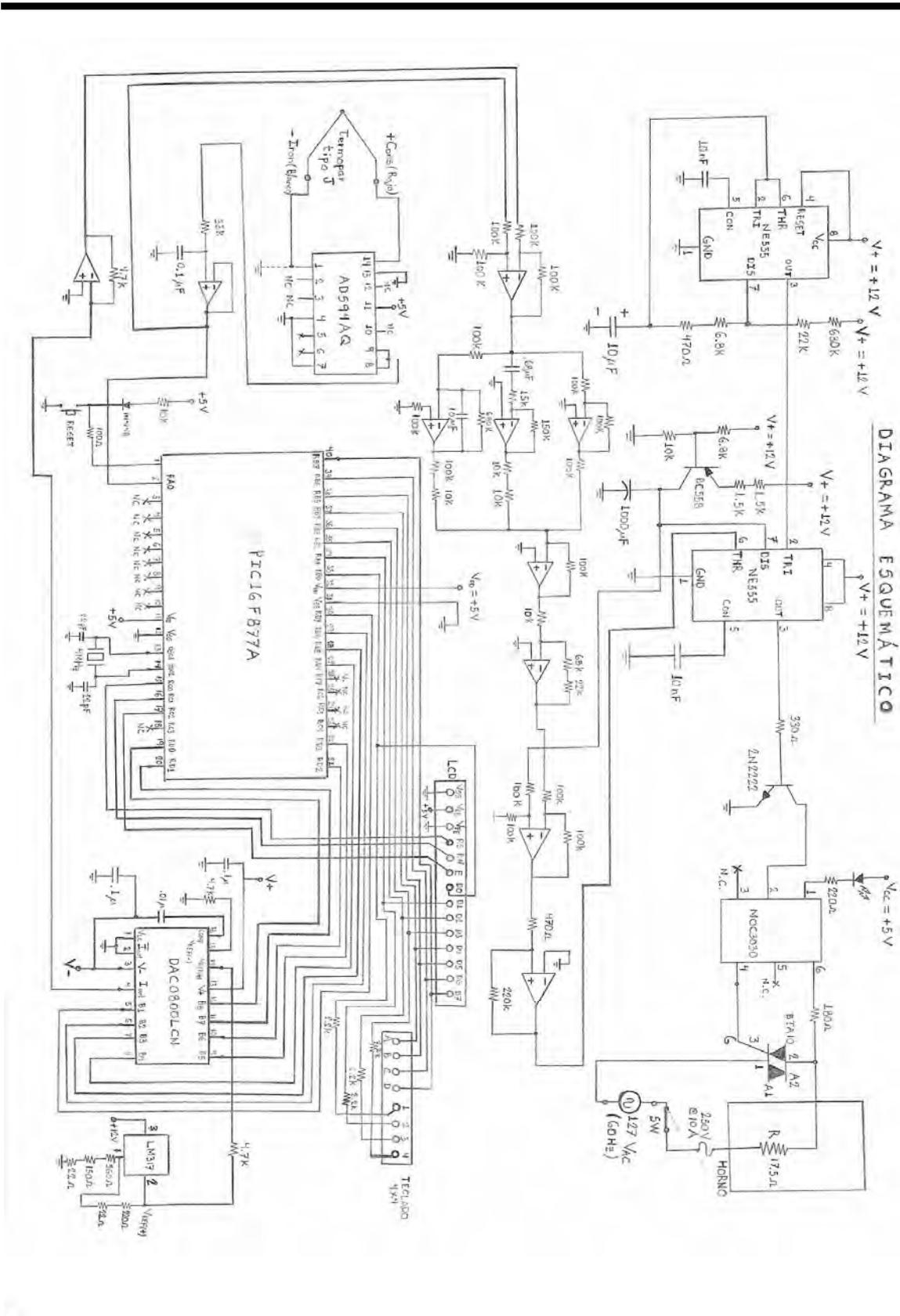


Figura 5.41 Diagrama esquemático simplificado del sistema de control electrónico de temperatura para el experimento de Franck-Hertz

5.4.4 RESULTADOS

En la figura 5.42 se muestran los resultados experimentales obtenidos por el controlador PID de temperatura para un punto de control de 170 °C, empleando el equipo desarrollado en el presente proyecto de tesis.

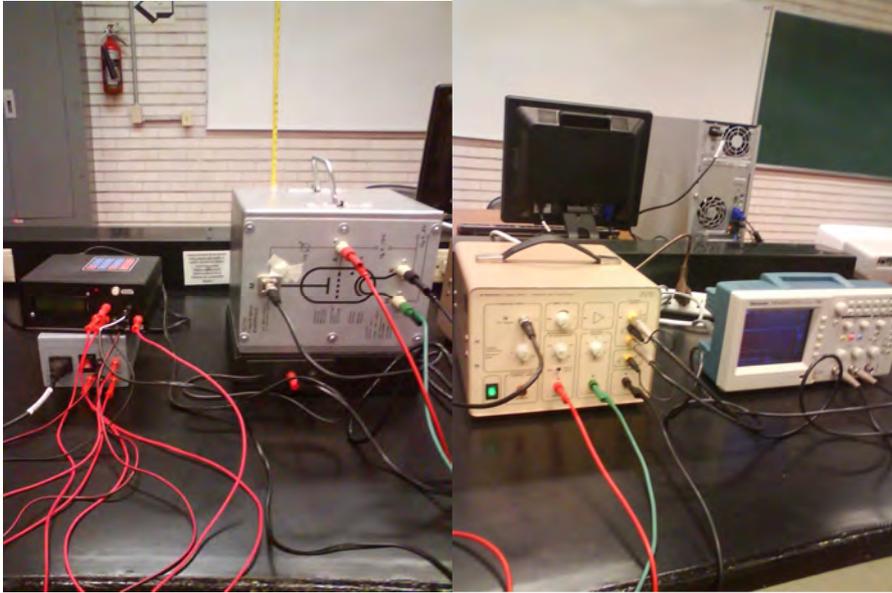


Figura 5.42 Pruebas experimentales con el prototipo desarrollado

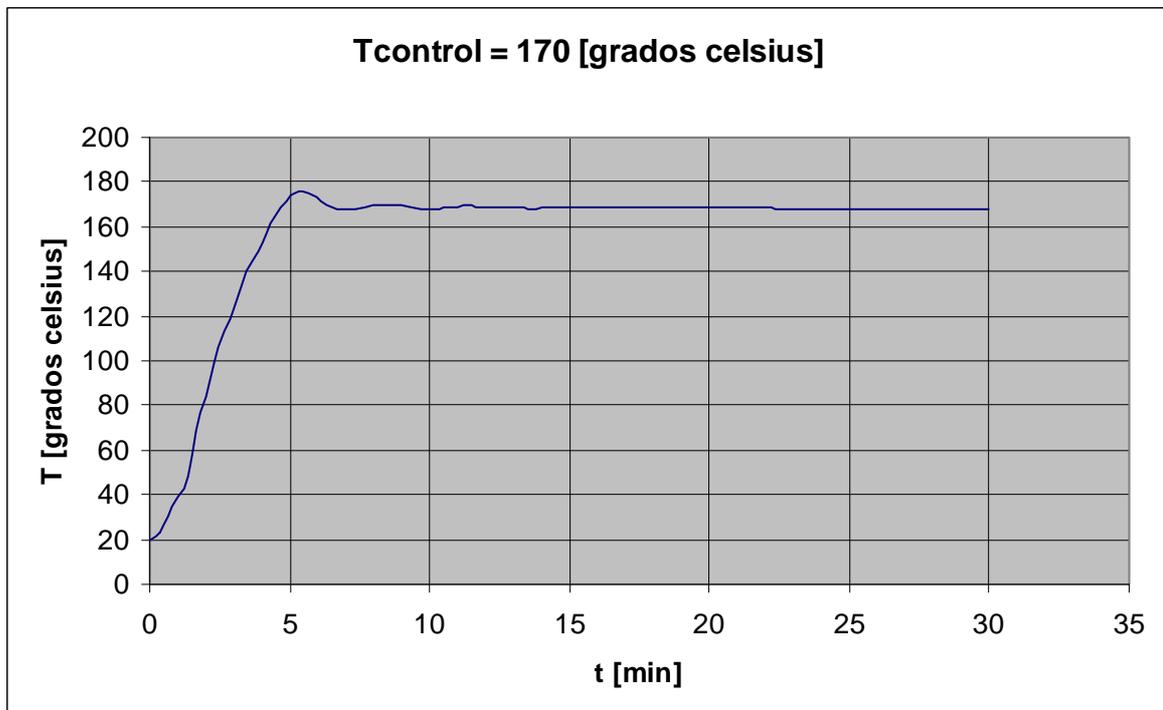


Figura 5.43 Respuesta obtenida por el controlador PID para un punto de control requerido de 170 °C

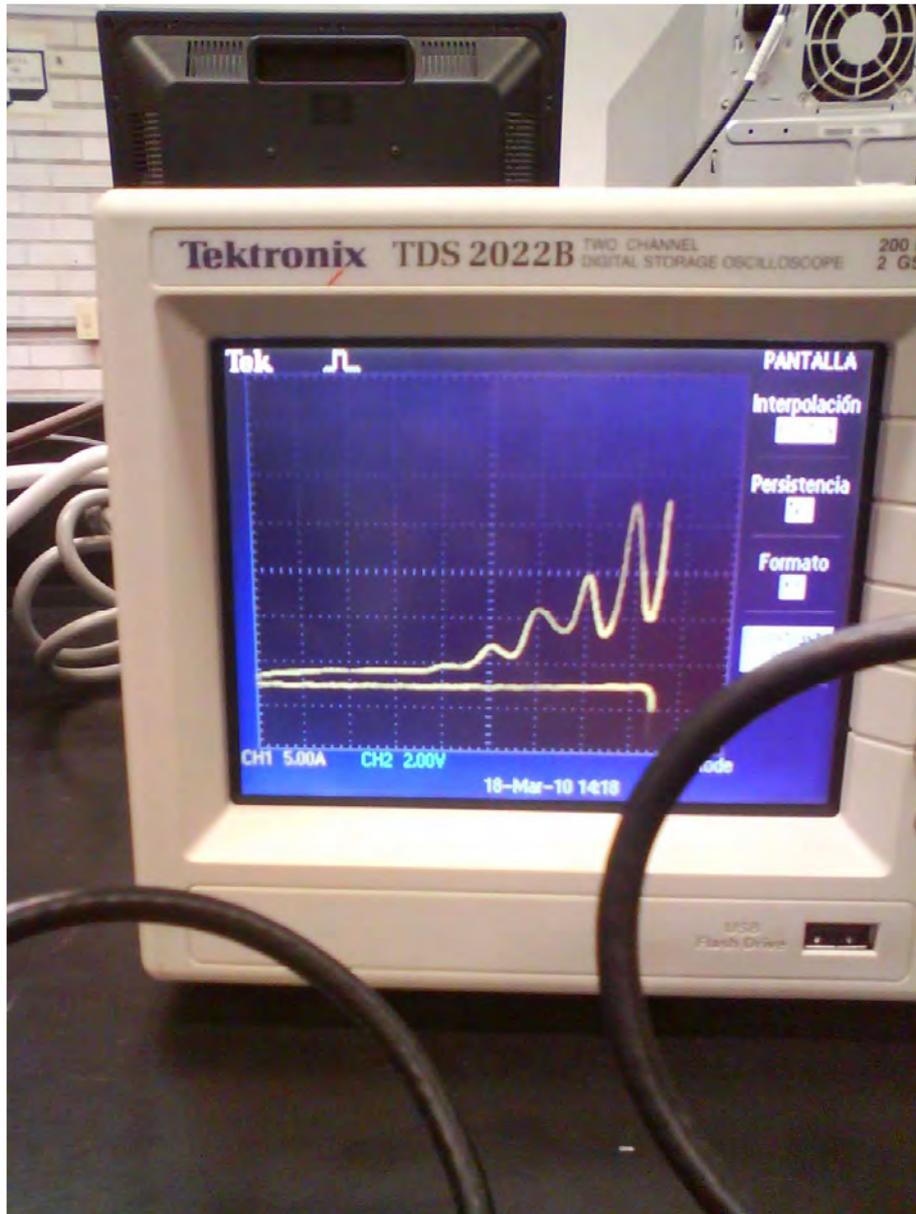


Figura 5.44 Curva de Franck-Hertz

CONCLUSIONES

El experimento de Franck-Hertz tiene por objeto observar la cuantificación de los niveles de energía de los electrones en los átomos, siendo uno de los experimentos fundamentales de la física cuántica.

Para llevarlo a cabo de manera correcta, se requirió el diseño y construcción de un sistema de control electrónico de temperatura cuya función fue la de mantener la temperatura de operación del recinto térmico con una tolerancia del 2% respecto a la temperatura de control requerida.

Con base en los objetivos propuestos podemos concluir lo siguiente:

- La obtención de un modelo matemático para describir un proceso es una herramienta extremadamente útil que nos ayudó a comprender el comportamiento de dicho proceso en términos de parámetros de interés (temperatura, voltaje y tiempo), siendo importante resaltar que dicho modelo matemático sólo es válido empleando las mismas condiciones en que fue obtenido.
- La deducción del modelo matemático de la planta se realizó empleando uno de los métodos de Ziegler-Nichols, dicho método nos permitió caracterizar la planta mediante un sistema de primer orden llevando a cabo pruebas experimentales, debido a la complejidad que requería la obtención de un modelo matemático de forma estrictamente teórica.
- Conocer los valores de sintonización del PID fue de gran utilidad, previo a realizar el diseño del controlador analógico PID ya que fue más fácil proponer los valores de los componentes electrónicos comerciales, que nos proporcionaron los parámetros del controlador PID (K_p , T_i y T_d), como consecuencia los ajustes que se realizaron fueron mínimos para la obtención de una respuesta que cumpliera con las especificaciones requeridas.
- Mediante los siguientes métodos logramos resolver las problemáticas que se presentaron durante la integración de las diferentes etapas que constituyen el sistema de control:
 - a) Implementación de un filtro paso-bajas cuyo propósito fue eliminar el ruido inducido por la corriente alterna en la lectura del termopar.
 - b) Compensación por medio de software (en el programa del microcontrolador) debido a las uniones adicionales generadas en los cables que unen al termopar con el sistema de control.
 - c) Recubrimiento de las paredes del recinto térmico para disminuir las fugas de calor, utilizando una fibra sintética.
- La respuesta en estado estable de la variable controlada presento una tolerancia menor al 2% respecto a la temperatura de control.

-
- Una vez que se logró mantener la temperatura constante fue posible observar las transiciones de energía producidas por las colisiones entre los electrones provenientes del cátodo, y los átomos de mercurio al interior del triodo, según se muestra en la figura 5.44 obtenida experimentalmente en el osciloscopio, donde se observa el hecho de que la diferencia de energía entre dos valles consecutivos es aproximado a 5 V, demostrando la existencia de niveles de energía discretos en el átomo de mercurio, objetivo final del presente proyecto de tesis.

APÉNDICE A

GLOSARIO

ALU (unidad de aritmética y lógica): Circuito integrado que lleva a cabo operaciones aritméticas o lógicas con sus entradas.

Amplificador: Circuito que puede aumentar la excursión pico a pico de la tensión, la corriente o la potencia de una señal.

Amplificador de instrumentación: Amplificador diferencial con alta impedancia de entrada y alto CMRR. Este tipo de amplificador se encuentra en las etapas de entrada de instrumentos de medida.

Amplificador diferencial: Circuito con dos transistores cuya salida es una versión simplificada de la señal de entrada diferencial entre las dos bases.

Amplificador inversor: Amplificador con una relación de la forma $v_{\text{sal}} = -Bv_f$, siendo B una constante, v_{sal} el voltaje de salida y v_f el voltaje de la fuente.

Amplificador no inversor: Amplificador con una relación $v_{\text{sal}} = Bv_f$, siendo B una constante, v_{sal} el voltaje de salida y v_f el voltaje de la fuente.

Amplificador operacional: Amplificador caracterizado por una impedancia de entrada muy alta, una impedancia de salida muy baja, y una alta ganancia.

Analógico: Relativo a información que es una variable continua y que no está dividida en unidades discretas.

Analógico a digital: Conversión de una cantidad continua o analógica en una señal digital de valor proporcional; esta señal digital con frecuencia es un número binario.

Ancho de banda: Intervalo de frecuencias entre dos frecuencias dadas siendo la magnitud de la razón de ganancia $1/\sqrt{2}$ para $|H|/|H_0|$, donde H_0 es el valor máximo de la magnitud de $H_0 = 1$.

Ánodo: Elemento de los dispositivos electrónicos que recibe el flujo de corriente de electrones.

ANSI: American National Standard Institute (Instituto Nacional Americano de Estándares)

Átomo: Partícula eléctricamente neutra que constituyen los elementos químicos. Cada átomo consta de un núcleo, formado esencialmente por protones y neutrones, y de electrones que se mueven velozmente alrededor del núcleo.

Automatización: Operación o control automáticos de un proceso, un dispositivo o un sistema.

Binario: Sistema de numeración de base 2 que emplea dos dígitos, 0 y 1.

Bit: Contracción en inglés de dígito binario.

Bus de datos: Los circuitos que generan, almacenan, utilizan, introducen o sacan datos se conectan al bus de datos. El bus cuenta con una línea para cada bit de datos.

Capacitancia: Razón de la carga almacenada a la diferencia de voltaje entre dos placas o alambres conductores.

Capacitor: Elemento de dos terminales cuya función básica es introducir capacitancia en un circuito eléctrico.

Carga: Propiedad fundamental de la materia responsable de los fenómenos eléctricos.

Cátodo: Elemento de los dispositivos electrónicos que proporciona el flujo de corriente de electrones.

Circuito: Interconexión de elementos eléctricos en una trayectoria cerrada.

Circuito integrado: Dispositivo que contiene sus propios transistores, resistencias y diodos, interconectados inseparablemente en o dentro de un semiconductor continuo.

CI monolítico: Circuito integrado fabricado totalmente en una sola pastilla.

CMOS (metal-óxido semiconductor complementario): Familia de circuitos integrados digitales.

Comparador: Circuito o dispositivo que detecta cuándo la tensión de entrada es mayor que un valor límite predeterminado. La salida es una tensión alta o bien una tensión baja. El límite predeterminado se llama punto de conmutación.

Conmutar: Cambiar de estado

Constante de tiempo: Valor en segundos, τ , de la respuesta exponencial $Ae^{-t/\tau}$. La constante τ es el tiempo en que se completa el 63 por ciento del valor final.

Controlador: Subsistema que genera la entrada a la planta o proceso.

Control automático: Empleo de un sistema de autorregulación para controlar un proceso y obtener el desempeño deseado.

Corriente eléctrica: La corriente eléctrica es un flujo de electrones.

Corriente directa: Paso unidireccional de electricidad, con magnitud constante.

Datos en paralelo: Cada bit tiene su propia línea de datos. Toda la palabra se transmite durante el mismo pulso de reloj.

Datos en serie: Se tiene una sola línea de datos y éstos se transmiten o reciben un bit a la vez.

Diagrama de bloques: Representación de la interconexión de subsistemas que forman un sistema.

Digital: Relativo a información que no es de naturaleza continua y que cambia en unidades discretas.

Digital a analógico: Conversión de un número (usualmente binario) en una cantidad proporcional analógica continua.

Diodo: Dispositivo semiconductor que conduce en una dirección pero no en la otra.

Ecuación diferencial de primer orden: Ecuación diferencial donde el término de mayor orden de derivada es uno, es decir, dx/dt .

EEPROM: Memoria programable y borrable eléctricamente sólo de lectura. Memoria no volátil que puede programarse y borrarse por medios eléctricos o electrónicos.

Electrón: Una de las partículas del átomo; posee carga negativa.

Entrada inversora: Entrada en un amplificador diferencial o en un amplificador operacional que produce una salida invertida.

Entrada no inversora: Entrada en un amplificador diferencial o en un amplificador operacional que produce una salida en fase.

Error: Diferencia entre la entrada y salida de un sistema

Error en estado estable: Diferencia entre la entrada y salida de un sistema después que la respuesta libre haya caído a cero

Filtro: Circuito diseñado para suministrar una ganancia o una atenuación de magnitud sobre un intervalo de frecuencias.

Filtro pasa-bajo: Filtro que idealmente dejará pasar todas las frecuencias hasta la frecuencia de corte ω_c , y rechazará perfectamente las que estén por encima de ésta.

Formas de onda: Representación gráfica de una señal. Gráfica de la amplitud como una función del tiempo.

Frecuencia: Número de ciclos que una forma de onda completa en un segundo.

Función de transferencia: Cociente entre la transformada de Laplace de la salida de un sistema y la transformada de Laplace de la entrada.

Ganancia: Cociente entre salida y entrada.

Hexadecimal: Sistema numérico de base 16 que emplea 16 dígitos, 0 a 9 y A a F.

Histéresis: Diferencia entre los dos puntos de conmutación de un disparador de Schmitt. En cualquier otro caso, la histéresis se refiere a la diferencia entre los dos puntos de conmutación sobre la característica de transferencia.

Impedancia: Razón del voltaje fasorial V a la corriente fasorial I para un elemento o conjunto de elementos del circuito, de forma que $Z = \frac{V}{I}$.

LCD: Proveniente del acrónimo del inglés Liquid Crystal Display, es una pantalla delgada y plana formada por un número de píxeles en color o monocromos colocados delante de una fuente de luz o reflectora.

LED (diodo emisor de luz): Diodo que emite luz cuando es polarizado en directa.

Modelo de parámetros concentrados: Modelo matemático de un sistema físico en el cual se emplean ecuaciones diferenciales.

Modelo de parámetros distribuidos: Modelo matemático de un sistema físico que produce ecuaciones en derivadas parciales.

Momento cinético: El producto del momento de inercia y de la velocidad angular de un cuerpo en rotación.

Núcleo atómico: Parte del átomo que contiene a los protones y neutrones.

PCB (tarjeta de circuito impreso): Tarjeta que tiene pistas o franjas de cobre para interconectar componentes.

Periodo: Espacio de tiempo, T , en el que una onda se repite a sí misma.

Perturbación: Cualquier variable que ocasiona que la variable controlada se desvíe del punto de control.

PID: Un PID (Proporcional-Integral-Derivativo) es un mecanismo de control por realimentación que se utiliza en sistemas de control industriales.

Polos: Valores de la variable de transformada de Laplace, s , que hace que la función de transferencia sea infinita.

Polos dominantes: Polos que de modo predominante generan la respuesta transitoria.

Potencia: Energía por unidad de tiempo.

Protón: Partícula del átomo, la cual posee carga positiva.

Puerto de salida: Registro que retiene datos para transferirlos del sistema al mundo externo.

Pulso: Función del tiempo que vale cero para $t < t_0$, tiene magnitud M para $t_0 < t < t_1$ y es igual a cero para $t > t_1$.

Punto de control: Es el valor que se desea tenga la variable controlada.

RAM: Memoria de acceso aleatorio.

Realimentación negativa: Caso en donde una señal de realimentación se resta de una señal previa en la trayectoria directa.

Relación de rechazo al modo común (CMRR): La razón entre la ganancia diferencial y la ganancia en modo común en un amplificador. Es una medida de la capacidad de rechazar una señal en modo común y normalmente se expresa en dB.

Reloj: Forma de onda rectangular continua utilizada para temporización.

Resistencia: Parte real de la impedancia, denotada por R . Sus unidades son $[\Omega]$. Propiedad física de un elemento que impide el flujo de corriente.

Respuesta en estado estable: Parte de la respuesta total que permanece después de que la respuesta transitoria se ha desvanecido.

Respuesta transitoria: Parte de la curva de respuesta debida al sistema y la forma en que el sistema adquiere o disipa energía. En sistemas estables, es la parte de la gráfica de respuesta antes de la respuesta en estado estable.

ROM: Memoria únicamente de lectura.

RTD: Los detectores de temperatura resistivos (RTD – Resistance Temperature Detector) son sensores de temperatura basados en la variación de la resistencia de un conductor con la temperatura.

Ruido: Señal no deseada.

Seguidor de voltaje: Amplificador con una ganancia de voltaje de uno, de forma que el voltaje de salida sigue al de entrada.

Señal de actuación: Señal que alimenta al controlador. Si esta señal es la diferencia entre la entrada y la salida, se llama error.

Sistema en lazo cerrado: Sistema que observa su salida y corrige perturbaciones. Se caracteriza por trayectorias de realimentación provenientes de la salida.

Sobrepaso en porcentaje, $M_p\%$: Cantidad que la respuesta escalón subamortiguada sobrepasa al valor en estado estable, o final, en el tiempo pico, expresado como porcentaje del valor en estado estable.

Temporizador 555: Circuito comúnmente usado que puede funcionar en dos modos: monoestable y astable. En modo monoestable produce unos retardos de tiempo exactos y en modo astable produce ondas rectangulares con ciclos de trabajo variables.

Termistor: Dispositivo cuya resistencia sufre grandes cambios con la temperatura.

Tiempo de asentamiento, t_a : Cantidad de tiempo necesario para que la respuesta escalón alcance y permanezca con una variación de $\pm 2\%$ alrededor del valor en estado estable.

Tiempo de levantamiento, t_r : Tiempo necesario para que la respuesta escalón pase de 0.1 al 0.9 de su valor final

Tiempo pico, t_p : Tiempo necesario para que la respuesta de escalón subamortiguada alcance el primer pico, o máximo.

Transductor: Dispositivo que convierte una señal de una forma a otra, por ejemplo, de un desplazamiento mecánico a un voltaje eléctrico.

Transformada de Laplace: Transformación que permite representar ecuaciones diferenciales lineales como expresiones algebraicas. La transformación es especialmente útil para modelar, analizar y diseñar sistemas de control, así como para resolver ecuaciones diferenciales lineales.

Transistor: Dispositivo semiconductor activo con tres o más terminales.

Triac: Tiristor que puede conducir en ambas direcciones. Debido a esta propiedad es útil para controlar corrientes alternas.

Valor rms: Empleado en las señales dependientes del tiempo. Conocido también como valor eficaz. Es el valor equivalente de una fuente de continua que produciría la misma cantidad de calor o potencia sobre el ciclo completo de una señal dependiente del tiempo.

Variable controlada: Salida de una planta o proceso que el sistema está controlando con el fin de obtener respuesta transitoria, estabilidad y características de error en estado estable deseados.

Variable manipulada: Variable que se utiliza para mantener a la variable controlada en el punto de control.

APÉNDICE B

HOJAS DE DATOS DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS



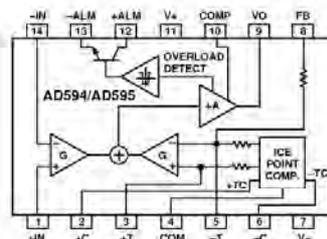
Monolithic Thermocouple Amplifiers with Cold Junction Compensation

AD594/AD595

FEATURES

- Pretrimmed for Type J (AD594) or Type K (AD595) Thermocouples
- Can Be Used with Type T Thermocouple Inputs
- Low Impedance Voltage Output: 10 mV/°C
- Built-In Ice Point Compensation
- Wide Power Supply Range: +5 V to ±15 V
- Low Power: <1 mW typical
- Thermocouple Failure Alarm
- Laser Wafer Trimmed to 1°C Calibration Accuracy
- Setpoint Mode Operation
- Self-Contained Celsius Thermometer Operation
- High Impedance Differential Input
- Side-Brazed DIP or Low Cost Cerdip

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT DESCRIPTION

The AD594/AD595 is a complete instrumentation amplifier and thermocouple cold junction compensator on a monolithic chip. It combines an ice point reference with a precalibrated amplifier to produce a high level (10 mV/°C) output directly from a thermocouple signal. Pin-strapping options allow it to be used as a linear amplifier-compensator or as a switched output setpoint controller using either fixed or remote setpoint control. It can be used to amplify its compensation voltage directly, thereby converting it to a stand-alone Celsius transducer with a low impedance voltage output.

The AD594/AD595 includes a thermocouple failure alarm that indicates if one or both thermocouple leads become open. The alarm output has a flexible format which includes TTL drive capability.

The AD594/AD595 can be powered from a single ended supply (including +5 V) and by including a negative supply, temperatures below 0°C can be measured. To minimize self-heating, an unloaded AD594/AD595 will typically operate with a total supply current 160 µA, but is also capable of delivering in excess of +5 mA to a load.

The AD594 is precalibrated by laser wafer trimming to match the characteristic of type J (iron-constantan) thermocouples and the AD595 is laser trimmed for type K (chromel-alumel) inputs. The temperature transducer voltages and gain control resistors

are available at the package pins so that the circuit can be recalibrated for the thermocouple types by the addition of two or three resistors. These terminals also allow more precise calibration for both thermocouple and thermometer applications.

The AD594/AD595 is available in two performance grades. The C and the A versions have calibration accuracies of ±1°C and ±3°C, respectively. Both are designed to be used from 0°C to +50°C, and are available in 14-pin, hermetically sealed, side-brazed ceramic DIPs as well as low cost cerdip packages.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD594/AD595 provides cold junction compensation, amplification, and an output buffer in a single IC package.
2. Compensation, zero, and scale factor are all precalibrated by laser wafer trimming (LWT) of each IC chip.
3. Flexible pinout provides for operation as a setpoint controller or a stand-alone temperature transducer calibrated in degrees Celsius.
4. Operation at remote application sites is facilitated by low quiescent current and a wide supply voltage range +5 V to dual supplies spanning 30 V.
5. Differential input rejects common-mode noise voltage on the thermocouple leads.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

AD594/AD595—SPECIFICATIONS (@ +25°C and $V_S = 5\text{ V}$, Type J (AD594), Type K (AD595) Thermocouple, unless otherwise noted)

Model	AD594A			AD594C			AD595A			AD595C			Units
	Min	Typ	Max										
ABSOLUTE MAXIMUM RATING													
+ V_S to $-V_S$	36			36			36			36			Volts
Common-Mode Input Voltage	$-V_S - 0.15$	$+V_S$		Volts									
Differential Input Voltage	$-V_S$	$+V_S$		Volts									
Alarm Voltages													
+ALM	$-V_S$	$-V_S + 36$		Volts									
-ALM	$-V_S$	$+V_S$		Volts									
Operating Temperature Range	-55	+125		-55	+125		-55	+125		-55	+125		°C
Output Short Circuit to Common	Indefinite			Indefinite			Indefinite			Indefinite			
TEMPERATURE MEASUREMENT													
(Specified Temperature Range 0°C to +50°C)													
Calibration Error at +25°C ¹	±3			±1			±3			±1			°C
Stability vs. Temperature ²	±0.05			±0.025			±0.05			±0.025			°C/°C
Gain Error	±1.5			±0.75			±1.5			±0.75			%
Nominal Transfer Function	10			10			10			10			mV/°C
AMPLIFIER CHARACTERISTICS													
Closed Loop Gain ³	193.4			193.4			247.3			247.3			
Input Offset Voltage	(Temperature in °C) × 51.70 μV/°C			(Temperature in °C) × 51.70 μV/°C			(Temperature in °C) × 40.44 μV/°C			(Temperature in °C) × 40.44 μV/°C			μV
Input Bias Current	0.1			0.1			0.1			0.1			μA
Differential Input Range	-10	+50		-10	+50		-10	+50		-10	+50		mV
Common-Mode Range	$-V_S - 0.15$	$-V_S - 4$		$-V_S - 0.15$	$-V_S - 4$		$-V_S - 0.15$	$-V_S - 4$		$-V_S - 0.15$	$-V_S - 4$		Volts
Common-Mode Sensitivity – RTO	10			10			10			10			mV/V
Power Supply Sensitivity – RTO	10			10			10			10			mV/V
Output Voltage Range													
Dual Supply	$-V_S + 2.5$	$+V_S - 2$		$-V_S + 2.5$	$+V_S - 2$		$-V_S + 2.5$	$+V_S - 2$		$-V_S + 2.5$	$+V_S - 2$		Volts
Single Supply	0	$+V_S - 2$		0	$+V_S - 2$		0	$+V_S + 2$		0	$+V_S - 2$		Volts
Usable Output Current ⁴	±5			±5			±5			±5			mA
3 dB Bandwidth	15			15			15			15			kHz
ALARM CHARACTERISTICS													
$V_{CE(SAT)}$ at 2 mA	0.3			0.3			0.3			0.3			Volts
Leakage Current	±1			±1			±1			±1			μA max
Operating Voltage at –ALM	$+V_S - 4$			Volts									
Short Circuit Current	20			20			20			20			mA
POWER REQUIREMENTS													
Specified Performance	$+V_S = 5, -V_S = 0$			$+V_S = 5, -V_S = 0$			$+V_S = 5, -V_S = 0$			$+V_S = 5, -V_S = 0$			Volts
Operating ⁵	$+V_S$ to $-V_S \leq 30$			Volts									
Quiescent Current (No Load)													
+ V_S	160	300		160	300		160	300		160	300		μA
$-V_S$	100			100			100			100			μA
PACKAGE OPTION													
TO-116 (D-14)	AD594AD			AD594CD			AD595AD			AD595CD			
Cerdip (Q-14)	AD594AQ			AD594CQ			AD595AQ			AD595CQ			

NOTES

¹Calibrated for minimum error at +25°C using a thermocouple sensitivity of 51.7 μV/°C. Since a J type thermocouple deviates from this straight line approximation, the AD594 will normally read 3.1 mV when the measuring junction is at 0°C. The AD595 will similarly read 2.7 mV at 0°C.

²Defined as the slope of the line connecting the AD594/AD595 errors measured at 0°C and 50°C ambient temperature.

³Pin 8 shorted to Pin 9.

⁴Current Sink Capability in single supply configuration is limited to current drawn to ground through a 50 kΩ resistor at output voltages below 2.5 V.

⁵ $-V_S$ must not exceed -16.5 V.

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units. Specifications subject to change without notice.

INTERPRETING AD594/AD595 OUTPUT VOLTAGES

To achieve a temperature proportional output of 10 mV/°C and accurately compensate for the reference junction over the rated operating range of the circuit, the AD594/AD595 is gain trimmed to match the transfer characteristic of J and K type thermocouples at 25°C. For a type J output in this temperature range the TC is 51.70 μV/°C, while for a type K it is 40.44 μV/°C. The resulting gain for the AD594 is 193.4 (10 mV/°C divided by 51.7 μV/°C) and for the AD595 is 247.3 (10 mV/°C divided by 40.44 μV/°C). In addition, an absolute accuracy trim induces an input offset to the output amplifier characteristic of 16 μV for the AD594 and 11 μV for the AD595. This offset arises because the AD594/AD595 is trimmed for a 250 mV output while applying a 25°C thermocouple input.

Because a thermocouple output voltage is nonlinear with respect to temperature, and the AD594/AD595 linearly amplifies the

compensated signal, the following transfer functions should be used to determine the actual output voltages:

$$AD594 \text{ output} = (\text{Type J Voltage} + 16 \mu\text{V}) \times 193.4$$

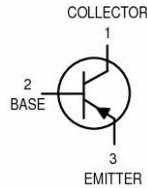
$$AD595 \text{ output} = (\text{Type K Voltage} + 11 \mu\text{V}) \times 247.3 \text{ or conversely:}$$

$$\text{Type J voltage} = (AD594 \text{ output}/193.4) - 16 \mu\text{V}$$

$$\text{Type K voltage} = (AD595 \text{ output}/247.3) - 11 \mu\text{V}$$

Table I lists the ideal AD594/AD595 output voltages as a function of Celsius temperature for type J and K ANSI standard thermocouples, with the package and reference junction at 25°C. As is normally the case, these outputs are subject to calibration, gain and temperature sensitivity errors. Output values for intermediate temperatures can be interpolated, or calculated using the output equations and ANSI thermocouple voltage tables referred to zero degrees Celsius. Due to a slight variation in alloy content between ANSI type J and DIN FE-CUNI

Amplifier Transistors
PNP Silicon



BC556,B
BC557A,B,C
BC558B



CASE 29-04, STYLE 17
TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC 556	BC 557	BC 558	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CE0}	-65	-45	-30	Vdc
Collector–Base Voltage	V_{CBO}	-80	-50	-30	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EBO}	-5.0			Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	-100			mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625		5.0	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5		12	Watt mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -2.0$ mAdc, $I_B = 0$)	BC556 BC557 BC558	$V_{(BR)CEO}$	-65 -45 -30	— — —	— — —	V
Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = -100$ μ Adc)	BC556 BC557 BC558	$V_{(BR)CBO}$	-80 -50 -30	— — —	— — —	V
Emitter–Base Breakdown Voltage ($I_E = -100$ μ Adc, $I_C = 0$)	BC556 BC557 BC558	$V_{(BR)EBO}$	-5.0 -5.0 -5.0	— — —	— — —	V
Collector–Emitter Leakage Current ($V_{CES} = -40$ V) ($V_{CES} = -20$ V)	BC556 BC557 BC558	I_{CES}	— — —	-2.0 -2.0 -2.0	-100 -100 -100	nA
($V_{CES} = -20$ V, $T_A = 125^\circ\text{C}$)	BC556 BC557 BC558		— — —	— — —	-4.0 -4.0 -4.0	μ A



BTA/BTB10 Series

SNUBBERLESS™ & STANDARD

10A TRIACs

MAIN FEATURES:

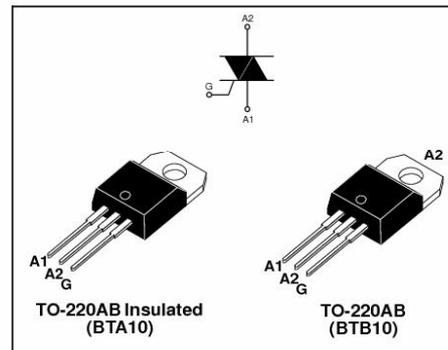
Symbol	Value	Unit
$I_{T(RMS)}$	10	A
V_{DRM}/V_{RRM}	600 and 800	V
$I_{GT} (Q_1)$	25 to 50	mA

DESCRIPTION

Available either in standard or snubberless version, the BTA/BTB10 triac series is suitable for general purpose AC switching. They can be used as an ON/OFF function in applications such as static relays, heating regulation, induction motor starting circuits... or for phase control operation in light dimmers, motor speed controllers, ...

The snubberless version (W suffix) is specially recommended for use on inductive loads, thanks to their high commutation performances.

By using an internal ceramic pad, the BTA series provides voltage insulated tab (rated at 2500 V RMS) complying with UL standards (File ref.: E81734).



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit	
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current (full sine wave)	TO-220AB	$T_c = 105^\circ\text{C}$	10	A
		TO-220AB Ins.	$T_c = 95^\circ\text{C}$		
I_{TSM}	Non repetitive surge peak on-state current (full cycle, T_j initial = 25°C)	F = 60 Hz	t = 16.7 ms	105	A
		F = 50 Hz	t = 20 ms	100	
i_t^2	i_t^2 Value for fusing	tp = 10 ms		55	A^2s
dI/dt	Critical rate of rise of on-state current $I_G = 2 \times I_{GT}$, tr ≤ 100 ns	F = 120 Hz	$T_j = 125^\circ\text{C}$	50	$\text{A}/\mu\text{s}$
V_{DSM}/V_{RSM}	Non repetitive surge peak off-state voltage	tp = 10 ms	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$V_{DRM}/V_{RRM} + 100$	V
I_{GM}	Peak gate current	tp = 20 μs	$T_j = 125^\circ\text{C}$	4	A
$P_{G(AV)}$	Average gate power dissipation		$T_j = 125^\circ\text{C}$	1	W
T_{stg} T_j	Storage junction temperature range Operating junction temperature range			- 40 to + 150 - 40 to + 125	$^\circ\text{C}$

April 2002 - Ed: 5A

1/6

DAC0800/DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters

General Description

The DAC0800 series are monolithic 8-bit high-speed current-output digital-to-analog converters (DAC) featuring typical settling times of 100 ns. When used as a multiplying DAC, monotonic performance over a 40 to 1 reference current range is possible. The DAC0800 series also features high compliance complementary current outputs to allow differential output voltages of 20 V_{p-p} with simple resistor loads as shown in Figure 1. The reference-to-full-scale current matching of better than ±1 LSB eliminates the need for full-scale trims in most applications while the nonlinearities of better than ±0.1% over temperature minimizes system error accumulations.

The noise immune inputs of the DAC0800 series will accept TTL levels with the logic threshold pin, V_{LC}, grounded. Changing the V_{LC} potential will allow direct interface to other logic families. The performance and characteristics of the device are essentially unchanged over the full ±4.5V to ±18V power supply range; power dissipation is only 33 mW with ±5V supplies and is independent of the logic input states.

The DAC0800, DAC0802, DAC0800C and DAC0802C are a direct replacement for the DAC-08, DAC-08A, DAC-08C, and DAC-08H, respectively.

Features

- Fast settling output current: 100 ns
- Full scale error: ±1 LSB
- Nonlinearity over temperature: ±0.1%
- Full scale current drift: ±10 ppm/°C
- High output compliance: -10V to +18V
- Complementary current outputs
- Interface directly with TTL, CMOS, PMOS and others
- 2 quadrant wide range multiplying capability
- Wide power supply range: ±4.5V to ±18V
- Low power consumption: 33 mW at ±5V
- Low cost

Typical Applications

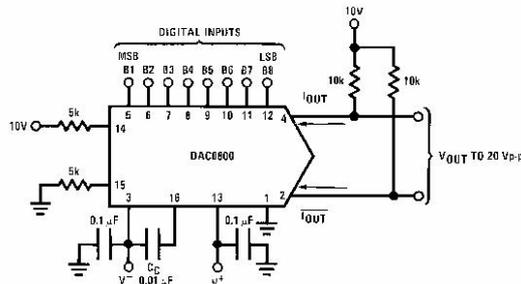


FIGURE 1. ±20 V_{p-p} Output Digital-to-Analog Converter (Note 5)

Ordering Information

Non-Linearity	Temperature Range	Order Numbers				
		J Package (J16A) (Note 1)		N Package (N16E) (Note 1)	SO Package (M16A)	
±0.1% FS	0°C ≤ T _A ≤ +70°C	DAC0802LCJ	DAC-08HQ	DAC0802LCN	DAC-08HP	DAC0802LCM
±0.19% FS	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C	DAC0800LJ	DAC-08Q	DAC0800LCN	DAC-08EP	DAC0800LCM
±0.19% FS	0°C ≤ T _A ≤ +70°C	DAC0800LCJ	DAC-08EQ	DAC0800LCN	DAC-08EP	DAC0800LCM

Note 1: Devices may be ordered by using either order number.

LM317, NCV317

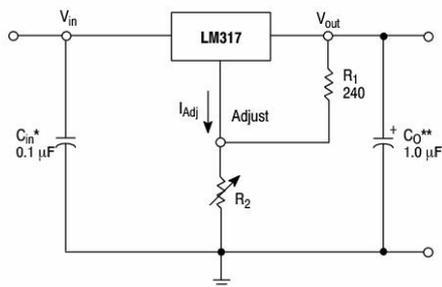
1.5 A Adjustable Output, Positive Voltage Regulator

The LM317 is an adjustable 3-terminal positive voltage regulator capable of supplying in excess of 1.5 A over an output voltage range of 1.2 V to 37 V. This voltage regulator is exceptionally easy to use and requires only two external resistors to set the output voltage. Further, it employs internal current limiting, thermal shutdown and safe area compensation, making it essentially blow-out proof.

The LM317 serves a wide variety of applications including local, on card regulation. This device can also be used to make a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM317 can be used as a precision current regulator.

Features

- Output Current in Excess of 1.5 A
- Output Adjustable between 1.2 V and 37 V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting Constant with Temperature
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Floating Operation for High Voltage Applications
- Available in Surface Mount D²PAK-3, and Standard 3-Lead Transistor Package
- Eliminates Stocking many Fixed Voltages
- Pb-Free Packages are Available



* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.
 ** C_O is not needed for stability, however, it does improve transient response.

$$V_{out} = 1.25 V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{Adj} R_2$$

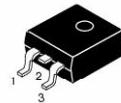
Since I_{Adj} is controlled to less than 100 μA , the error associated with this term is negligible in most applications.

Figure 1. Standard Application



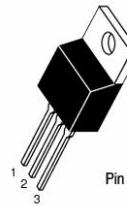
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



D²PAK-3
D2T SUFFIX
CASE 936

Heatsink surface (shown as terminal 4 in case outline drawing) is connected to Pin 2.



TO-220
T SUFFIX
CASE 221A

Pin 1. Adjust
2. V_{out}
3. V_{in}

Heatsink surface connected to Pin 2.

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 10 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 10 of this data sheet.

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

DESCRIPTION

The LM124/SA534/LM2902 series consists of four independent, high-gain, internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages.

UNIQUE FEATURES

In the linear mode, the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.

The unity gain crossover frequency and the input bias current are temperature-compensated.

FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature-compensated)
- Wide power supply range Single supply: 3 V_{DC} to 30 V_{DC} or dual supplies: ±1.5 V_{DC} to ±15 V_{DC}
- Very low supply current drain: essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current: 45 nA_{DC} (temperature-compensated)
- Low input offset voltage: 2 mV_{DC} and offset current: 5 nA_{DC}
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage: 0V_{DC} to V_{CC}-1.5 V_{DC} swing

PIN CONFIGURATION

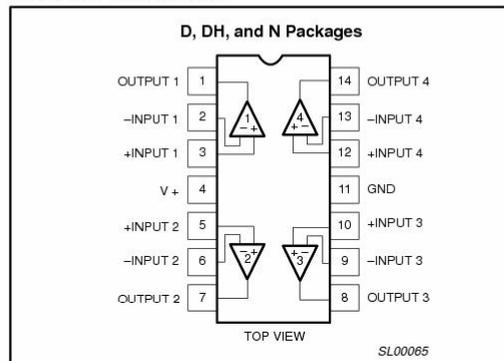


Figure 1. Pin configuration.

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55 °C to +125 °C	LM124N	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-25 °C to +85 °C	LM224D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25 °C to +85 °C	LM224N	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 °C to +70 °C	LM324D	SOT108-1
14-Pin Plastic Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP)	0 °C to +70 °C	LM324DH	SOT402-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 °C to +70 °C	LM324N	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 °C to +70 °C	LM324AD	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 °C to +70 °C	LM324AN	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40 °C to +85 °C	SA534D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40 °C to +85 °C	SA534N	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40 °C to +125 °C	LM2902D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40 °C to +125 °C	LM2902N	SOT27-1
14-Pin Plastic Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP)	-40 °C to +125 °C	LM2902DH	SOT402-1

MOC3030, MOC3031, MOC3032, MOC3033



OPTICALLY COUPLED BILATERAL SWITCH LIGHT ACTIVATED ZERO VOLTAGE CROSSING TRIAC

DESCRIPTION

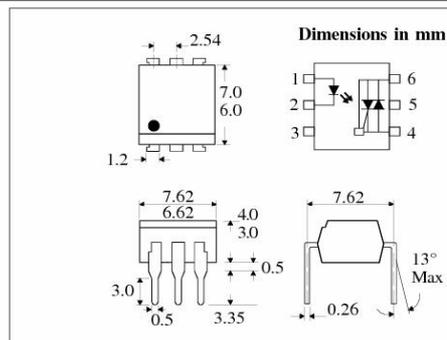
The MOC303_ Series are optically coupled isolators consisting of a Gallium Arsenide infrared emitting diode coupled with a monolithic silicon detector performing the functions of a zero crossing bilateral triac mounted in a standard 6 pin dual-in-line package.

FEATURES

- Options :-
10mm lead spread - add G after part no.
Surface mount - add SM after part no.
Tape&reel - add SMT&R after part no.
- High Isolation Voltage (5.3kV_{RMS}, 7.5kV_{PK})
- Zero Voltage Crossing
- 250V Peak Blocking Voltage
- All electrical parameters 100% tested
- Custom electrical selections available

APPLICATIONS

- CRTs
- Power Triac Driver
- Motors
- Consumer appliances
- Printers



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (25 °C unless otherwise noted)

Storage Temperature _____ -40°C - +150°C
 Operating Temperature _____ -40°C - +100°C
 Lead Soldering Temperature _____ 260°C
 (1.6mm from case for 10 seconds)
 Input-to-output Isolation Voltage (Pk) _7500 Vac
 (60 Hz , 1sec. duration)

INPUT DIODE

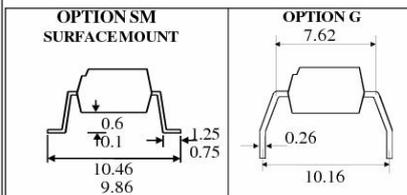
Forward Current _____ 50mA
 Reverse Voltage _____ 6V
 Power Dissipation _____ 120mW
 (derate linearly 1.41mW/°C above 25°C)

OUTPUT PHOTO TRIAC

Off-State Output Terminal Voltage ____ 250V
 RMS Forward Current _____ 100mA
 Forward Current (Peak) _____ 1.2A
 Power Dissipation _____ 150mW
 (derate linearly 1.76mW/°C above 25°C)

POWER DISSIPATION

Total Power Dissipation _____ 250mW
 (derate linearly 2.94mW/°C above 25°C)



ISOCOM COMPONENTS LTD
 Unit 25B, Park View Road West,
 Park View Industrial Estate, Brenda Road
 Hartlepool, Cleveland, TS25 1YD
 Tel: (01429) 863609 Fax :(01429) 863581

ISOCOM INC
 1024 S. Greenville Ave, Suite 240,
 Allen, TX 75002 USA
 Tel: (214) 495-0755 Fax: (214) 495-0901
 e-mail info@isocom.com
 http://www.isocom.com



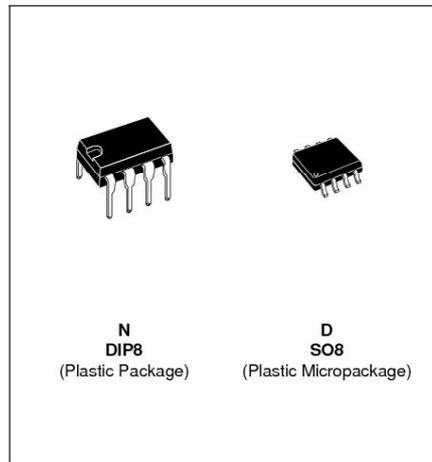
NE555 SA555 - SE555

GENERAL PURPOSE SINGLE BIPOLAR TIMERS

- LOW TURN OFF TIME
- MAXIMUM OPERATING FREQUENCY GREATER THAN 500kHz
- TIMING FROM MICROSECONDS TO HOURS
- OPERATES IN BOTH ASTABLE AND MONOSTABLE MODES
- HIGH OUTPUT CURRENT CAN SOURCE OR SINK 200mA
- ADJUSTABLE DUTY CYCLE
- TTL COMPATIBLE
- TEMPERATURE STABILITY OF 0.005% PER°C

DESCRIPTION

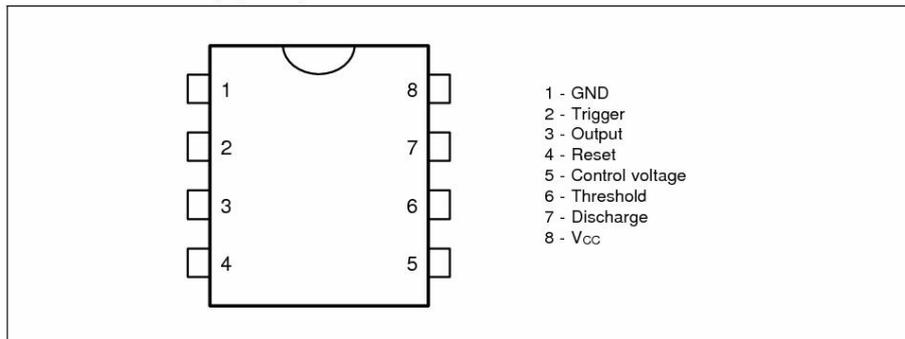
The NE555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA. The NE555 is available in plastic and ceramic minidip package and in a 8-lead micropackage and in metal can package version.



ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
NE555	0°C, 70°C	•	•
SA555	-40°C, 105°C	•	•
SE555	-55°C, 125°C	•	•

PIN CONNECTIONS (top view)





PIC16F87X

28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers

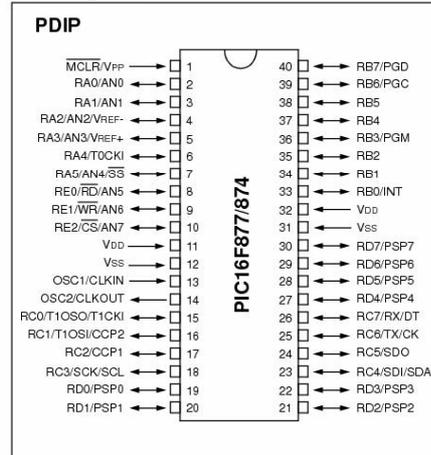
Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873
- PIC16F874
- PIC16F876
- PIC16F877

Microcontroller Core Features:

- High performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to the PIC16C73B/74B/76/77
- Interrupt capability (up to 14 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low power, high speed CMOS FLASH/EEPROM technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature ranges
- Low-power consumption:
 - < 0.6 mA typical @ 3V, 4 MHz
 - 20 µA typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current

Pin Diagram



Peripheral Features:

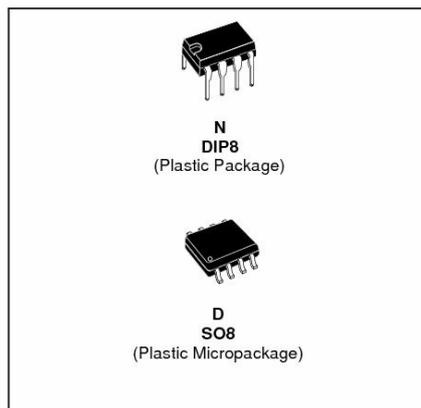
- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler, can be incremented during SLEEP via external crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for Brown-out Reset (BOR)



TL081 TL081A - TL081B

GENERAL PURPOSE J-FET SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16V/\mu s$ (typ)

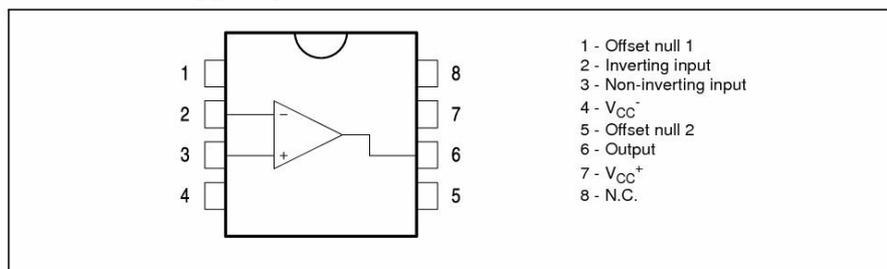


DESCRIPTION

The TL081, TL081A and TL081B are high speed J-FET input single operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

PIN CONNECTIONS (top view)



ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL081M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL081I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL081C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•

Example : TL081CD, TL081IN

N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

NPN switching transistors**2N2222; 2N2222A****FEATURES**

- High current (max. 800 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

APPLICATIONS

- Linear amplification and switching.

DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-18 metal package.
PNP complement: 2N2907A.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to case

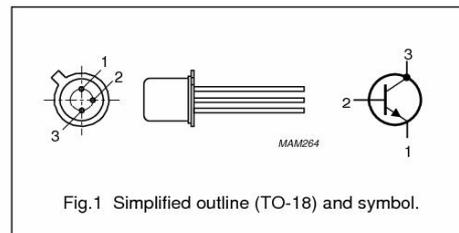


Fig.1 Simplified outline (TO-18) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	2N2222		—	60	V
	2N2222A		—	75	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	2N2222		—	30	V
	2N2222A		—	40	V
I_C	collector current (DC)		—	800	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$	—	500	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	—	
f_T	transition frequency	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$			
	2N2222		250	—	MHz
	2N2222A		300	—	MHz
t_{off}	turn-off time	$I_{Con} = 150\text{ mA}; I_{Bon} = 15\text{ mA}; I_{Boff} = -15\text{ mA}$	—	250	ns

APÉNDICE C

ARCHIVOS DE FABRICACIÓN

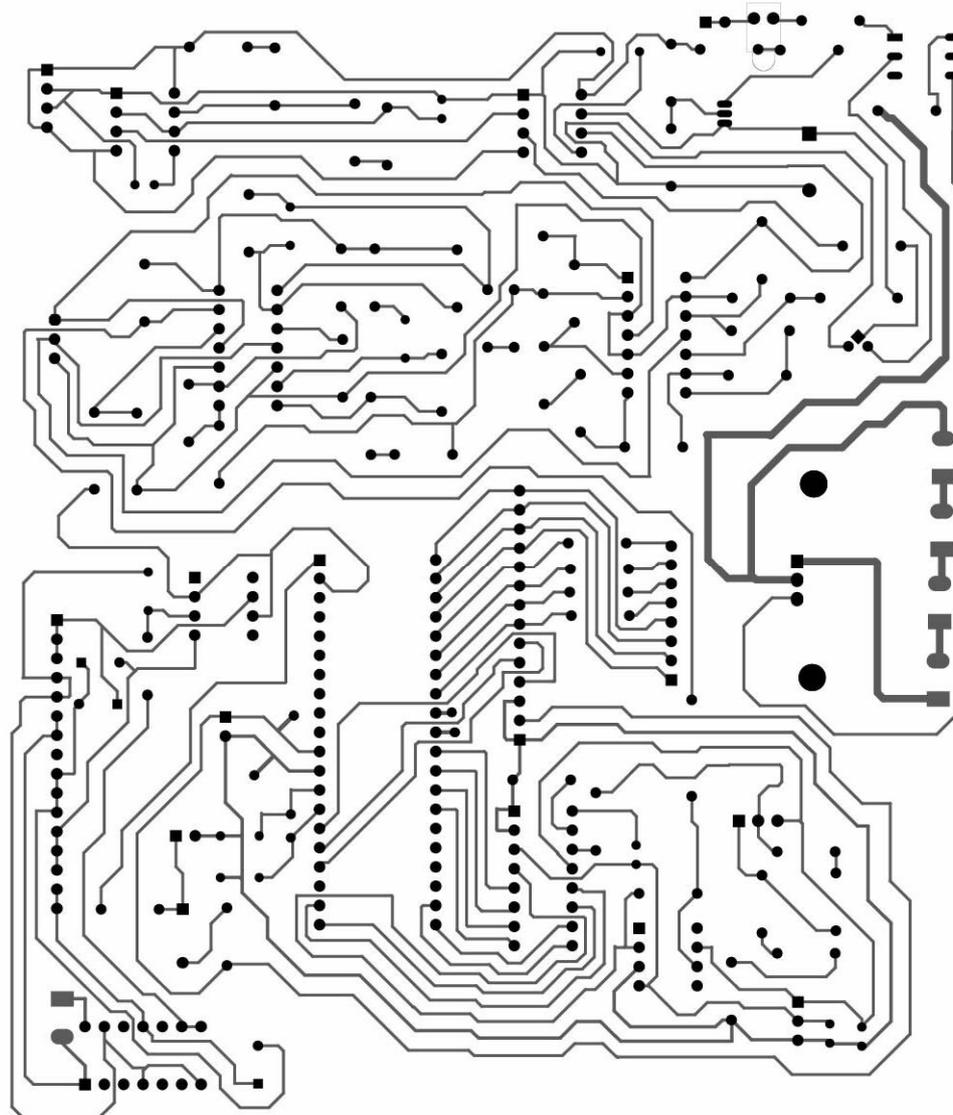


Figura C.1 Cara inferior de la placa fenólica

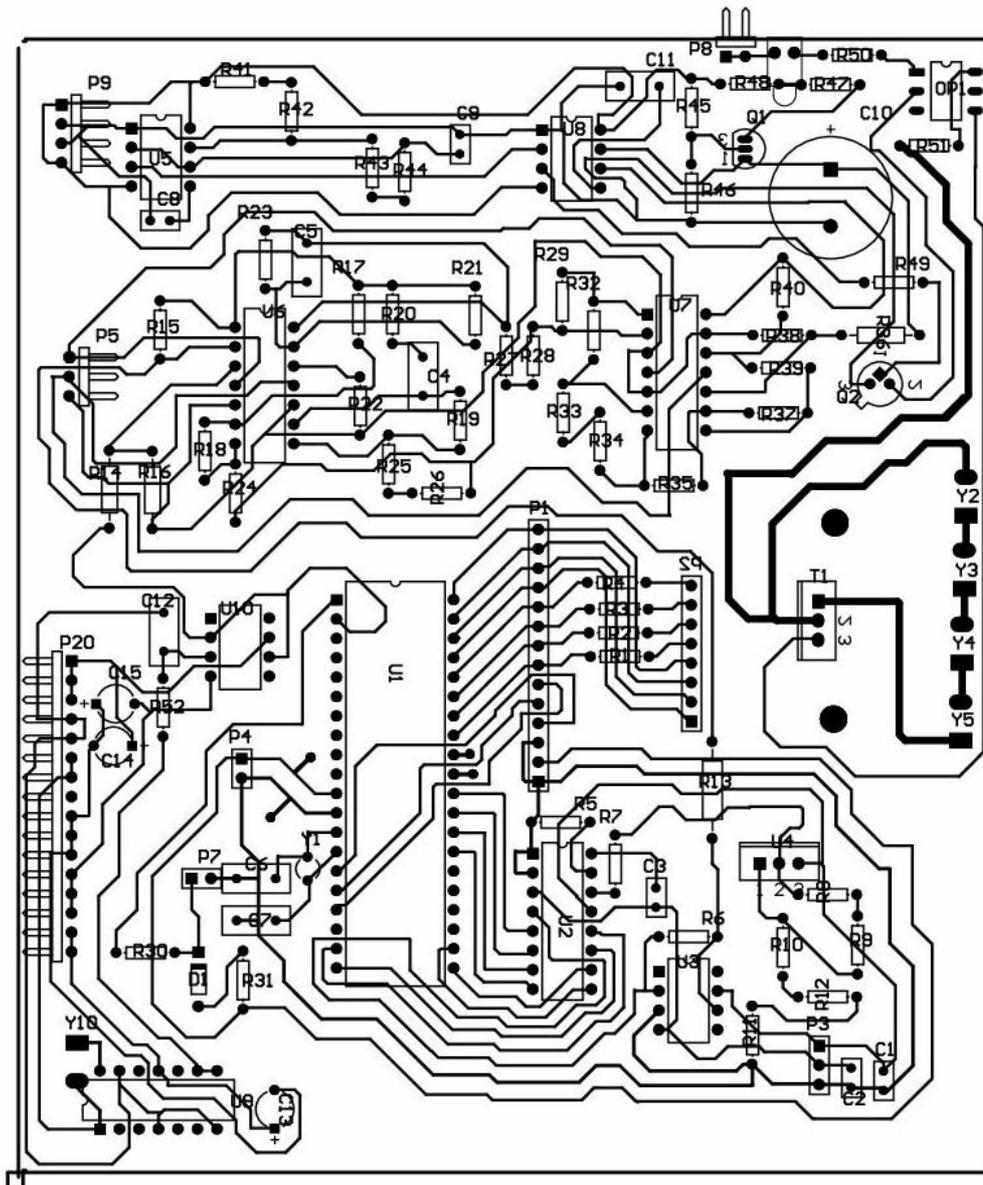


Figura C.2 Cara inferior de la placa fenólica que incluye el número de parte de los componentes

BIBLIOGRAFÍA

- 1) Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll. “Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales” Editorial Prentice-Hall, 1 ra. Edición, México, 1993.
- 2) Antonio Pertence jr. “Amplificadores Operacionales y Filtros Activos” Editorial McGraw-Hill, 3 ra. Edición.
- 3) Ramakant Gayakwad, Leonard Sokoloff. “Analog and Digital Control Systems” Editorial Prentice Hall, 1 ra. Edición, Estados Unidos, 1988.
- 4) Arthur Beiser. “Concepts of Modern Physics” Editorial McGraw Hill, 6 ta. Edición, Nueva York, 2003.
- 5) M. Bañuelos S., J. Castillo H., G. Rayo L. S. Quintana T., R. Damián Z., J. Pérez S. “Controlador PID de Temperatura de Tipo Didáctico” Lab. de Electrónica, Centro de Instrumentos, UNAM.
- 6) Carlos A. Smith, Armando B. Corripio. “Control Automático de Procesos, Teoría y Práctica” Editorial Limusa, 1 ra. Edición, México D.F., 1991.
- 7) Virgilio Acosta, Clyde L. Cowan, B.J. Graham. “Curso de Física Moderna” Editorial Oxford University Press.
- 8) Katsuhiko Ogata. “Ingeniería de Control Moderna” Editorial Pearson Education, 3 ra. Edición, México, 1998.
- 9) Jack P. Holman. “Métodos experimentales para ingenieros” Ed. McGraw Hill.
- 10) Cecil L. Smith. “Practical Process Control, Tuning and Troubleshooting” Editorial Wiley, New Jersey, Estados Unidos, 2009.
- 11) Meter R. Childs. “Practical Temperature Measurement” Editorial Butterworth-Heinemann, 1 ra. Edición, Inglaterra, 2001.
- 12) Albert Paul Malvino. “Principios de Electrónica” Editorial McGraw Hill, 6 ta. Edición, España, 2000.
- 13) Ramón Pallás Areny. “Sensores y acondicionadores de señal” Ed. Marcombo, 2 da. Edición, Barcelona, 1994.
- 14) Ian R. Sinclair. “Sensors and Transducers” Editorial Newnes, 3ra. Edición, Inglaterra, 2001.
- 15) Benjamin C. Kuo. “Sistemas de Control Automático” Editorial Prentice-Hall, 7 ma. Edición, México, 1996.

16) L. Michalsky, K. Eckersdorf, J. Kucharsky. "Temperature Measurement" Editorial John Wiley & Sons, LTD, 2da. Edición, Inglaterra, 2001.

17) ON Semiconductor. "Thyristor Device Data", Mayo, 2000.

18) J.V. Nicholas, D.R. White. "Traceable Temperatures: An Introduction to Temperature Measurement and Calibration", Editorial John Wiley & Sons, LTD, 2 da. Edición, Inglaterra, 2001.

19) Hugh D. Young, Roger A. Freedman. "University Physics With Modern Physics" Editorial Addison-Wesley, 12 va. edición.

20) <http://www.datasheetcatalog.com/>

Fecha de consulta: septiembre-2009

21) <http://jmi.com.mx>

Fecha de consulta: 4 agosto-2009