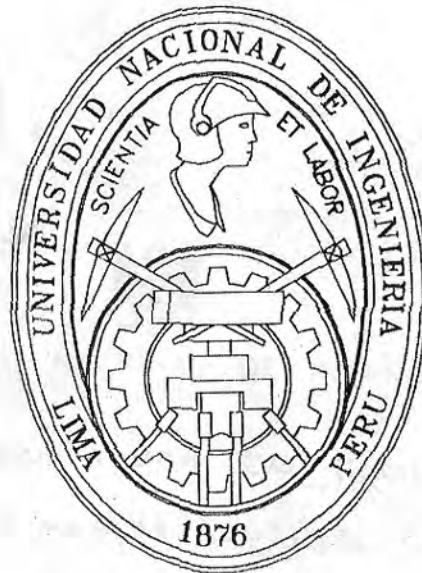


**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA**

**FACULTAD DE CIENCIAS**



**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA AUTOMATICO DE  
CONTROL DE TEMPERATURA**

**TESIS PARA OPTAR EL TITULO PROFESIONAL DE  
LICENCIADO EN FISICA**

**PRESENTADA POR:**

**CIRCE MARINA RONDINEL PINEDA**

**LIMA - PERU**

**1994**

## INDICE

i.	Resumen	1
ii.	Introducción	2
2.1	Calibración del sistema	25
<b>CAPITULO 1.- CONCEPTOS BASICOS DE LA TEORIA DE CONTROL</b>		
2.3.2	Determinación de las pérdidas de potencia	28
1.1	Sistemas de control de lazo cerrado	4
1.2	Sistemas de control de lazo abierto	5
1.3	Modelo	6
1.4	Funciones de transferencia	7
1.5	Función de transferencia de un sistema de lazo cerrado	7
1.6	Acciones de control	9
1.6.1	Control proporcional	10
1.6.2	Control integral	11
1.6.3	Control proporcional y derivativo	12
1.6.4	Control proporcional e integral	12
1.7	Sistemas discretos en el tiempo	13
1.8	Criterios de diseño	15
1.9	Como resolver el problema de control	17

## CAPITULO 2.- CONTROL DE TEMPERATURA PARA UN SISTEMA QUE MIDE EMISIVIDAD HEMISFERICA

### RESUMEN

2.1	Emisividad hemisférica	19
2.2	Método calorimétrico	21
2.3	Calibración del sistema	
2.3.1	Descripción del equipo	25
2.3.2	Determinación de las pérdidas de potencia	28
2.4	Equipo de control	32
2.5	Diseño de la interface a la PC	35
CAPITULO 3.- MODELO DEL SISTEMA CALORIMETRICO		
CAPITULO 4.- DISEÑO DEL REGULADOR		
CAPITULO 5.- RESULTADOS EXPERIMENTALES		
CAPITULO 6.- DISCUSION DE RESULTADOS		
CAPITULO 7.- CONCLUSIONES Y SUGERENCIAS		
APENDICE A		76
APENDICE B		81
APENDICE C		82
REFERENCIAS		84

## RESUMEN

En este trabajo se presenta el diseño y evaluación de un sistema de control automático de temperatura. Como sistema de prueba se empleó un equipo que mide por el método calorimétrico la emisividad hemisférica de superficies sobre sustrato metálico. Para evaluar la emisividad con éste equipo es necesario obtener el equilibrio térmico de la muestra a una temperatura determinada, midiendo la potencia eléctrica necesaria que permita equilibrar las pérdidas por calor de la superficie de la muestra. El método se puede realizar manualmente, pero es un procedimiento tedioso que puede consumir varias horas debido a que la potencia radiada es proporcional a la cuarta potencia de la temperatura, y cualquier desviación de  $dT/dt = 0$  ocasionará un corrimiento de la temperatura sobre un periodo de varias horas. Mediante el control por software a través de la PC, con el diseño de un regulador PI (proporcional e integral) se puede lograr estabilizar la temperatura en menor tiempo.

Se presentan ejemplos de control de temperatura que permitirá el cálculo de la emisividad para algunas muestras. Se discute los resultados y se sugieren modificaciones para optimizar el método de medida.

## INTRODUCCION

En numerosos procesos físicos es necesario medir y controlar la temperatura para poder llegar a conclusiones precisas. Sin embargo, el proceso de control toma en muchos casos demasiado tiempo haciéndose necesario optimizarlo.

Una forma interesante de optimizar el proceso es a través de una microcomputadora, lo cual permitiría un control preciso y rápido de la temperatura de un sistema físico. Para el presente trabajo se ha utilizado un sistema que permite medir emisividad hemisférica de superficies con substrato metálico, en el cual es necesario mantener una muestra en equilibrio térmico a una determinada temperatura.

El objetivo del presente trabajo es implementar un proceso de control automático de temperatura a través de una microcomputadora PC compatible, para lo cual se ha desarrollado: la interface del equipo con la PC, el modelo que nos lleva al algoritmo de control, y el programa que realizado en Turbo Pascal ejecuta el control de la temperatura, lo que eventualmente llevaría al cálculo de la emisividad hemisférica de una muestra sobre substrato metálico.

Este trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera: en el capítulo 1 se discuten los principios de la teoría del control, como una introducción necesaria al diseño que vamos a desarrollar, en el capítulo 2 haremos una descripción del equipo calorimétrico y del método usado para medir la emisividad; además se dará el diagrama del equipo de control y los circuitos de interface desarrollados. En el capítulo 3 se describe el modelo que representa nuestro problema físico, se desarrollan las funciones de transferencia y se formula la ecuación característica del sistema. El capítulo 4 está dedicado al diseño del regulador PI. El capítulo 5 presenta los resultados experimentales, tests y evaluaciones realizados en el diseño del regulador. En el capítulo 6 se presenta una discusión de los resultados. Por último en el capítulo 7 se presentan las conclusiones del trabajo de tesis y se dan sugerencias y recomendaciones para trabajos futuros.

## CAPITULO I.- CONCEPTOS BASICOS DE LA TEORIA DE CONTROL

En el presente trabajo se realiza el diseño y análisis de un sistema de control en el que el algoritmo de control es implementado por una microcomputadora. La PC modifica la dinámica del sistema para obtener una respuesta más satisfactoria, como por ejemplo una reducción considerable del tiempo que dura el proceso de control.

### 1.1 SISTEMA DE CONTROL DE LAZO CERRADO

Un sistema de control de lazo cerrado es aquel en donde las funciones de entrada dependen de la respuestas del sistema, esto es, la entrada es función de la salida.

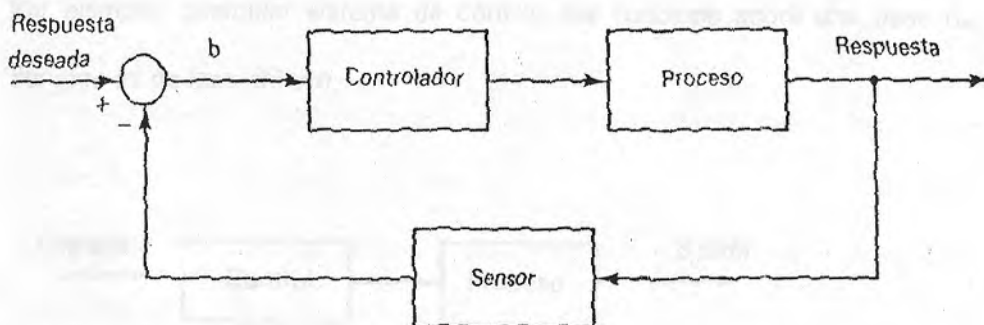


Fig. 1.1.- Diagrama de bloques de un sistema de lazo cerrado  
b: señal diferencia

Un sensor mide la respuesta del proceso (salida), la cual se compara con la respuesta deseada o prefijada (entrada). La diferencia entre ambas señales,  $b$ , es tomada por un controlador (compensador o filtro) que lleva la respuesta mediante procesos sucesivos al valor deseado, reduciendo la señal diferencia a cero. La fig. 1 muestra el diagrama de bloques de tal sistema.

El término "lazo cerrado" implica el uso de realimentación para reducir la diferencia entre las señales de entrada y salida del sistema. En nuestro caso el sensor es una termocupla, y la función de compensación la desarrolla la PC a través de un programa que implementa una función de transferencia.

## 1.2 SISTEMAS DE CONTROL DE LAZO ABIERTO

Los sistemas de control de lazo abierto son aquellos en los que la salida no tiene efecto sobre la acción de control. En estos sistemas las salidas no se miden ni se realimentan para compararlas con las señales de entrada. La exactitud del sistema depende de la calibración.

Por ejemplo, cualquier sistema de control que funciona sobre una base de tiempos es de lazo abierto.

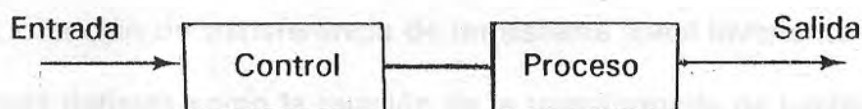


Fig. 1.2.- Diagrama de bloques de un sistema de lazo abierto



### 1.3 MODELO

Un proceso físico dinámico, puede ser caracterizado por ecuaciones diferenciales. La respuesta de este *proceso dinámico a una entrada se obtiene resolviendo esas ecuaciones diferenciales.*

La *descripción matemática de un proceso dinámico se denomina modelo matemático del sistema.* La definición del modelo es el primer paso para la *implementación de un proceso de control.*

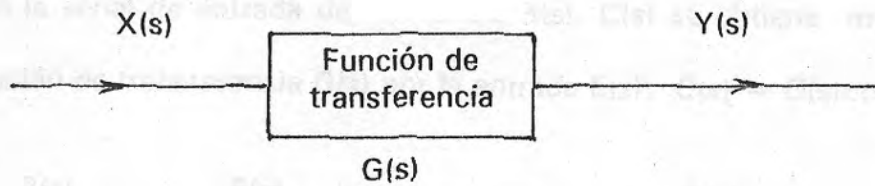
En contraste a sistemas continuos en el tiempo cuya operación es descrita o modelada por ecuaciones diferenciales, un sistema discreto en el tiempo es representado por las llamadas ecuaciones diferencia. En seguida presentaremos el formalismo del control para el caso de sistemas continuos. Cuando llegemos a las ecuaciones que interesan para nuestro problema, pasaremos al formalismo para sistemas discretos.

### 1.4 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA

Las funciones de transferencia caracterizan las relaciones de entrada-salida de sistemas lineales invariantes en el tiempo.

La función de transferencia de un sistema lineal invariante en el tiempo,  $G(s)$ , está definida como la relación de la transformada de Laplace de la salida  $Y(s)$  (función respuesta) a la transformada de Laplace de la entrada  $X(s)$  (función excitadora), bajo la suposición de que todas las condiciones iniciales son cero,

esto es:



$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_0 s^m + \dots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + \dots + a_{n-1} s + a_n} \quad (1.1)$$

Aquí  $Y(s)$  y  $X(s)$  son las transformadas de Laplace de la salida  $y(t)$ , y entrada  $x(t)$  respectivamente. La potencia más alta de  $s$  en el denominador de la función de transferencia determina el orden del sistema; así en este caso sería de orden- $n$ .

### 1.5 FUNCION DE TRANSFERENCIA DE UN SISTEMA DE LAZO CERRADO

La figura 1.3 muestra el diagrama de bloques de un sistema de lazo cerrado. En un diagrama de este tipo es importante señalar el "detector de error",  $E(s)$ , que proviene de la diferencia entre la referencia de entrada,  $R(s)$  y la señal de realimentación  $B(s)$ . Obviamente ambas deben tener las mismas dimensiones. Entonces

$$E(s) = R(s) - B(s) \quad (1.2)$$

En la fig. 3, la salida  $C(s)$  regresa al detector de error,  $E(s)$ , donde es comparada con la señal de entrada de referencia  $R(s)$ .  $C(s)$  se obtiene multiplicando la función de transferencia  $G(s)$  por la entrada  $E(s)$ :  $C(s) = G(s)E(s)$ .

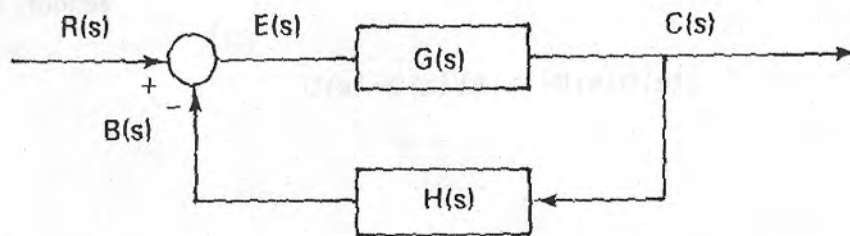


Fig. 1.3.- Diagrama de bloques de un sistema de lazo cerrado.

Para comparar  $C(s)$  con la entrada,  $R(s)$ , es necesario convertirla a las mismas unidades de  $R(s)$ , es decir convertir la forma de la señal de salida a la forma de la señal de entrada. Esta conversión es realizada por la función de transferencia  $H(s)$ .

La señal de entrada que se inyecta para comparación con la la referencia  $R(s)$  es

$$B(s) = H(s)C(s) \quad (1.3)$$

Para el sistema mostrado se puede deducir la relación entre la salida  $C(s)$  y la entrada  $R(s)$ . Sabemos que:

$$C(s) = G(s)E(s) \quad (1.4)$$

Además

$$E(s) = R(s) - B(s) = R(s) - H(s)C(s) \quad (1.5)$$

Entonces

$$C(s) = G(s) [R(s) - H(s)C(s)] \quad (1.6)$$

Finalmente

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (1.7)$$

La función transferencia que relaciona  $C(s)$  y  $R(s)$  se denomina **función de transferencia de lazo cerrado**. Esta función está definida en el plano complejo, de modo que resolver el problema se reduce a encontrar las raíces de la ecuación característica:

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (1.8)$$

## 1.6 ACCIONES DE CONTROL

Un control automático compara el valor efectivo de salida de un proceso con el valor deseado, para lo cual determina la desviación y produce una señal de control que reduce ésta desviación a cero o a un valor mínimo.

La forma en que el control automático produce la señal de control recibe el nombre de acción de control.

De acuerdo a su acción de control, en general se pueden clasificar los controles automáticos en:

1. Controles de dos posiciones o "On-Off"
2. Controles proporcionales
3. Controles integrales
4. Controles proporcionales e integrales
5. Controles proporcionales y derivados
6. Controles proporcionales, derivados e integrales

La función de transferencia de la acción de control está representada por  $H(s)$  en el diagrama de bloques de un sistema de lazo cerrado, fig. 1.3 .

### 1.6.1 CONTROL PROPORCIONAL

En este tipo de control la señal de salida,  $m(t)$ , es proporcional a la señal de error  $e(t)$ . Sea  $e(t) = q(t) - Q$ , donde  $q(t)$  es la salida y  $Q$  el valor deseado

$$m(t) = K_p e(t) \quad (1.9)$$

Aplicando la transformada de Laplace, que se define:

$$M(s) = \int_0^{\infty} \exp(-st) m(t) dt \quad (1.10)$$

Entonces  $M(s)$  es la transformada de Laplace de  $m(t)$  y  $E(s)$  es la transformada de Laplace de la integral.

$$M(s) = K_p E(s) \quad (1.11)$$

### 1.6.3 CONTROL PROPORCIONAL Y DERIVATIVO

donde  $K_p$  es la sensibilidad proporcional o la ganancia

$$K_p = \frac{M(s)}{E(s)} \quad (1.12)$$

### 1.6.2 CONTROL INTEGRAL

En este caso la derivada de la señal de control,  $m(t)$ , es proporcional a la señal de entrada <sup>error</sup>. La ecuación que describe este tipo de control es

$$\frac{dm(t)}{dt} = K_i e(t) \quad (1.13)$$

de donde:

$$m(t) = K_i \int_0^{\infty} e(t) dt \quad (1.14)$$

Aplicando la transformada de Laplace en ésta última expresión se obtiene la función de transferencia:

$$M(s) = K_i \frac{E(s)}{s} \quad (1.15)$$

donde  $M(s)$  es la transformada de Laplace de  $m(t)$  y  $E(s)/s$  es la transformada de Laplace de la integral.

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_d s} \right) \quad (1.16)$$

### 1.6.3 CONTROL PROPORCIONAL Y DERIVATIVO

donde  $T_d$  es el tiempo de derivación y  $K_p$  es la acción del control integral.

La acción queda definida por la ecuación

$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1.16)$$

Las acciones de control hasta aquí definidas han sido dadas para señales

y la función de transferencia es

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d s) \quad (1.17)$$

Para señales discretas en el tiempo como es nuestro caso, la microcomputadora

se puede implementar un modo que implementa el algoritmo de control por

donde  $K_p$  es la sensibilidad proporcional y  $T_d$  es el tiempo derivativo. Tanto  $K_p$  como  $T_d$  son regulables.

Una función discreta en el tiempo, generada por el muestreo periódico de una

### 1.6.4 CONTROL PROPORCIONAL E INTEGRAL

La acción de control queda definida por la siguiente expresión

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (1.18)$$

y la función de transferencia es

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (1.19)$$

donde  $T_i$  es el tiempo de integración y regula la acción del control integral.

## 1.7 SISTEMAS DISCRETOS EN EL TIEMPO

Las acciones de control hasta aquí definidas han sido dadas para señales continuas en el tiempo, y pueden ser implementadas físicamente en forma mecánica o en circuitos, vale decir por hardware.

Para señales discretas en el tiempo como en nuestro caso, la microcomputadora puede ser programada de modo que implementa el algoritmo de control por software, lo que se denomina un regulador digital.

Una función discreta en el tiempo, generada por el muestreo periódico de una función continua  $x(t)$ , con tiempo de muestreo  $T_0$  se define como:

$$\begin{aligned} x_T(t) &= x(kT_0) && \text{para } t = kT_0 \\ x_T(t) &= 0 && \text{para } kT_0 < t < (k+1)T_0 \\ k &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (1.20)$$



La función de integración:

$$x(t) = \frac{1}{T} \int_0^t w(t) dt \quad (1.21)$$

se realiza aplicando la regla rectangular de integración numérica.

Esto conduce a

$$x(kT_0) = \frac{1}{T} \sum_{v=0}^{k-1} T_0 w(vT_0) \quad (1.22)$$

Las ecuaciones diferencia se pueden obtener "discretizando" las ecuaciones diferenciales. Una ecuación diferencial de 1er. orden se aproxima por una ecuación diferencia de 1er. orden y así sucesivamente, como se muestra en seguida.

La derivada de 1er. orden

$$\frac{dx(t)}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{x(t) - x(t - \Delta t)}{\Delta t} \quad (1.23)$$

equivale a:

$$\Delta x(k) = x(k) - x(k-1) \quad (1.24)$$

La derivada de 2do. orden

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\frac{dx(t)}{dt} - \frac{dx(t-\Delta t)}{dt}}{\Delta t}$$

(1.25)

equivale a:

$$\Delta^2 x(k) = \Delta x(k) - \Delta x(k-1)$$

$$= x(k) - 2x(k-1) + x(k-2)$$

(1.26)

## I.8 CRITERIOS DE DISEÑO

Al analizar y diseñar sistemas de control es necesario tener una base de comparación del funcionamiento de los diversos sistemas de control, la que se puede establecer especificando señales de entrada particulares de prueba,  $R(s)$ , y comparando las respuestas de los diversos sistemas,  $C(s)$ , a esas señales de entrada, ver fig. I.3 .

Muchos criterios de diseño están basados en esas señales o en la respuesta de los sistemas a cambios en las condiciones iniciales (sin ninguna señal de prueba).

Se justifica el uso de señales de prueba debido a la correlación existente entre las características de un sistema a una señal de entrada típica de prueba y la posibilidad del sistema de manejar señales reales de entrada.

Señales de prueba más comúnmente usadas son: la función escalón o paso, función rampa, función aceleración, función impulso, función sinusoidal. Con éstas señales de prueba se pueden realizar análisis experimentales y matemáticos de los sistemas de control con facilidad ya que las señales son funciones muy simples del tiempo.

Cuál o cuáles de esas señales de entrada típica usar para analizar las características de un sistema, debe ser determinado por la forma de la entrada a que el sistema estará sujeto más frecuentemente en condiciones normales de operación.

Si las entradas a un sistema de control son funciones gradualmente variables del tiempo, una función rampa puede ser una buena señal de prueba. Del mismo modo, si un sistema está sometido a perturbaciones bruscas, una buena señal de prueba puede ser una función escalón del tiempo, y para un sistema sometido a entradas bruscas, la mejor puede ser una función impulso.

Una vez diseñado un sistema de control sobre la base de señales de prueba, el funcionamiento del sistema en respuesta a las entradas reales generalmente es satisfactorio. El uso de éstas señales de prueba permite comparar el comportamiento de todos los sistemas sobre la misma base.

La respuesta temporal de un sistema de control consiste de dos partes, la respuesta transitoria, aquella que va desde el estado inicial al estado final; y la respuesta estacionaria, que es la forma como se comporta la salida cuando  $t$  tiende a infinito.

Al diseñar un sistema de control se debe poder predecir el comportamiento

dinámico del sistema por el conocimiento de sus componentes. La característica más importante del comportamiento dinámico de un sistema de control es la estabilidad absoluta, es decir si el sistema es estable o inestable. Un sistema está en equilibrio si, en ausencia de cualquier perturbación o entrada, la salida se mantiene en el mismo estado. Un sistema de control lineal invariante en el tiempo es estable si finalmente la salida retorna a su estado de equilibrio cuando el sistema es sometido a una perturbación.

Un sistema de control lineal invariante en el tiempo es inestable, si continua indefinidamente una oscilación en la salida, o si la salida diverge sin límite de su estado de equilibrio cuando el sistema está sometido a una perturbación.

## I.9 COMO RESOLVER EL PROBLEMA DE CONTROL

Cada problema de control debe en primer lugar establecer el modelo que represente el problema físico, las ecuaciones diferenciales que resulten nos conducirán a determinar la función de transferencia  $G(s)$ . En ésta se generan algunas constantes que deben ser evaluadas experimentalmente.

Sobre  $G(s)$  debe ejecutarse alguna acción de control, representada por la función de transferencia  $H(s)$ , la misma que pueden ser de distinto tipo como se detalló en el acápite I.6.

Una vez definida la acción de control a realizar, se establece la función de transferencia de lazo cerrado, de la cual resultan planteados los parámetros de regulación.

Recordemos que la función de transferencia de lazo cerrado, (1.7), está definida en el plano complejo:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)}$$

De modo que ahora el problema se reduce a encontrar las raíces de la ecuación característica, (1.8):

$$1+G(s)H(s) = 0$$

es decir los polos de la función de transferencia de lazo cerrado. Esta ecuación contiene la información necesaria para determinar las características básicas de respuesta del sistema.

Una vez definidas las raíces de la ecuación característica, se precisan los valores de los parámetros de regulación, los cuales deben ser ajustados a su valor final experimentalmente, mediante sucesivas pruebas realizando el control, en nuestro caso, por software, a través de la PC.

## CAPITULO II.- CONTROL DE TEMPERATURA PARA UN SISTEMA CALORIMETRICO QUE MIDE EMISIVIDAD HEMISFERICA

### II.1 EMISIVIDAD HEMISFERICA

La emisividad hemisférica " $\epsilon$ " se define como la relación entre la energía radiada por la superficie estudiada y aquella radiada por un cuerpo negro a la misma temperatura.

La radiación emitida por un cuerpo negro tiene una distribución de intensidad que está dada por la ley de Planck y la potencia emitida por unidad de área es proporcional a la cuarta potencia de la temperatura T de acuerdo a la ley de Stefan-Boltzmann:

$$P = \sigma T^4 \quad (2.1)$$

donde  $\sigma$  es la constante de Stefan-Boltzmann.

Para un cuerpo real la expresión se modifica por el factor  $\epsilon$  la emisividad de la superficie, adoptando la potencia emitida la siguiente expresión

$$P = \epsilon \sigma T^4 \quad (2.2)$$

De acuerdo a la ley de Kirchoff la emitancia es igual a la absortancia para cada longitud de onda y direcci3n. Esto significa que la emitancia est3 dada por:

$$\epsilon(\lambda, \theta, \phi) = 1 - R(\lambda, \theta, \phi)$$

donde R representa la reflectancia total de radiaci3n para una longitud de onda  $\lambda$ , a una direcci3n dada por  $\Theta$  (medida de la normal) y  $\phi$  (medida de una direcci3n arbitraria en el plano de la superficie).

De donde la emisividad hemisf3rica  $\epsilon$  se define por la expresi3n

$$\epsilon_h = \int \int \int \epsilon_{\lambda, \theta, \phi} = \int_0^{\infty} \int \int (1 - R(\lambda, \theta, \phi)) S(\lambda, \theta, \phi) d\lambda d\theta d\phi$$

(24)

siendo  $S(\lambda)$  la intensidad de la radiaci3n del cuerpo negro a la longitud de onda  $\lambda$ , dada por la distribuci3n de Planck.

De la expresi3n (2.4) se puede calcular la emisividad hemisf3rica indirectamente, La reflectancia espectral puede ser medida en las regiones UV, visible e infrarrojo cercano por espectrof3metros disponibles comercialmente, pero presentan dos dificultades, la primera, que la reflectancia puede ser determinada solamente para 3ngulos de incidencia normal . La segunda, que la reflectancia se obtiene por aproximaci3n efectuando la integral num3ricamente dentro del intervalo

espectral en que el reflectómetro ha efectuado las medidas. Por último otra limitación es que para superficies altamente difusas el método no es adecuado pues introduce serios errores.

Una alternativa para medir la emisividad hemisférica es el método calorimétrico, que usando equipos de laboratorio de uso standard, da mejores precisiones y es de un costo sustancialmente menor, [5], [6].

## II.2 METODO CALORIMETRICO

La medida calorimétrica de la emisividad hemisférica se basa en la evaluación directa de la potencia que pierde la muestra por radiación a una temperatura dada de equilibrio. En éste método la muestra se aísla térmicamente de toda fuente de calor externa, excepto de la potencia eléctrica de alimentación, la cual equilibra a la potencia perdida por radiación. Esto se consigue suspendiendo la muestra por medio de un soporte aislante dentro de un recipiente donde se ha realizado vacío, y cuyas paredes están a baja temperatura. De éste modo, a la temperatura de equilibrio, las pérdidas por radiación de la muestra son compensadas únicamente por la potencia eléctrica de alimentación. Considerando que la muestra está térmicamente aislada, al flujo neto de calor del sistema,  $Q(\text{total})$ , básicamente contribuyen las siguientes energías caloríficas:



$$Q(\text{total}) = Q(\text{conv}) + Q(\text{cond}) + Q(\text{cc}) + Q(\text{a}) + Q(\text{h}) - Q(\text{rm}) - Q(\text{rp}) \quad (2.5)$$

donde:

-  $Q(\text{conv})$  y  $Q(\text{cond})$  son los flujos de calor por convección y conducción del aire dentro del recipiente respectivamente. Estos flujos térmicos serán pequeños si se logra obtener un buen vacío (del orden de  $10^{-6}$  mbar).

-  $Q(\text{cc})$  es el flujo de calor por conducción en el portamuestras y en los cables que transportan la corriente eléctrica para calentar la muestra. Este flujo térmico puede hacerse muy pequeño si se usan cables lo suficientemente delgados.

-  $Q(\text{a})$  es el calor absorbido por la muestra de la radiación proveniente de las paredes del recipiente. Aún a temperatura ambiente las paredes del recipiente que rodean la muestra están radiando apreciables cantidades de energía. Hay que mencionar que la muestra también puede absorber el calor emitido por ella misma y reflejado por las paredes del recipiente. Para hacer muy pequeño éste flujo térmico las paredes del recipiente deben ser muy absorbentes, idealmente un cuerpo negro, y mantenerlas a una temperatura apreciablemente menor que la de la muestra.

-  $Q(\text{h})$  es el flujo de calor en la muestra proveniente de la fuente de alimentación eléctrica.

-  $Q(\text{rm})$  flujo de calor que la muestra pierde en forma de radiación.

-  $Q(\text{rp})$  flujo de calor que el portamuestra pierde en forma de radiación

Despreciando los flujos térmicos pequeños y usando un diseño apropiado del sistema calorimétrico, al flujo neto contribuirán principalmente las siguientes energías térmicas:

$$Q(\text{total}) = Q(\text{h}) - Q(\text{rm}) - Q(\text{rp}) + Q(\text{a}) - Q(\text{cc}) \quad (2.6)$$

En el equilibrio térmico  $Q(\text{total}) = 0$ , de modo que

$$Q(\text{h}) = Q(\text{rm}) + Q(\text{rp}) - Q(\text{a}) + Q(\text{cc}) \quad (2.7)$$

Para el análisis de nuestro sistema se ha elegido un procedimiento que experimentalmente es más simple. Siempre tratando de minimizar los flujos térmicos como  $Q(\text{conv})$ ,  $Q(\text{cond})$ ,  $Q(\text{cc})$  y  $Q(\text{a})$ , con consideraciones de diseño que se verán con más detalle en la próxima sección, hemos realizado la siguiente consideración global promedio de los flujos térmicos por unidad de tiempo sobre la muestra:

$$P_{\text{el}} = P_{\text{m}} + P_{\text{per}} \quad (2.8)$$

Aquí  $P_{\text{el}}$  es la potencia eléctrica de alimentación sobre el sistema. En el equilibrio térmico esta potencia será igual a la potencia que pierde la muestra por radiación,  $P_{\text{m}}$ , más las otras pérdidas de potencia provenientes de los flujos térmicos mencionados y simbolizados por  $P_{\text{per}}$ .

La expresión para  $P_m$  está dada por la siguiente expresión, [3]:

$$P_m = \epsilon^* \sigma A_m (T_m^A - T_p^A) \quad (2.9)$$

donde

$$\epsilon^* = \left( \frac{1}{\epsilon_m} + \frac{A_m}{A_p} \left( \frac{1}{\epsilon_p} - 1 \right) \right)^{-1} \quad (2.10)$$

donde  $A$  denota área, los subíndices  $m$  son relativos a la muestra y los subíndices  $p$  a las paredes del recipiente.

La emisividad equivalente  $\epsilon^*$  proviene de considerar el denominado Factor de Forma, que toma en cuenta la geometría y la emitancia de las superficies involucradas en la absorción de energía, que en éste caso lo constituyen la muestra y las paredes de la cavidad [10], [13].

Si la dimensión relativa de la muestra y del recipiente  $A_m/A_p$ , es menor que 0.01, y la emisividad de las paredes pintadas de negro es mayor que 0.95, se tendrá que  $\epsilon^* \cong \epsilon_m$ .

De éste modo tendríamos que:

$$P_{ef} = \epsilon_m \sigma A_m (T_m^A - T_p^A) + P_{per} \quad (2.11)$$

De la ecuación (2.11) se puede evaluar la emisividad de la muestra  $\epsilon_m$ , para lo cual previamente deben evaluarse las pérdidas de potencia  $P_{per}$  en el sistema.

El sistema así definido tiene en general una constante de tiempo relativamente

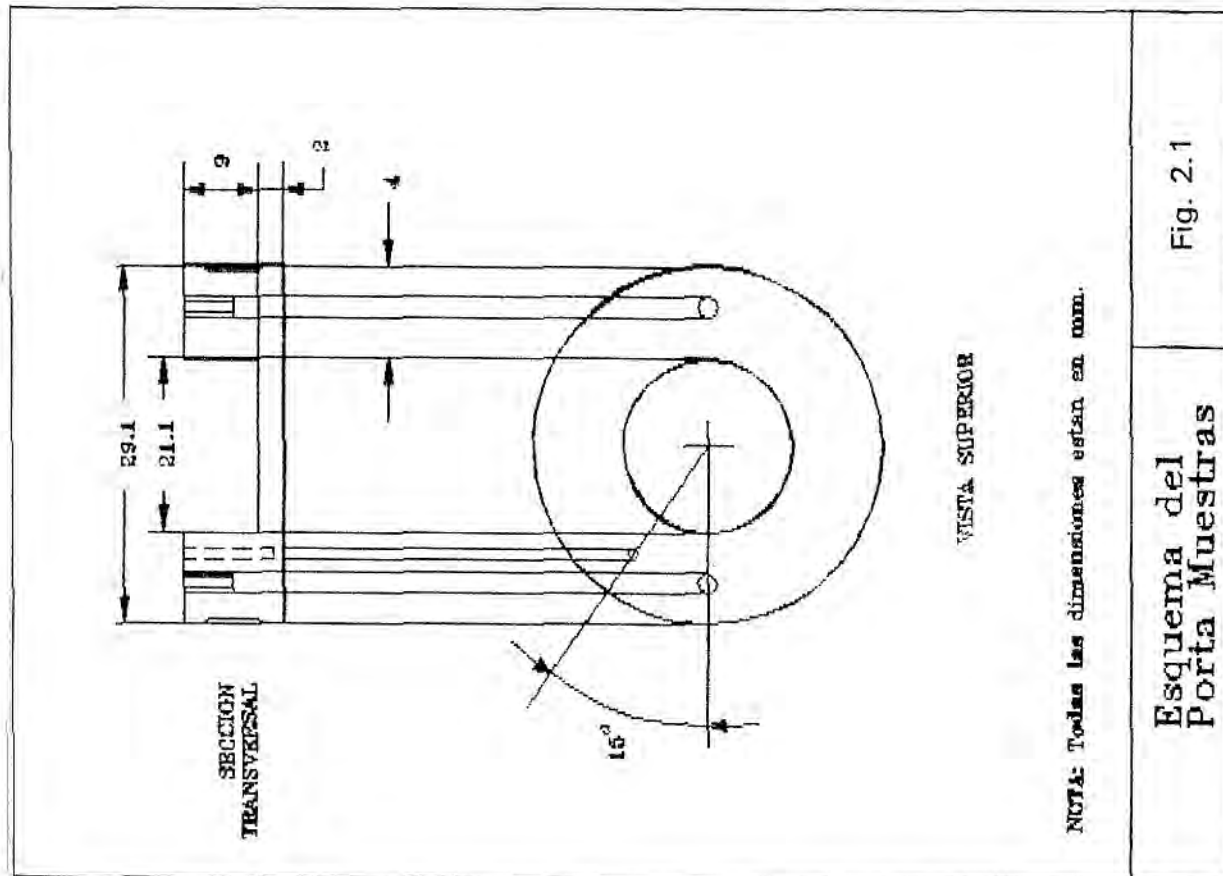
grande, de modo que el tiempo requerido para alcanzar el equilibrio térmico es de varias horas. Sin embargo esto es posible reducirlo sustancialmente realizando el control de temperatura a través de un regulador digital PI y usando una microcomputadora como la unidad de control.

### II.3 CALIBRACION DEL SISTEMA.

#### II.3.1 DESCRIPCION DEL EQUIPO

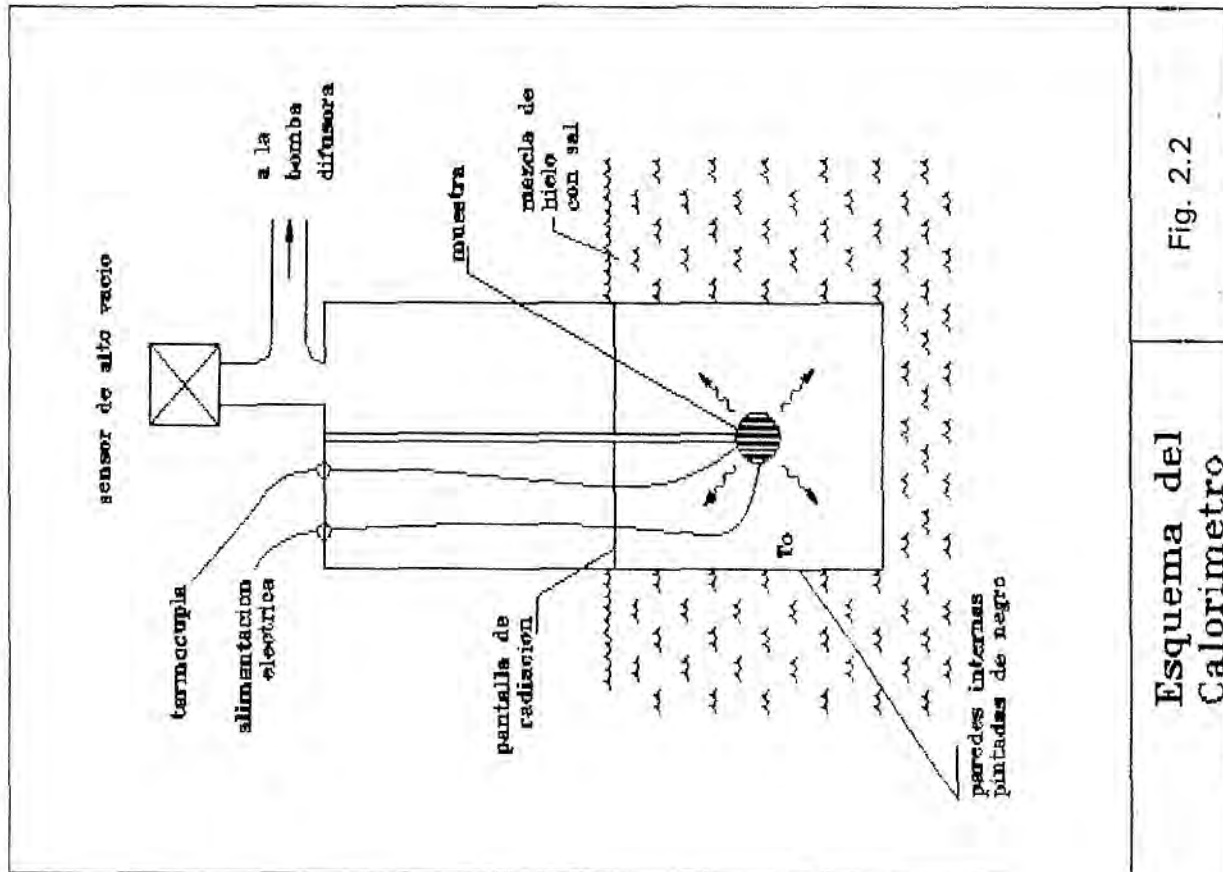
El diagrama del portamuestras y el calorímetro se presentan en las figuras 2.1, 2.2. La muestra se sujeta al portamuestras de cobre, material que tiene una excelente conductividad del calor, garantizándonos un calentamiento uniforme en el sistema muestra-portamuestra. La temperatura de la muestra se mide con una termocupla Cu-constantan. El recipiente, en la parte inferior de cobre y en la superior de acero, está conectado a una bomba difusora a fin de lograr alto vacío en él. La muestra se calienta con una resistencia de nicrom,  $R = 4.7 \text{ ohm}$ , de modo que al alcanzar el equilibrio térmico se mide la potencia necesaria para mantener la muestra a una temperatura de equilibrio  $T_{\text{eq}}$  prefijada y es posible evaluar la emisividad de la muestra de la expresión (2.11).

El equipo de vacío empleado fue una bomba difusora de aceite Leybold, con circuito cerrado de refrigeración. El pre-vacío se efectuó con una bomba mecánica. Con éste equipo de vacío después de una hora llegamos a  $8 \times 10^{-6}$  mbar, a partir del cual iniciábamos la toma de datos.



Esquema del Porta Muestras

Fig. 2.1



Esquema del Calorimetro

Fig. 2.2

En la primera etapa el proceso de control se realizó manualmente, para lo cual se diseñó una fuente de corriente (ver Apéndice B) que nos permitía alimentar el calentador de nicrom con valores de corrientes que podíamos dar con una precisión de 3 mA. Para alcanzar el equilibrio a una temperatura determinada el sistema demoraba alrededor de tres horas, lo cual sumado al tiempo necesario para llegar al nivel de vacío necesario, y al tiempo para enfriar la difusora y apagar el equipo, sumaban más de 6 horas, por lo que en cada día de trabajo se podían tomar datos a lo más para dos temperaturas. El diseño de la interface con la microcomputadora y el control del sistema por software nos permitió llegar a la temperatura de equilibrio en alrededor de una hora, incluido el tiempo de calentamiento, lo cual permitió hacer corridas de datos para los tres valores de temperatura con que trabajamos para cada muestra.

### ||.3.2 DETERMINACION DE LAS PERDIDAS DE POTENCIA

Las pérdidas de potencia del sistema calorimétrico en principio pueden ser calculadas teóricamente. Sin embargo se optó por determinar tales pérdidas en forma experimental, por ser un proceso relativamente más simple y preciso.

El recipiente que contenía la muestra se llevó a una presión del orden  $3 - 8 \times 10^{-6}$  mbar por medio de una bomba difusora. Las paredes del recipiente se mantuvieron a una temperatura de  $-20^{\circ}\text{C}$  mediante un mezcla de hielo con sal tal como se muestra en la fig. (2.1).

Para estimar las pérdidas por convección y conducción en el gas residual, se realizó el siguiente procedimiento: usando una muestra de cobre se la calentó hasta alcanzar el equilibrio a la temperatura de  $100^{\circ}\text{C}$ ; aumentamos la presión gradualmente, desconectando la bomba difusora, manteniendo la potencia eléctrica constante. En seguida se registró la temperatura de la muestra a diferentes presiones. Antes de llegar a la presión de  $10^{-5}$  mbar no se observó cambio en la temperatura de la muestra. Cuando la presión está en el orden de  $10^{-4}$  mbar la temperatura comienza a decrecer como se puede ver en la fig. (2.3).

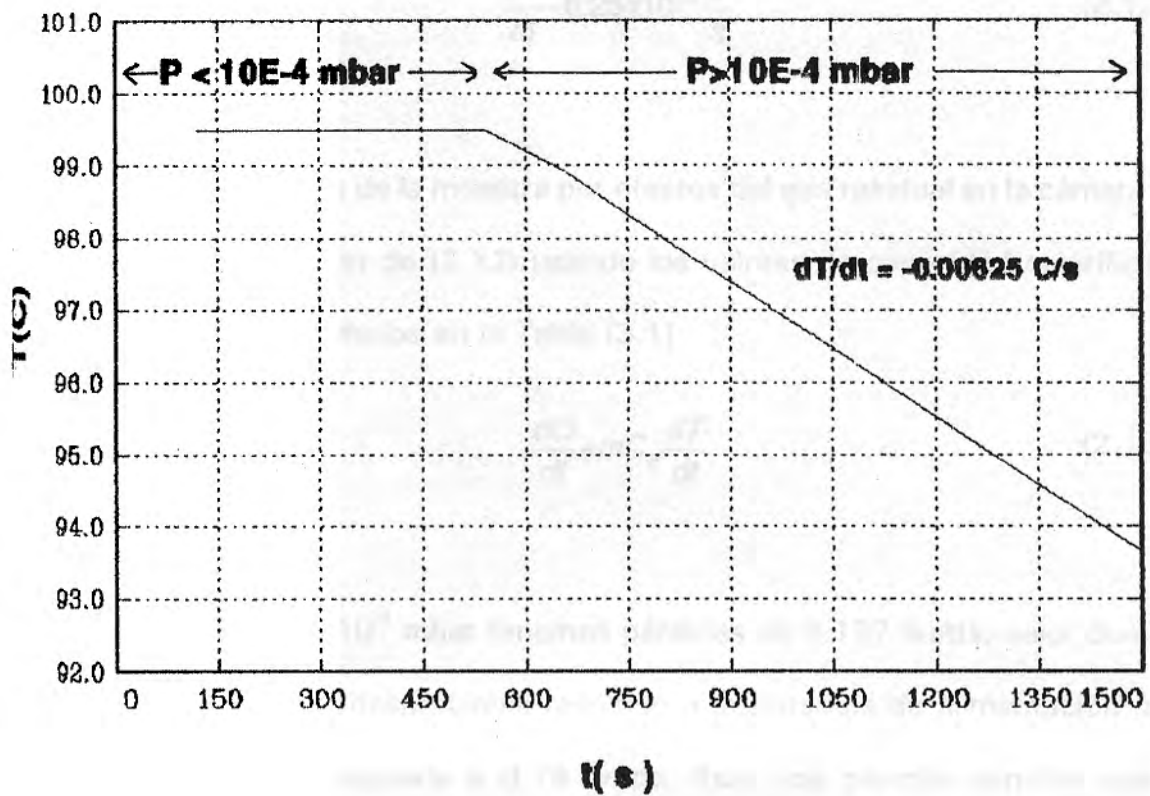


Fig. 2.3.- Gráfico temperatura vs tiempo para distintos valores de presión.  $T$  se mantiene constante para presiones menores de  $10^{-4}$  mbar, desciende para valores mayores.



De la pendiente de la curva en la figura (2.3) se determina que el cambio de la temperatura con el tiempo es:

$$\frac{dT}{dt} = 6.25 \times 10^{-3} \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{s}} \quad (2.12)$$

La pérdida de energía de la muestra por efectos del gas residual en la cámara se puede calcular a partir de (2.12) usando los valores de capacidad calorífica y masa de la muestra dados en la Tabla (3.1)

$$\frac{dQ}{dt} = mC_e \frac{dT}{dt} \quad (2.13)$$

Para presiones  $P > 10^{-4}$  mbar tenemos pérdidas de 0.127 watts, valor que no podemos considerar despreciable respecto a la potencia de alimentación que para  $100^{\circ}\text{C}$  corresponde a 0.79 watts. Esto nos permite concluir que a presiones menores de  $10^{-4}$  mbar las pérdidas, por conducción y convección debido al gas residual en el recipiente al vacío, son despreciables.

Las pérdidas por radiación y conducción en el portamuestras,  $P_{per}$ , así como las pérdidas en los cables también se evaluaron experimentalmente.

Se usó como muestra patrón un sustrato de cobre recubierto con una capa de negro de grafito, con  $\epsilon = 0.95$  [13].

Con las dimensiones de la muestra conocidas, se consideró

$$P_{per} = P_{el} - \epsilon_{ng} \sigma A_m (T_m^4 - T_p^4) \quad (2.14)$$

donde  $\epsilon_{ng} = 0.95$

( ng : negro de grafito)

Se tomó los datos para tres temperaturas diferentes, las mismas que se emplearán para todos los experimentos: 55 °C, 75 °C, 102 °C.

Los valores obtenidos para las pérdidas se dan en el siguiente cuadro:

T ( °C)	P <sub>el</sub> (watts)	P <sub>per</sub> (watts)
55	0.520	0.174
75	0.680	0.230
102	1.050	0.361

Tabla 2.1.- Pérdidas de potencia del sistema, P<sub>per</sub>, calculados tomando como muestra el negro de grafito en sustrato de cobre.

## II.4 EQUIPO DE CONTROL.

El diagrama de bloques que hemos usado se muestra en el siguiente diagrama:

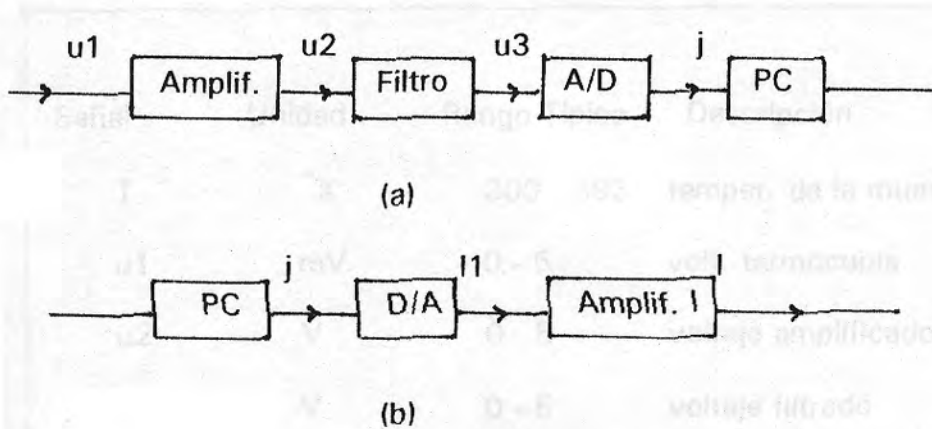


Fig. 2.3 El equipo de control, (a) de entrada (b) de salida

Señalamos las características de las distintas unidades:

- El amplificador tiene una ganancia  $G = 1000$
- El filtro pasa baja es activo de segundo orden con una ganancia DC igual a 1 y un ancho de banda de aproximadamente 60 Hz para reducir el ruido de alta frecuencia.
- El A/D es un conversor de 8 bits y trabaja con entradas en el rango de 0 a 5 voltios .
- El D/A es un conversor también de 8 bits, su salida está en el rango de 0 a 2 mA.
- El amplificador de corriente trabaja en el rango de 200 a 750 mA.

Las diferentes señales y sus rangos típicos se resumen en la siguiente tabla.

Señal	Unidad	Rango Típico	Descripción
T	°K	300 - 383	temper. de la muestra
u1	mV	0 - 5	volt. termocupla
u2	V	0 - 5	voltaje amplificado
u3	V	0 - 5	voltaje filtrado
j	-	0 - 255	salida del conversor A/D (8 bits)
k	-	0 - 255	entrada del conversor D/A (8 bits)
u4	mA	0 - 2	salida del D/A
I	mA	200 - 750	salida del amplif. I

Tabla 2.2 Señales y sus rangos típicos

Describiremos la relación entre las señales:

El voltaje de la termocupla, u1 tiene una dependencia ligeramente no lineal de la temperatura; como las medidas se realizarán alrededor de 100 °C (373 °K), se procedió a la linealización del voltaje alrededor de ésta temperatura. El resultado de este procedimiento dió:

$$u_1 = 0.047 \text{ (mV/}^\circ\text{K)} T - 13.251 \text{ (mV)}$$

El amplificador tiene una ganancia de 1000, en forma simple teniendo en cuenta el rango de valores de ambas señales, podemos decir que

$$u_2 = u_1 \quad (2.16)$$

(Sin olvidar las diferentes unidades de  $u_1$  y  $u_2$ ). Luego de pasar la señal por el filtro activo de segundo orden, el rango de los valores de ambas es el mismo y tenemos con buena aproximación

$$u_3 = u_2 \quad (2.17)$$

La conversión A/D esta dada por

$$j = (u_3 / 5) * 255 \quad (2.18)$$

De (2.15) y (2.18) puede calcularse la temperatura a partir del entero  $j$ , que es la información básica disponible en la computadora.

El resultado es

$$T = 0.415 j + 281.93 \quad (2.19)$$

Esta ecuación nos da la resolución en la temperatura

$$\delta T = 0.415 \text{ } ^\circ\text{K} \quad (2.20)$$

Esto significa que el efecto de cuantización en la conversión A/D es de 0.415  $^\circ\text{K}$ . Esto es relativamente aceptable para mantener una temperatura constante.

Para tener una resolución de menor magnitud necesitaríamos un conversor A/D de 10 ó 12 bits, por ejemplo en el caso último la resolución sería de

$$\delta T = 0.052 \text{ } ^\circ\text{K}.$$

La conversión D/A se describe por

$$u_4 = k * 5 / 255 \quad (2.21)$$

La amplificación de corriente nos dió valores en el rango de 150 a 650 mA, es

decir un intervalo de 500 mA, que con un conversor DAC de 8 bits, nos da una resolución de:

$$\delta I \approx 2 \text{ mA}$$

Esto es podemos cambiar la salida de corriente en pasos de 2 mA.

## II.5 DISEÑO DE LA INTERFACE A LA PC.

Trabajamos con una computadora personal, del tipo AT-286, en el anexo C, se muestra la disposición de pines del slot de salida de la PC. De las sesenta y dos líneas se han tomado sólo algunas para el conector con nuestra interface como se muestra en el mismo anexo.

En seguida señalamos las distintas etapas de los circuitos de interface de nuestro sistema calorimétrico a la PC.

A) En la etapa de entrada se adecúa la señal de la termocupla para ser registrada y controlada por la PC. Esta etapa comprende:

1. El circuito de compensación de unión fría, en éste caso con los valores de resistencias apropiados para la termocupla de Cu-Constantan, [11], figura (2.4).
2. El circuito decodificador que toma las líneas de dirección A0..A9 del conector a la PC, figura (2.5). Del mapa de memoria de la PC, ref. [12] (Anexo C) se ha tomado las direcciones 340H a 348H.

3. La etapa de amplificación de la señal de la termocupla realizado con el LM725, el filtro de segundo orden implementado con el LF353, la conversión analógica-digital con el AD0804 y entrada a la PC a través de la interfase paralela-paralela 8255, figura (2.6).

B) En la etapa de salida tenemos:

1. La conversión digital-analógica a través del DAC08, tomando la salida por el puerto B del 8255.

2. La etapa de amplificación de corriente efectuada con el LF356 y el transistor Darlington ECG244, figura (2.7).

El filtro activo se implementó debido a las numerosas fuentes de ruido presentes en el laboratorio, por ejemplo la señal del reloj de la PC contribuía al ruido, superponiéndose a las señales de entrada al ADC con una frecuencia de 15 MHz y amplitud de 60 mV, lo cual nos daba 3 bits de error, esto es aproximadamente  $\pm 1.5$  °C. El filtro activo eliminó ésta señal parásita.

### CAPITULO III.- MODELO DEL SISTEMA CALORIMETRICO

Basado en los principios del balance de energia el sistema puede describirse por las siguientes relaciones:

$$Cm \frac{dT}{dt} = P - \epsilon \sigma AT^4 - \epsilon_p \sigma A_p T^4 - k(T - T_0) \quad (3.1)$$

$$\tau \frac{dP}{dt} = -P + RI^2 \quad (3.2)$$

La ecuación (3.1) nos da el balance de energia, el primer término de la derecha,  $P$ , es la potencia eléctrica entregada al sistema; el segundo describe las pérdidas por radiación de la muestra; el tercero da las pérdidas por radiación del porta-muestras, y el último las pérdidas por conducción.

La ecuación (3.2) nos indica que la transferencia de energia del calentador a la muestra es un proceso dinámico con una constante de tiempo  $\tau$ .

Las diferentes variables y parámetros de las ecuaciones anteriores se dan en la tabla 3.1 donde se indican los valores numéricos típicos.



C	385 J/kg °K	calor específico del portamuestras (Cu)
m	53.1 gr	masa muestra + portam
T	300 - 375 °K	temp. de la muestra
P	0.5 - 1.0 W	potencia del calentador
$\epsilon$	0.1 - 0.3	emitancia de la muestra
$\sigma$	$5.67 \times 10^{-8} \text{ W/m}^2 \text{K}^4$	cte. de Stefan-Boltzmann
A	$6.65 \times 10^{-4} \text{ m}^2$	área de la muestra
$\epsilon_p$	0.1	emitancia del portam.
$A_p$	$17.71 \times 10^{-4} \text{ m}^2$	área del portamuestras
k	390 W/m °K	coef. conductividad Cu
$T_o$	290 °K	temp. ext. calorímetro
$\tau$	5 seg	constante de tiempo
R	4.7 ohms	resist. del calentador
I	600 mA	corriente

Tabla 3.1 Variables y parámetros en el modelo

Para introducirnos en el modelo, linealizamos alrededor del punto de trabajo estacionario, esto es cuando el sistema ha alcanzado el equilibrio.

De la primera ecuación, en el equilibrio:

$$RI^2 = \epsilon \sigma A \bar{T}^4 + \epsilon_p \sigma A_p \bar{T}^4 + k(\bar{T} - T_o) \quad (3.3)$$

Usando

$$\frac{\Delta T - T - \bar{T}}{K} = \frac{\Delta I - I - \bar{I}}{K} = \frac{\Delta P - P - \bar{P}}{K} \quad (3.4)$$

linealizando se obtiene:

$$C_m \frac{d\Delta T}{dt} = \Delta P - (\epsilon\sigma A + \epsilon_p\sigma A_p)4\bar{T}^3 \Delta T - k\Delta T \quad (3.5)$$

$$\tau \frac{d\Delta P}{dt} = -\Delta P + 2R\bar{I}\Delta I \quad (3.6)$$

Aplicando la transformada de Laplace a las ecuaciones anteriores

$$\Delta P(1 + \tau s) = 2R\bar{I}\Delta I \Rightarrow \Delta P = \frac{2R\bar{I}\Delta I}{1 + \tau s} \quad (3.7)$$

$$\Delta P = (C_m s + \sigma(\epsilon A + \epsilon_p A_p)4\bar{T}^3 + k)\Delta T \quad (3.8)$$

de estas dos últimas relaciones se obtiene la función de transferencia de  $\Delta I$  a  $\Delta T$ :

$$\frac{\Delta T(s)}{\Delta I(s)} = \frac{K}{(1 + s\tau)(1 + \tau_1 s)} \quad (3.9)$$

con:

$$K = \frac{2R\bar{I}}{(\epsilon A + \epsilon_p A_p)4\sigma\bar{T}^3 + k} \quad \tau_1 = \frac{C_m}{(\epsilon A + \epsilon_p A_p)4\sigma\bar{T}^3 + k}$$

(3.10)

Se ve de las relaciones (3.10) que la ganancia  $K$  y la constante de tiempo  $\tau_1$  decrecen cuando se incrementa  $T$  o  $\epsilon$ . Así tendremos un sistema más rápido a mayores temperaturas o a valores de emitancias más grandes. Basados en los valores de la tabla 3.1 calculamos valores típicos de  $K$  y  $\tau_1$ .

$\epsilon$	$T$ ° K	$I$ mA	$K$ °K/mA	$\tau_1$ s	$K/\tau_1$ °K/mA s
0.1	328	300	1.25	9069	$1.378 \times 10^{-4}$
0.1	375	410	1.19	6354	$1.872 \times 10^{-4}$
0.2	328	300	1.01	7343	$1.375 \times 10^{-4}$
0.2	375	410	0.96	5096	$1.883 \times 10^{-4}$
0.3	328	300	0.85	6172	$1.378 \times 10^{-4}$
0.3	375	410	0.80	4259	$1.883 \times 10^{-4}$

Tabla 3.2.- Valores calculados de los parámetros.

se ve de la tabla anterior que  $\tau_1 \gg \tau$  y en la ecuación (3.9) que  $s\tau_1 \gg 1$ , por tanto podemos aproximar (3.9) a

$$\frac{\Delta T(s)}{\Delta I(s)} \approx \frac{K\tau_1}{(1+s\tau)s} = G(s) \quad (3.11)$$

Para resolver esta ecuación se aplican algunas soluciones conocidas para  $\Delta I(s)$ , en nuestro caso usamos la función escalón. La respuesta a la función escalón de un sistema que tiene una función de transferencia como (3.9) se obtiene tomando:

$$\Delta I(s) = \frac{\Delta I}{s} \quad (3.12)$$

que es la transformada de Laplace de la función paso, sustituyendo en (3.11) obtenemos:

$$\Delta T(s) = \frac{K}{\tau_1} \frac{1}{s^2(1+s\tau)} = \frac{K}{\tau_1} \left[ \frac{1}{s^2} - \frac{\tau}{s} + \frac{\tau^2}{\tau s + 1} \right] \quad (3.13)$$

Aplicando la transformada inversa resulta

$$\Delta T(t) = \frac{K}{\tau_1} \Delta \left[ t - \tau + \tau \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \quad (3.14)$$

cuando el paso es  $\Delta I$ . La respuesta del sistema a la función escalón,  $\Delta T$  vs.  $t$ , se grafica en la siguiente figura.

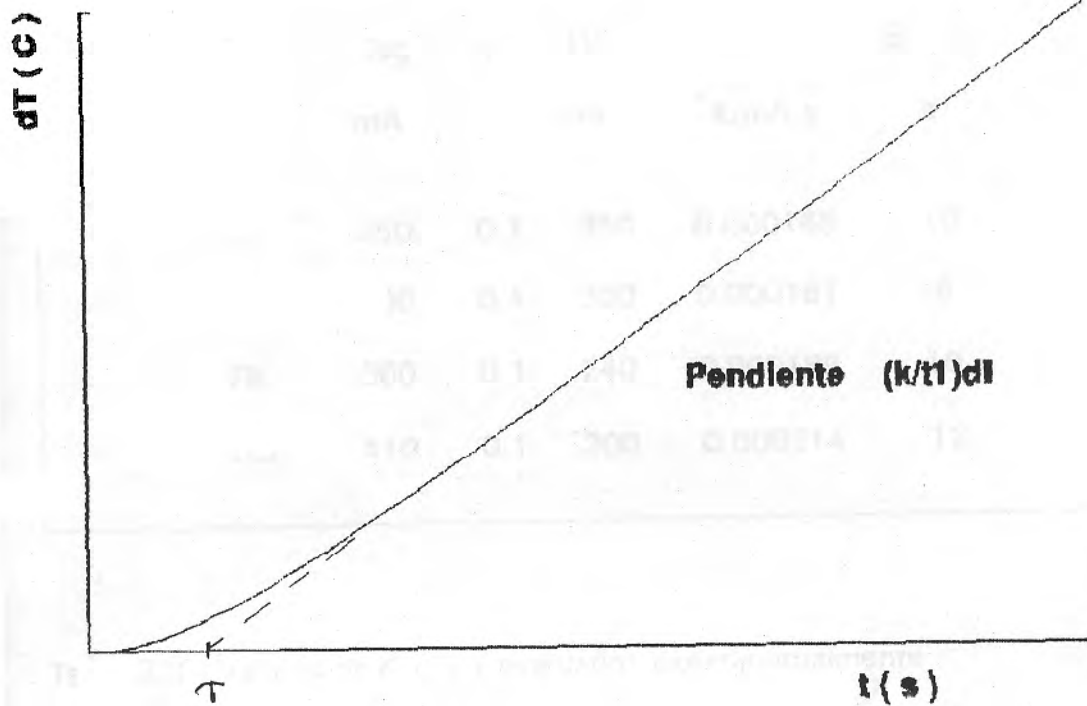


Fig. 3.1.- Respuesta del sistema con función de transferencia 3.11 a la función escalón  $\Delta I$ .

Registrando la respuesta del sistema a las funciones paso, obtendremos los parámetros  $\tau$  y  $K/\tau_1$ . Partimos de puntos estacionarios de trabajo, con una temperatura de equilibrio,  $T_{eq}$ , y su correspondiente valor de corriente de equilibrio,  $I_{eq}$ . Aplicamos "pasos" de corriente,  $\Delta I$ . Las respuestas registradas se muestran en los siguientes gráficos. Todos se trabajaron con la misma muestra.

A continuación presentamos los resultados obtenidos de los gráficos (3.2), (3.3), (3.4), (3.5).

Teq	Ieq	$\epsilon$	$\Delta I$	$k/\tau_1$	$\tau$
°C	mA		mA	°K/mA s	s
30	250	0.1	350	0.000165	10
55	300	0.1	300	0.000181	8
75	360	0.1	240	0.000185	10
102	410	0.1	200	0.000214	12

Tabla 3.3.- Valores de  $K/\tau_1$  y  $\tau$  evaluados experimentalmente

Fig. 3.2.- Respuesta registrada a la función paso para  $T_{eq} = 30$  °C.

$I_{eq} = 250$  mA, con  $\Delta I = 350$  mA.

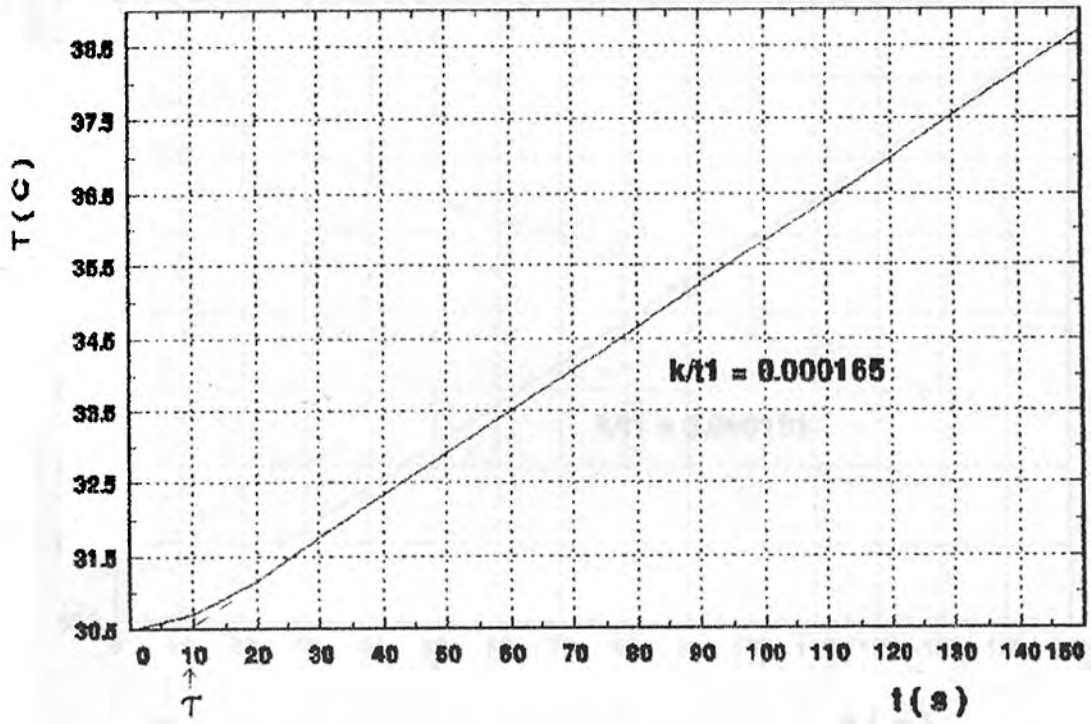


Fig. 3.2.- Respuesta registrada a la función paso para  $T_{\text{eq}} = 30^{\circ}\text{C}$ ,

$I_{\text{eq}} = 250 \text{ mA}$ , con  $\Delta I = 350 \text{ mA}$

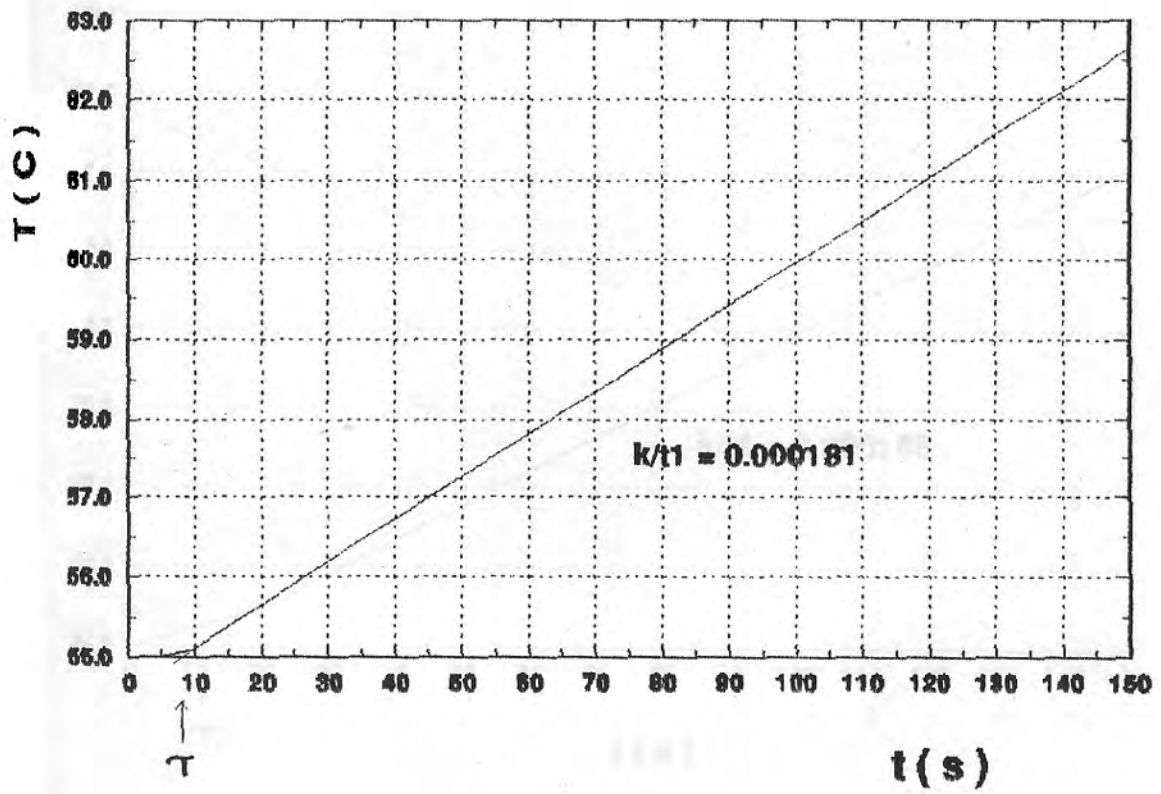


Fig. 3.3.- Respuesta registrada a la función paso para  $T_{eq} = 55^{\circ}\text{C}$ ,

$I_{eq} = 300\text{ mA}$ , con  $\Delta I = 300\text{ mA}$ .



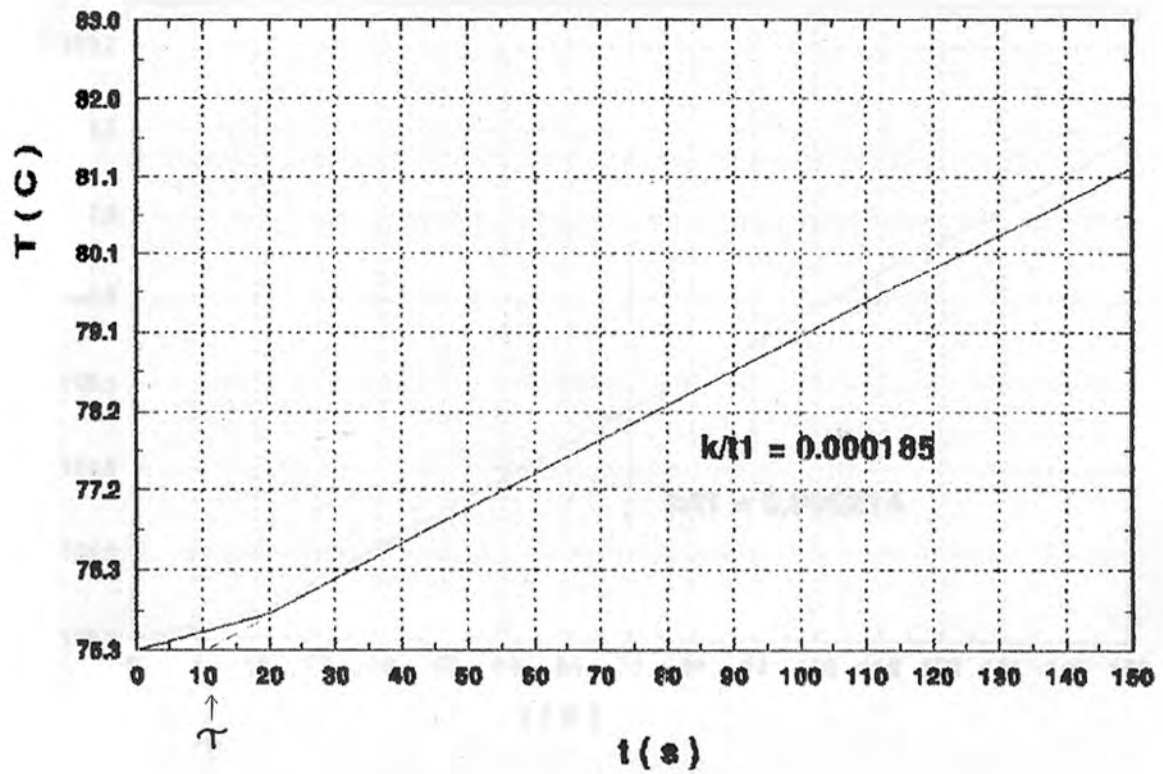


Fig. 3.4.- Respuesta registrada a la función paso para  $T_{\text{eq}} = 75^{\circ}\text{C}$ ,

$I_{\text{eq}} = 360 \text{ mA}$ , con  $\Delta I = 240 \text{ mA}$ .

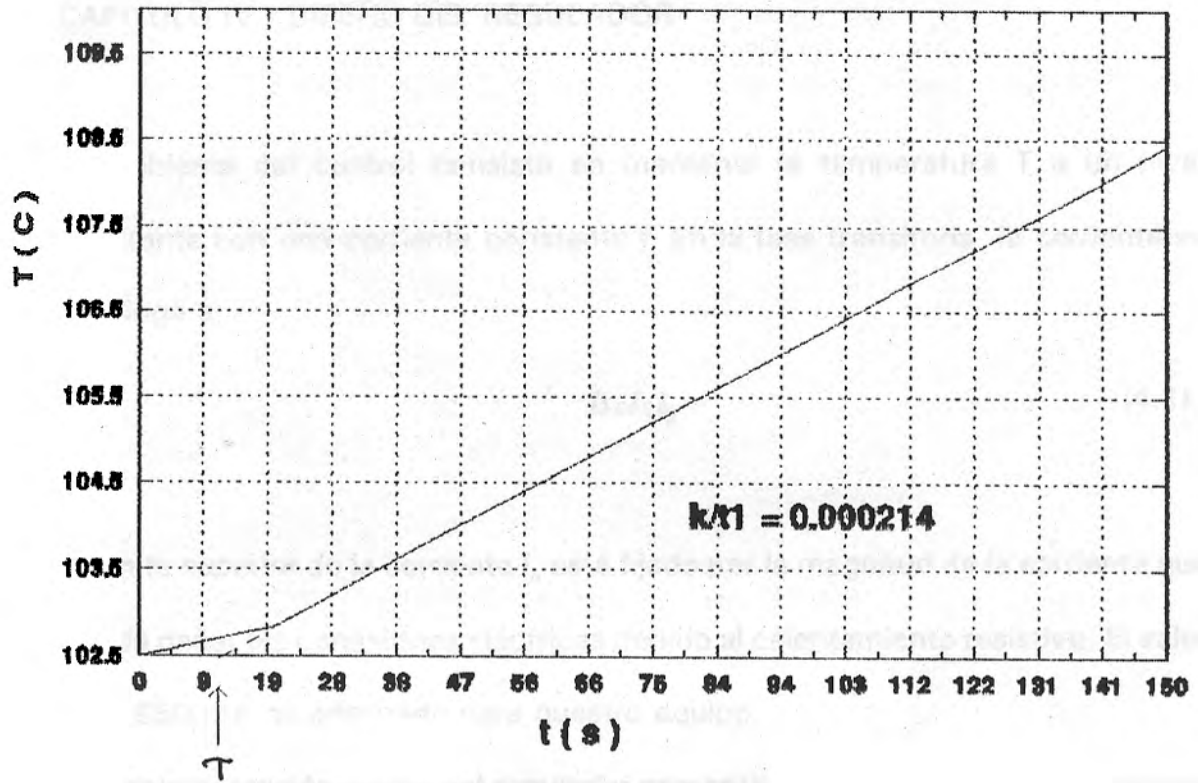


Fig. 3.5.- Respuesta registrada a la función paso para  $T_{eq} = 102^\circ \text{C}$ ,  
 $I_{eq} = 410 \text{ mA}$ , con  $\Delta I = 190 \text{ mA}$ .

## CAPITULO IV.- DISEÑO DEL REGULADOR

El problema del control consiste en mantener la temperatura  $T$  a un nivel constante con una corriente constante  $I$ . En la fase transitoria la corriente se restringe a:

$$0 \leq I \leq I_0 \quad (4.1)$$

El límite superior de la corriente  $I_0$  está fijado por la magnitud de la corriente que puede dañar las conexiones eléctricas debido al calentamiento resistivo. El valor  $I_0 = 650 \text{ mA}$  es adecuado para nuestro equipo.

La implementación digital del regulador presenta algunas ventajas, nos permite combinar fácilmente el problema del control con el cálculo de la emisividad  $\epsilon$  de la relación (3.1), cuando el sistema ha alcanzado el equilibrio térmico. Por otro lado, usando un controlador digital cualquier no linealidad puede ser tomada en cuenta. Los parámetros del regulador pueden, por ejemplo, escogerse dependiendo de la temperatura.

Consideramos primero el problema simplificado con  $\tau = 0$  en la ecuación (3.2). El efecto P (proporcional) de la acción de control se efectúa de modo que la corriente  $I$  variará como sigue:

$$I(t) = I_0 \quad 0 < t < \bar{t} \quad (\text{fase 1})$$

$$I(t) = I \quad t > \bar{t} \quad (\text{fase 2})$$

lo que dará una temperatura

$$T(t) = \bar{T} \quad t > \bar{t}$$

El tiempo  $t$  es el tiempo que tarda el sistema en alcanzar la temperatura  $T$ , como se ilustra en la figura (4.1):

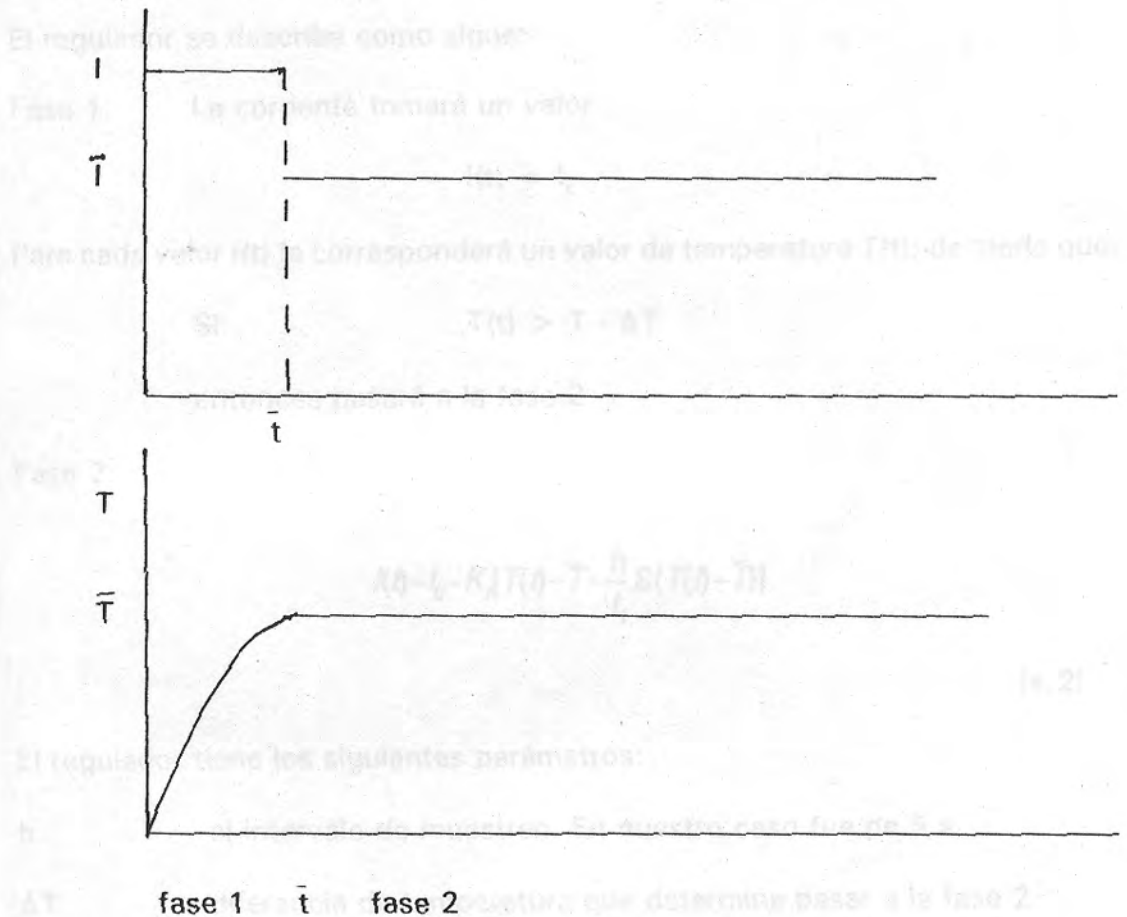


Fig. 4.1.- Tiempo óptimo de control para condiciones ideales

El control en condiciones ideales da la transferencia más rápida a los valores estacionarios, pero en la práctica no puede ser implementado porque la constante de tiempo  $\tau$  (para transferencia de potencia ecuación (3.2)) no puede

ser despreciada. Sin embargo el controlador ideal nos sirve de referencia para el diseño final.

El regulador diseñado comprende dos fases, en la primera mantiene una corriente constante  $I_0$ , ésta es la etapa de calentamiento de la muestra; y un regulador PI en la segunda fase, en la que se efectúa sucesivas correcciones hasta alcanzar el equilibrio en el sistema.

El regulador se describe como sigue:

Fase 1: La corriente tomará un valor

$$I(t) = I_0$$

Para cada valor  $I(t)$  le corresponderá un valor de temperatura  $T(t)$ , de modo que:

$$\text{Si } T(t) > T - \Delta T$$

entonces pasará a la fase 2

Fase 2:

$$I(t) = I_0 - K_p [T(t) - \bar{T}] + \frac{h}{t_i} \sum [T(t) - \bar{T}]$$

(4.2)

El regulador tiene los siguientes parámetros:

$h$  el intervalo de muestreo. En nuestro caso fue de 5 s.

$\Delta T$  diferencia de temperatura que determina pasar a la fase 2

$T$  la temperatura de equilibrio

$i_0$  corriente constante. Este parámetro es el valor inicial en el controlador PI. Se tomó 350 mA y 400mA para 75 C y 102 C respectivamente.

$K_r$  ganancia del regulador

$t_i$  tiempo de integración

El programa de control para el regulador elaborado, en Pascal v6.0 se da en el apéndice A.

La respuesta que debemos esperar para la temperatura luego de aplicar la regulación PI, según la expresión (4.2), [7], [8], se muestra en la siguiente figura.

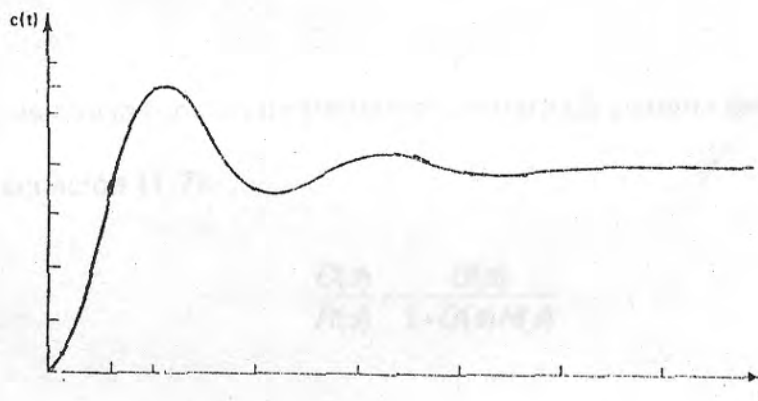


Fig. 4.2.- Respuesta transitoria típica a la función escalón.

La respuesta transitoria sufre algunas variaciones dependiendo del orden de la función de transferencia, como veremos más adelante para nuestro problema. Los parámetros del regulador  $K_r$  y  $t_i$  pueden ser diseñados de varias maneras. Nuestro sistema es no lineal y controlado con regulador digital en vez de uno

analógico, por lo que los valores apropiados se encontrarán a partir de los resultados experimentales. Un análisis aproximado en tiempo continuo nos da pautas útiles.

Tenemos entonces un sistema con una función de transferencia

(3.11):

$$G(s) = \frac{K\tau_1}{s(1+s\tau)}$$

que será controlado con un regulador PI con función de transferencia, (1.19):

$$H(s) = K_r \left( 1 + \frac{1}{st_i} \right) \quad (4.3)$$

Recordemos que la función de transferencia para un sistema de lazo cerrado es, según la ecuación (1.7):

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (4.4)$$

La función de transferencia para nuestro sistema es:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K\tau_1}{s^2 t_i (1+s\tau) + \frac{KK_r}{\tau_1} (1+st_i)} \quad (4.5)$$

Y la ecuación característica del sistema, relación (1.8), viene a ser:

$$s^2 t (1 + s\tau) + \frac{K K_r}{\tau_1} (1 + s t) = 0 \quad (4.6)$$

Los parámetros del regulador son

$$K_r = \frac{\alpha \tau_1}{K \tau} \quad t_r = \gamma \tau \quad (4.7)$$

Tabla 4.1. Parámetros del sistema de control para algunos diseños diferentes

(Las variables están en la misma escala)

donde  $\alpha$  y  $\gamma$  son parámetros nuevos

Sea además

con los valores escogidos para nuestros  $x = sT$

Entonces la ecuación característica luego de descomponer en factores viene a

ser:

$$x^3 + x^2 + \alpha x + \frac{\alpha}{\gamma} = (x + p)(x^2 + 2\xi \omega_0 x + \omega_0^2) \quad (4.8)$$

Esta es una ecuación característica de tercer orden, para hallar valores de las raíces recurrimos a las referencias [4], [9]. En la siguiente tabla damos valores de  $p$ ,  $\xi$ ,  $\omega_0$  para diferentes diseños.



Diseño	$\alpha$	$\gamma$	$\rho$	$\xi$	$\omega_0$
Ziegler-Nichols	0.9	3	-0.460	0.334	0.807
ITAE	0.86	1.5	-0.811	0.112	0.841
ISE	1.3	2	-0.612	0.188	1.031
-	0.5	5	-0.377	0.655	0.515

Tabla 4.1.- Polos del sistema de lazo cerrado para algunos diseños diferentes (Las variables están a la misma escala)

Las curvas de respuesta transitoria a la función escalón o paso para sistema de tercer orden se muestran en la Fig. 4.3, con  $\xi = 0.5$ . Donde  $\beta = \rho / (\xi \omega_0)$ , con los valores escogidos para nuestro sistema, última fila de la tabla 4.1,  $\beta \approx 1.2$ , de modo que la respuesta de nuestro sistema correspondería muy cerca-namente a la curva con  $\beta = 1$ , [7].

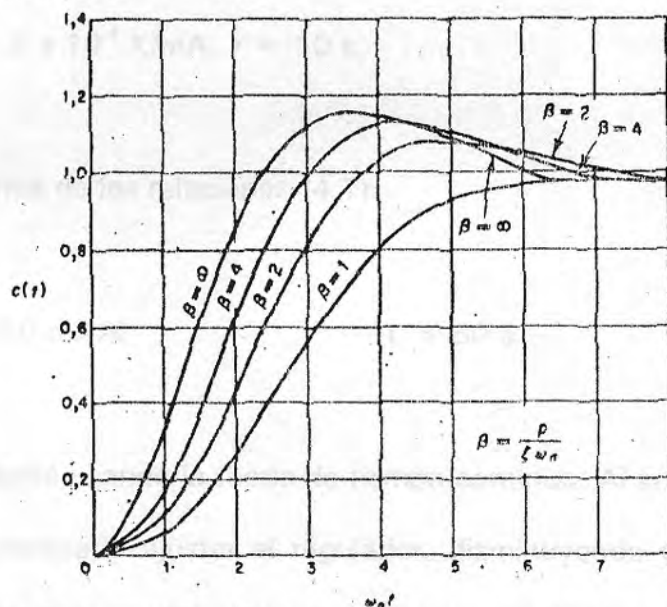


Fig. 4.3.- Curvas de respuesta de sistemas de tercer orden a la función paso.

## CAPITULO V.- RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo presentamos algunas pruebas prácticas del regulador diseñado en el capítulo anterior.

La discusión alrededor de la ecuación (4.8) y la tabla (4.1) se tomó como una guía para la elección de los parámetros del regulador  $K_r$  y  $t_i$ . Se eligieron como parámetros  $\alpha$  y  $\gamma$  los valores:  $\alpha = 0.5$ ,  $\gamma = 5$ . Usamos los valores obtenidos en la tabla (3.3) para la temperatura 375 °K (102 °C) :

$$k/T_1 \approx 2 \times 10^{-4} \text{ K/mA}, \tau \approx 10 \text{ s.}$$

Entonces obtenemos de las relaciones (4.7):

$$K_r = 250 \text{ mA/K} \qquad t_i = 50 \text{ s}$$

El regulador se diseñó usando la teoría de tiempo continuo. Al implementarlo en forma digital es necesario ajustar el regulador, disminuyendo el valor de  $K_r$  y aumentando el de  $t_i$ . Esta modificación da mejores propiedades de estabilidad [9].

Presentamos tres reguladores diferentes a la temperatura de  $375^{\circ}\text{K}$  ( $102^{\circ}\text{C}$ ):

$$\text{A: } K_r = 10 \text{ mA/K} \quad t_i = 40 \text{ min}$$

$$\text{B: } K_r = 15 \text{ mA/K} \quad t_i = 30 \text{ min}$$

$$\text{C: } K_r = 25 \text{ mA/K} \quad t_i = 21 \text{ min}$$

Estos valores fueron el resultado de numerosas pruebas, corriendo el programa de control hasta ajustar adecuadamente los parámetros de regulación.

La temperatura  $T$  y la corriente  $I$  versus tiempo para los parámetros escogidos, se presentan en los gráficos 5.1, 5.2, 5.3, 5.4, 5.5, 5.6. Debemos indicar que estos muestran la fase de regulación, fase 2, según la relación (4.2).

El programa de control va tomando valores de temperatura en la fase de calentamiento con corriente constante, fase 1, y para un determinado  $\Delta T = T - T_{eq}$ , se inicia el proceso de regulación. Por ejemplo para la temperatura de  $103^{\circ}\text{C}$ , usamos  $\Delta T = 3^{\circ}\text{C}$ .

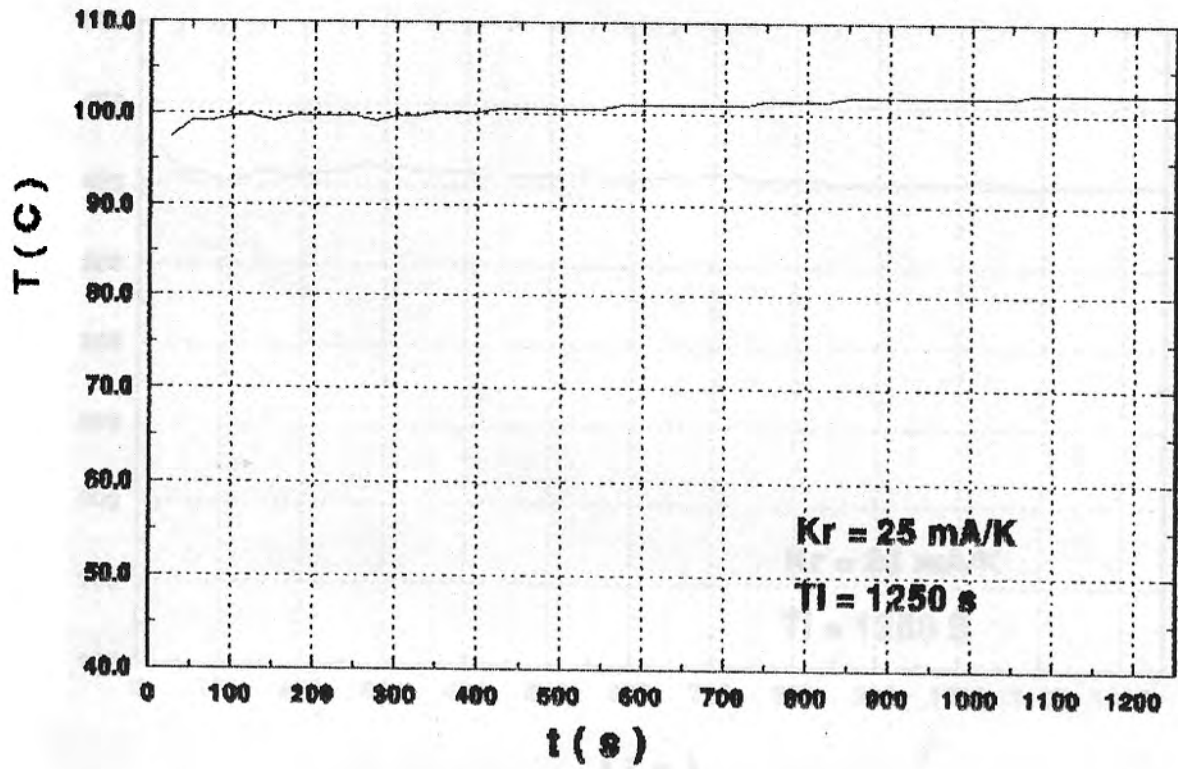


Fig. 5.1.- Temperatura  $T$  para el regulador A,  $T_{eq} = 102^\circ \text{C}$ ,  $I_{eq} = 410 \text{ mA}$ , muestra de cobre. 2a. fase.

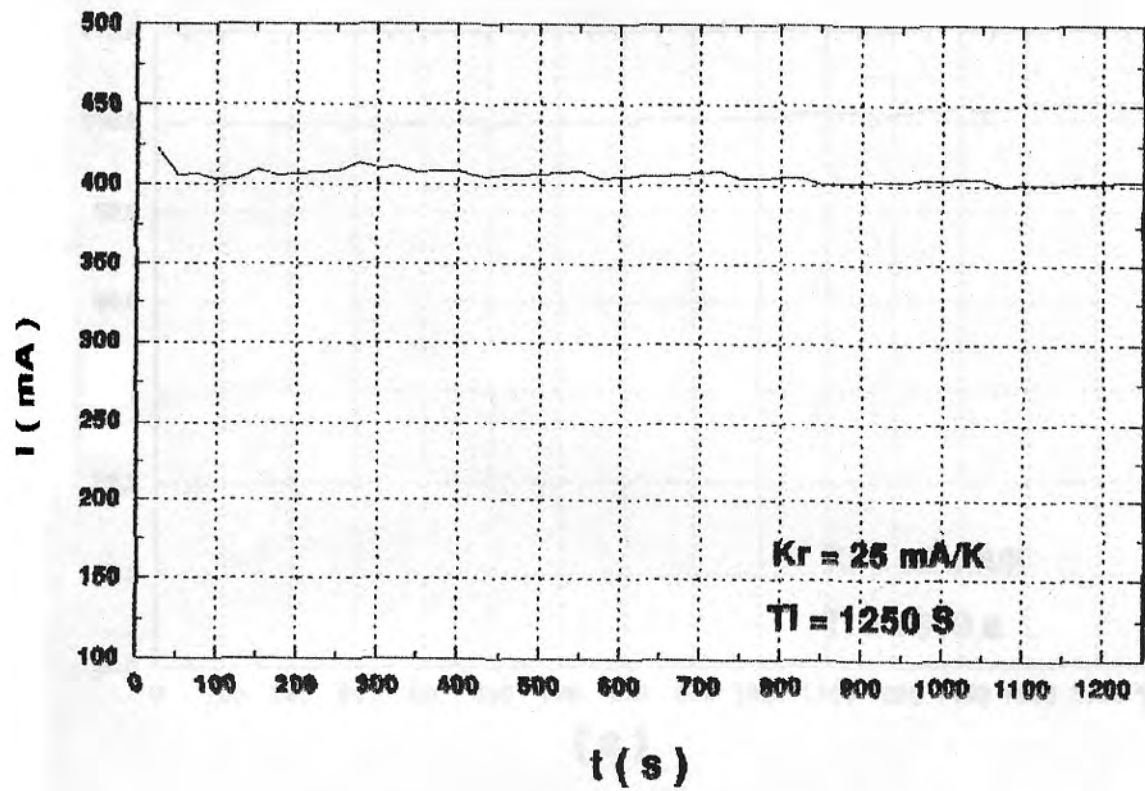


Fig. 5.2.- Corriente  $I$  para el regulador A,  $T_{eq} = 102 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $I_{eq} = 410 \text{ mA}$ , muestra de cobre. Fase 2.

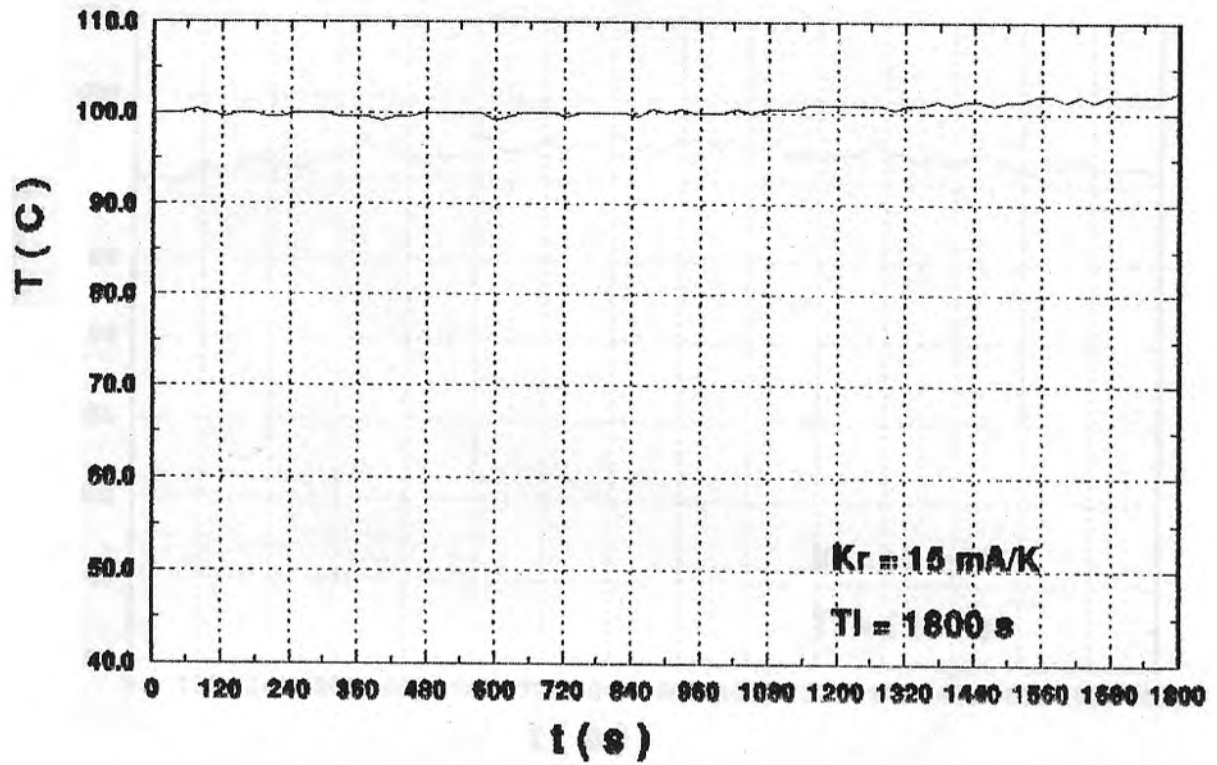


Fig. 5.3.- Respuesta de temperatura  $T$  para el regulador B,  $T_{eq} = 102 \text{ }^\circ\text{C}$ ,

$I_{eq} = 410 \text{ mA}$ , muestra de cobre, fase 2.

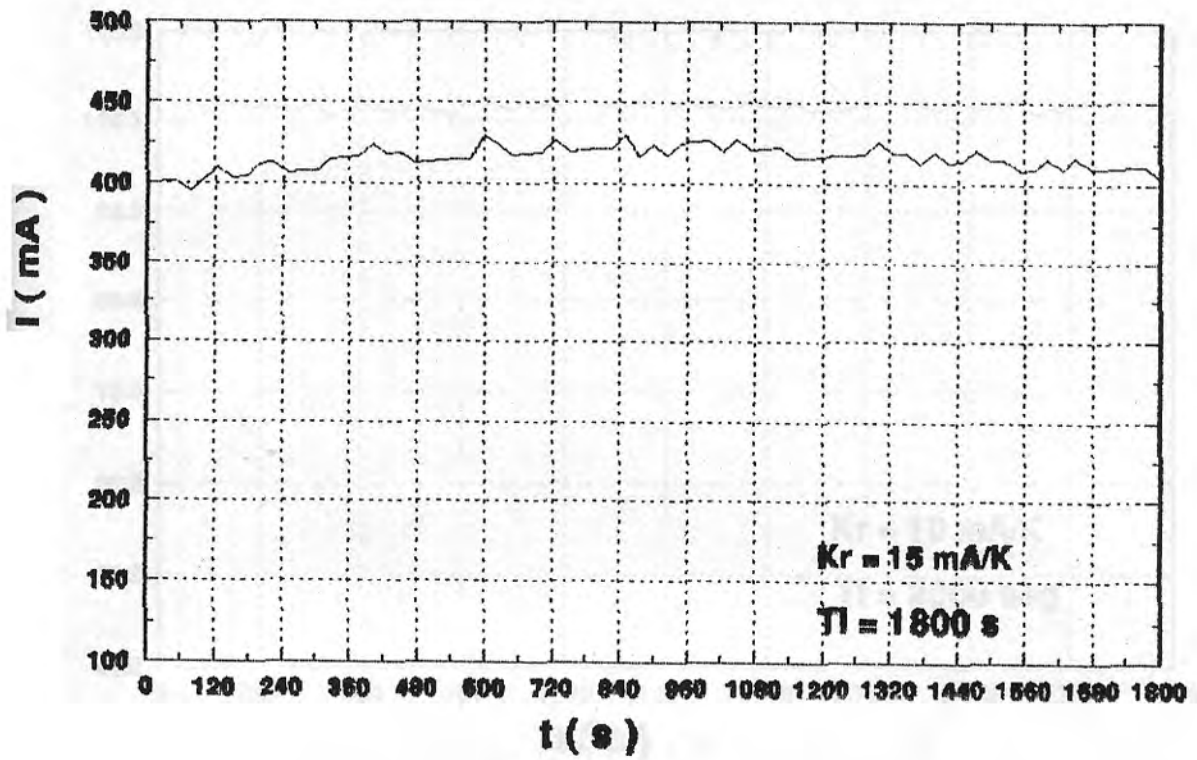


Fig. 5.4.- Respuesta de corriente para el regulador B,  $T_{eq} = 102 \text{ }^\circ\text{C}$ ,

$I_{eq} = 410 \text{ mA}$ , 2a. fase.

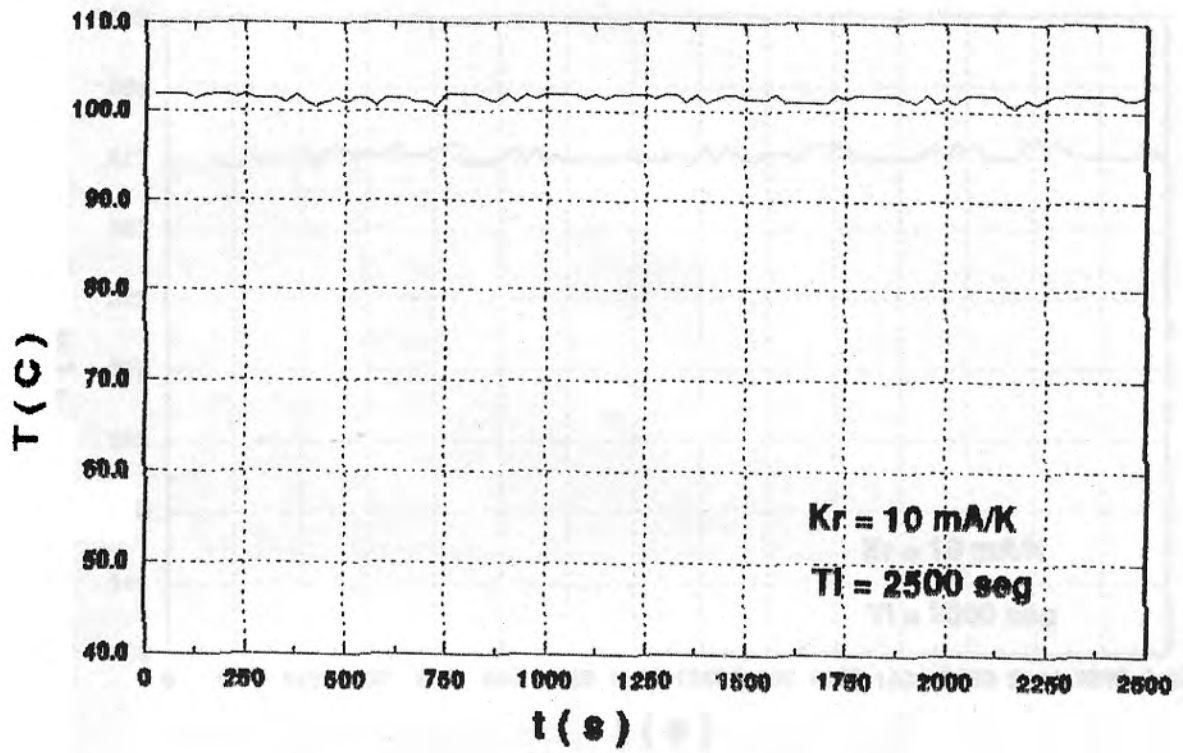


Fig. 5.5.- Regulador C, respuesta de temperatura T, fase 2,  $T_{eq} = 102 \text{ }^\circ\text{C}$ ,

$$I_{eq} = 410 \text{ mA.}$$



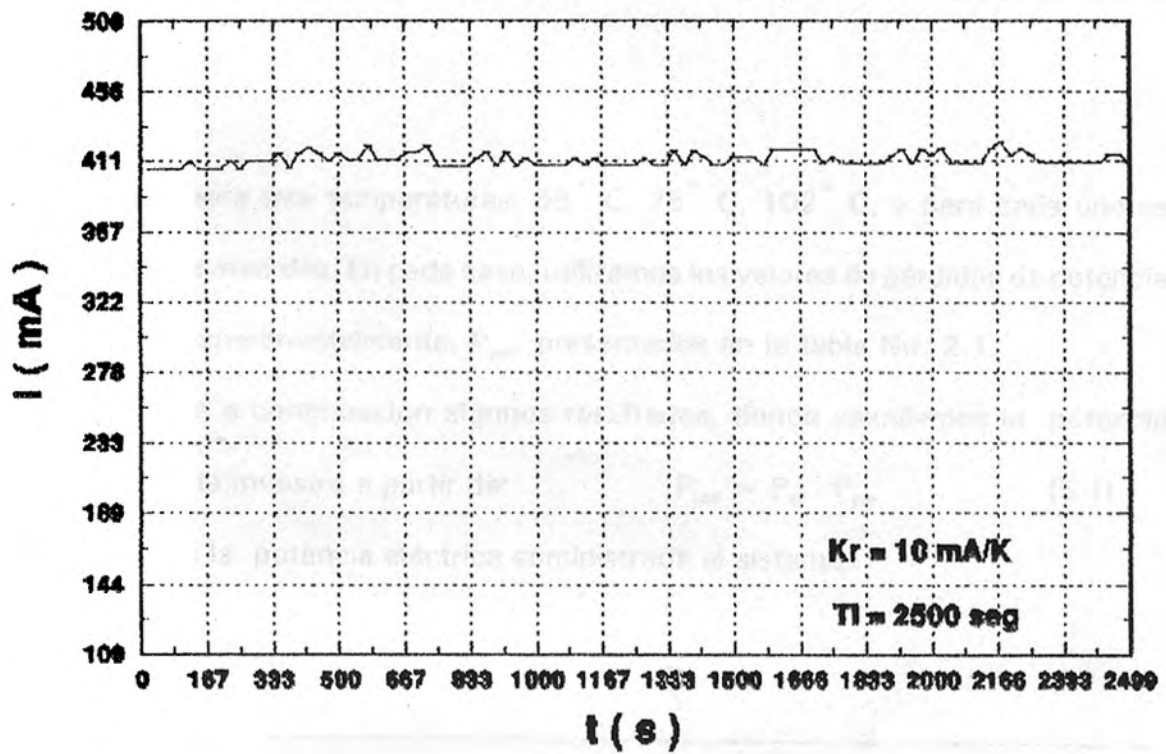


Fig. 5.6.- Regulador C, respuesta de corriente I, fase 2,  $T_{eq} = 102 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  
 $I_{eq} = 410 \text{ mA}$ .

Alarma				
	$P_{100}$	$P_{100}$	$P_{100}$	$P_{100}$
107	0.451	0.775	0.207	0.517
Normal				
$T_1$ (s)	$P_{100}$	$P_{100}$	$P_{100}$	$P_{100}$
55	0.327	0.507	0.174	0.392
78	0.315	0.493	0.230	0.423
102	0.155	0.377	0.361	0.470

Con el equipo diseñado, y el proceso de control de temperatura automatizado, realizamos medidas con distintas muestras que nos permitirían en principio determinar la emisividad hemisférica. Se emplearon muestras de aluminio, óxido de cobre, y níquel. Este último fue depositado electroquímicamente en sustrato de cobre.

Se trabajó para tres temperaturas: 55 ° C, 75 ° C, 102 ° C, y para cada una se tomaron tres medidas. En cada caso, utilizamos los valores de pérdidas de potencia evaluados experimentalmente,  $P_{per}$ , presentados en la tabla No. 2.1.

Presentamos a continuación algunos resultados, donde calculamos la potencia radiada por la muestra a partir de:

$$P_{rad} = P_{el} - P_{per} \quad (5.1)$$

donde  $P_{el}$  es la potencia eléctrica suministrada al sistema.

Aluminio				
T ( ° C)	I(Amp)	$P_{el}$ (W)	$P_{per}$ (W)	$P_{rad}$ (W)
75	0.311	0.454	0.230	0.223
102	0.407	0.778	0.361	0.417
Níquel				
T ( ° C)	I(Amp)	$P_{el}$ (W)	$P_{per}$ (W)	$P_{rad}$ (W)
55	0.327	0.502	0.174	0.328
75	0.373	0.653	0.230	0.423
102	0.456	0.977	0.361	0.616

Oxido de Cobre				
T (°C)	I(Amp)	P <sub>el</sub> (W)	P <sub>per</sub> (W)	P <sub>rad</sub> (W)
55	0.345	0.559	0.179	0.385
75	0.368	0.636	0.230	0.406
102	0.452	0.960	0.361	0.599

Tabla 5.1.- Potencia de radiación para Al, Ni, CuO

Las áreas de las muestras son iguales. En el caso del aluminio no se pudo efectuar la regulación para 55 °C debido a que la salida mínima de corriente de nuestra interfase no lo permitía.

Con los valores de P<sub>rad</sub> en principio se puede determinar la emisividad hemisférica de las muestras a partir de:

$$P = \epsilon \sigma A (T_m^4 - T_p^4) \quad (5.2)$$

T<sub>m</sub>, temperatura de la muestra; en todos los casos T<sub>p</sub>, temperatura de las paredes del recipiente, fue de -20 °C.

## CAPITULO VI.- DISCUSION

A partir de los gráficos T vs. t, (5.1), correspondiente al regulador A, y (5.3) correspondiente al regulador B, observamos que el tiempo de integración en ambos no es suficiente, ya que no se logra la estabilización de la temperatura, la cual continua aumentando incluso para  $t_i = 1250$  s y  $t_i = 1800$  s, respectivamente. Por otro lado del gráfico T vs. t, (5.5) correspondiente al regulador C, se observa que la temperatura presenta pequeñas oscilaciones alrededor del valor de equilibrio, indicando buena estabilidad.

Así mismo del gráfico de regulación de corriente I vs. t, (5.4) correspondiente al regulador B, se observa que hay fluctuaciones hasta del orden de 15 mA. Por el contrario en el gráfico I vs t. (5.6) correspondiente al regulador C, se observa que las variaciones de corriente alrededor de la corriente de equilibrio, son muy pequeñas, del orden de 5 mA.

Por consiguiente, de los reguladores mencionados, el regulador C (con constantes de regulación  $K_r = 10$  mA/K y  $t_i = 2500$  s) aunque presenta una respuesta más lenta, como puede observarse de las figuras 5.5 y 5.6, produce menores fluctuaciones en la corriente, por lo que consideramos es el de mejor performance. Con éste regulador se trabajó para alcanzar las temperaturas de equilibrio de  $55$  °C y  $75$  °C. Los resultados se muestran en las figuras (6.1), (6.2), (6.3), (6.4).

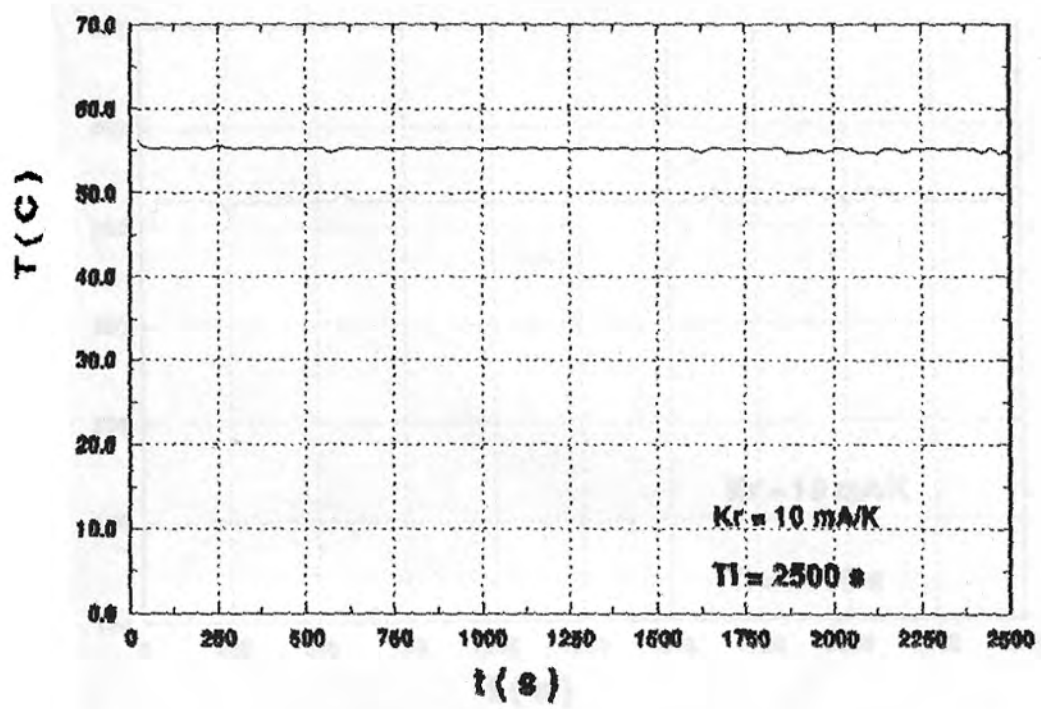


Fig. 6.1.- Respuesta de temperatura  $T$ , regulador  $C$  para  $T_{eq} = 55^{\circ}\text{C}$ ,

$I_{eq} = 320 \text{ mA}$ , fase 2.

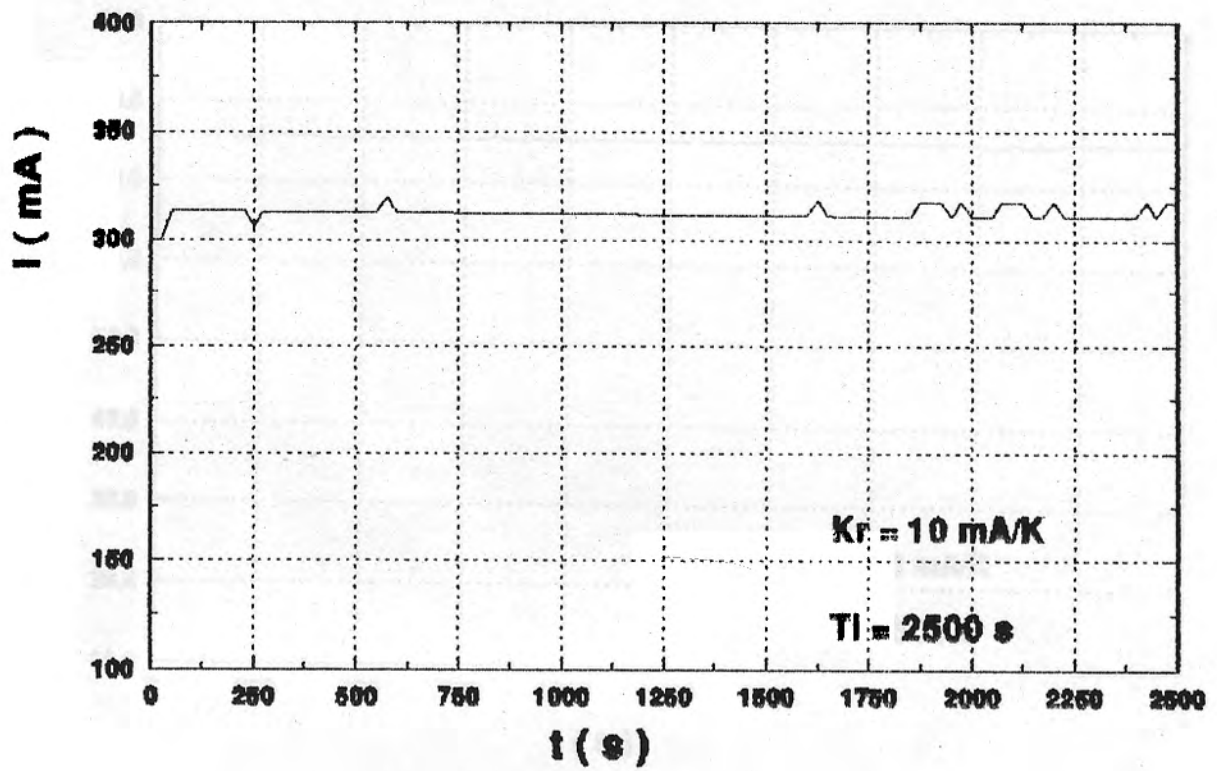


Fig. 6.2.- Respuesta de corriente  $I$ , regulador C, para  $T_{eq} = 55^\circ \text{C}$ ,  
 $I_{eq} = 320 \text{ mA}$ , fase 2.

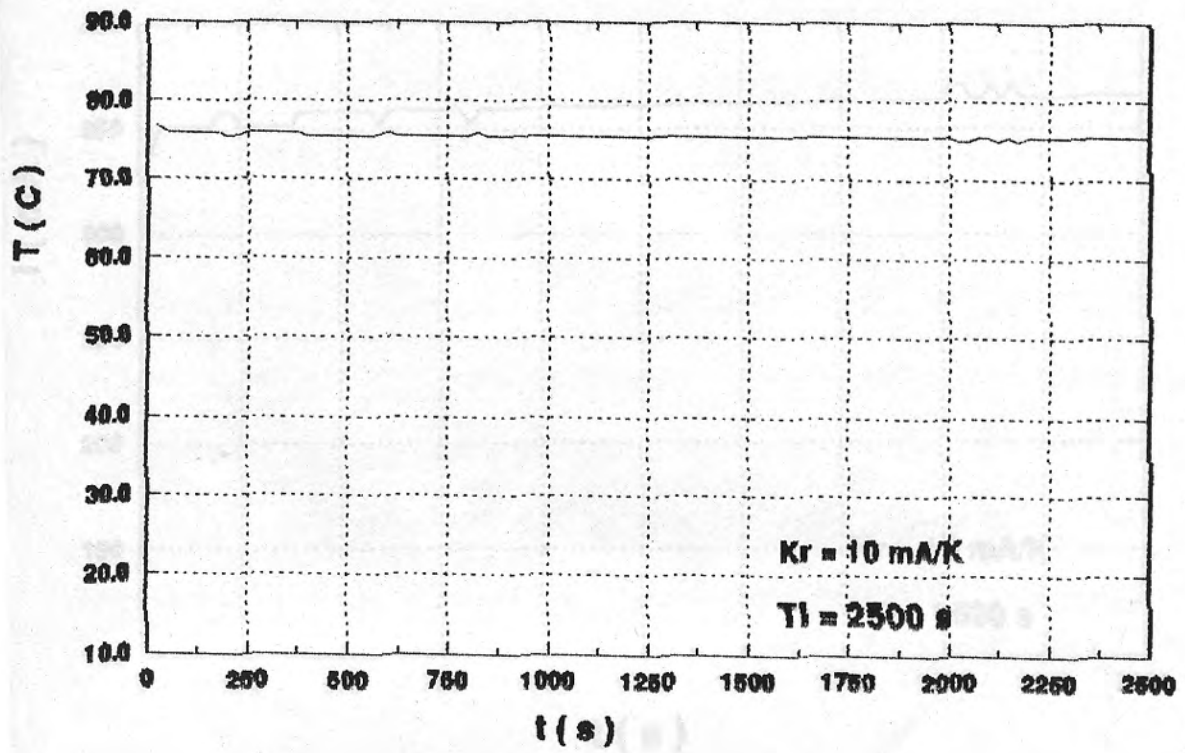


Fig. 6.3.- Regulador C, respuesta de temperatura para  $T_{eq} = 75^{\circ}\text{C}$ ,

$i_{eq} = 360 \text{ mA}$ , fase 2.

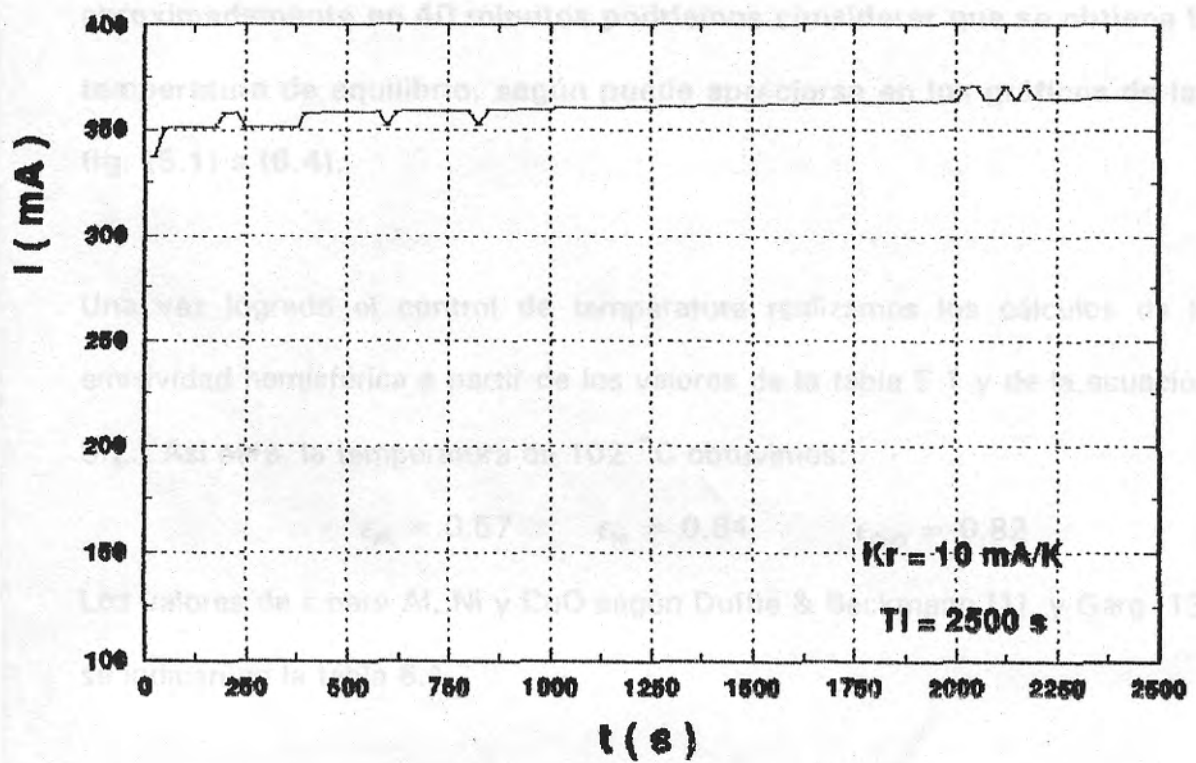


Fig. 6.4.- Regulador C, respuesta de corriente para  $T_{eq} = 75 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  
 $I_{eq} = 360 \text{ mA}$ , fase 2.

Muestra	$\epsilon$	$P_{eq} \text{ (W)}$
A	0.10 - 0.13	0.073
B	0.10 - 0.12	0.073
C	0.87 - 0.87	0.526

Tabla 6.1.- Valores de  $\epsilon$  según referencias, potencia radiada calculada para estos valores de  $\epsilon$ .



Como se ve claramente en los gráficos las respuestas son satisfactorias en todos los casos. El tiempo de control con el regulador digital se ha reducido considerablemente respecto del control manual, de modo que aproximadamente en 40 minutos podríamos considerar que se obtiene la temperatura de equilibrio, según puede apreciarse en los gráficos de las fig. (6.1) a (6.4).

Una vez logrado el control de temperatura realizamos los cálculos de la emisividad hemisférica a partir de los valores de la tabla 5.1 y de la ecuación 5.2. Así para la temperatura de 102 °C obtuvimos:

$$\epsilon_{Al} = 0.57 \quad \epsilon_{Ni} = 0.84 \quad \epsilon_{CuO} = 0.82$$

Los valores de  $\epsilon$  para Al, Ni y CuO según Duffie & Beckmann [1], y Garg [13] se indican en la tabla 6.1

Muestra	$\epsilon$	$P_{rod}'(W)$
Al	0.10 - 0.13	0.073
Ni	0.10 - 0.12	0.073
CuO	0.57 - 0.87	0.525

Tabla 6.1.- Valores de  $\epsilon$  según referencias, potencia radiada calculada

para estos valores de  $\epsilon$ .

La columna  $P_{rad}'$  de la tabla 6.1 corresponde a la potencia radiada por las muestras usadas en este trabajo, calculadas según la ecuación (5.2), y asumiendo  $\epsilon$  como 0.1 para Al y Ni, y 0.72 para el CuO. Este último valor se ha obtenido del promedio de los valores que se dan en la tabla 6.1 .

Comparando nuestros resultados de  $\epsilon$  con los valores que se dan en la tabla 6.1 vemos que los nuestros son varias veces mayores en el caso del aluminio y el níquel, metales que tienen una baja emisividad, pero en el caso del CuO, de alta emisividad, el valor de  $\epsilon$  está dentro del rango de valores que se indica.

Observemos que para el aluminio y el níquel los valores de la potencia radiada,  $P_{rad}'$ , (ver tabla 6.1), son muy pequeños en relación con las pérdidas de potencia,  $P_{per}$  (ver tabla 5.1). Sin embargo éste no es el caso para el óxido de cobre.

Si comparamos el orden de magnitud de la potencia  $P_{rad}'$  y las pérdidas de potencia,  $P_{per}$ , observamos que para Al y Ni,  $P_{per}$  es varias veces mayor que  $P_{rad}'$ . Así por ejemplo para el caso del aluminio a 102 °C,  $P_{per} = 0.361$  W, (ver tabla 5.1) y  $P_{rad}' = 0.073$  (ver tabla 6.1) lo cual da:  $P_{per}/P_{rad}' = 4.5$ .

En el caso del óxido de cobre, la pérdida de potencia a la temperatura de 102 °C es  $P_{per} = 0.361$  W y la potencia radiada es  $P_{rad}' = 0.525$  W, dando una relación de potencias  $P_{per}/P_{rad}' = 0.7$ . Por consiguiente concluimos que para valores grandes de emisividad nuestro equipo sería confiable, sin embargo para valores pequeños de emisividad perdemos totalmente precisión.

Lo anterior puede cuantificarse considerando la propagación de errores. En efecto, tomando en cuenta que para el caso de la muestra de referencia, negro

de grafito, a temperatura  $T$  se tiene:

$$P_{el} = P_{per} + \epsilon_{Ng} \sigma A T^4 = I_{Ng}^2 R \quad (6.1)$$

para la muestra a temperatura  $T$ :

$$P_{el} = P_{per} + \epsilon \sigma A T^4 = I^2 R \quad (6.2)$$

podemos determinar el error relativo de  $\epsilon$ , mediante un cálculo directo de la propagación de errores. Así podemos fácilmente deducir que:

$$\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = \frac{2R(I + I_{Ng})}{P_{el} - P_{per}} \Delta I \quad (6.3)$$

donde  $\Delta I$  es el error en la medida de  $I$  para obtener la temperatura de equilibrio. Este resultado implica que el error relativo,  $\Delta \epsilon / \epsilon$ , aumenta cuanto más pequeña se hace la diferencia  $P_{el} - P_{per}$ , esto es cuanto mayor es la pérdida de potencia  $P_{per}$ . Realizamos el cálculo de error relativo de  $\epsilon$  para nuestras medidas del CuO, que es el caso en que tenemos resultados confiables. Para el CuO obtenemos:  $\Delta \epsilon / \epsilon = 0.10$ . Esto es un error del 10%.

Vemos pues que con las características del actual diseño del medidor calorimétrico de emisividad hemisférica se podría medir  $\epsilon$  con una precisión no menor del 10% para superficies con valores grandes de  $\epsilon$ . Para superficies con baja emisividad habría que variar el diseño del sistema a fin de disminuir las pérdidas de potencia,  $P_{per}$ , respecto de la potencia eléctrica,  $P_{el}$ . Este es el punto crítico que permitirá optimizar nuestro sistema.

Analicemos las contribuciones más importantes en  $P_{per}$  a fin de considerar los elementos que permitan un mejor diseño del equipo.

Observando el sistema esquematizado en la fig. 2.2 podemos identificar las fuentes que contribuyen a  $P_{per}$ :

$$P_{per} = P_{cab} + P_{term} + P_{pm} \quad (6.4)$$

$P_{cab}$  es la pérdida por los cables eléctricos,  $P_{term}$  pérdidas por la termocupla y  $P_{pm}$ , pérdidas en el portamuestras.

En general, se puede decir que la potencia eléctrica (ecuación 6.5) suministrada al sistema se distribuye en la potencia radiada por la muestra, la potencia radiada por el portamuestra, y la potencia por conducción en los cables eléctricos y la termocupla.

$$P_{el} = \epsilon \sigma A (T^4 - T_p^4) + \epsilon_{pm} \sigma A_{pm} (T^4 - T_p^4) + k(T - T_{amb}) \quad (6.5)$$

Aquí los subíndices pm y p se refieren al portamuestras y paredes del recipiente, respectivamente.  $T_{amb}$  a temperatura ambiente.

En la ecuación anterior los dos últimos términos pueden considerarse como las pérdidas de potencia del sistema. Para conocer más en detalle cual de los dos términos es predominante, deberíamos realizar medidas de la potencia eléctrica para varios valores de temperatura y hacer una extrapolación para  $T = T_p$ . Obviamente en éste caso sólo quedaría el término  $k(T_p - T_{amb})$ , que nos indicaría que las pérdidas son por conducción. Si este valor fuera despreciable tendríamos que el punto donde la curva cruza el eje de las temperaturas estaría en  $T = T_p$ . En caso que no fuese despreciable tendríamos el término negativo  $k(T_p - T_{amb}) = -k(T_{amb} - T_p)$ , pues  $T_{amb}$  es mayor que  $T_p$  (recordemos

que su valor es  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). Si este término resultase muy grande, nos indicaría que las pérdidas por conducción que presumiblemente son despreciables no son tales, lo cual implicaría que habrían fugas por conducción en el sistema obligando a un nuevo diseño.

Por otro lado considerando las pérdidas por conducción muy pequeñas, entonces del ajuste de la curva  $P_{el}$  vs  $T$ , según ecuación (6.5), podríamos encontrar el valor real de la emisividad del portamuestras,  $\epsilon_{pm}$ . En nuestro sistema el portamuestras es de cobre por lo que se ha considerado en los cálculos el valor  $\epsilon_{pm} = \epsilon_{Cu} = 0.1$ . En la siguiente tabla se muestra los valores de la potencia radiada por el portamuestras,  $P_{rpm}$ , a partir de los resultados para el negro de grafito resumidos en la tabla 2.1; tomando en cuenta los valores de la tabla 3.1 y usando la relación (5.2),

T	$P_{el}$ (W)	$P_{per}$ (W)	$P_{rpm}$ (W)	$P_{rpm}'$ (W)
55	0.520	0.174	0.071	0.106
75	0.680	0.230	0.092	0.138
102	1.050	0.361	0.144	0.216

Tabla 6.2.- Cálculo de la potencia radiada por el portamuestras de cobre,  $P_{rpm}$ , considerando  $\epsilon = 0.1$ , y  $P_{rpm}'$  considerando  $\epsilon = 0.15$ .

Si el valor de la emisividad del portamuestras de cobre no fuera 0.1 debido a que no es cobre pulido y entonces tiene algún grado de oxidación, tendríamos por ejemplo en la columna  $P_{rpm}'$  de la tabla 6.2 donde hemos tomado  $\epsilon = 0.15$ , valores que se acercaría a los de  $P_{per}$ . De modo que si asumimos que todas las denominadas pérdidas de potencia del sistema son por radiación en el portamuestras, podríamos calcular el valor real de emisividad del portamuestras,  $\epsilon_{pm}$ , a partir de la columna  $P_{per}$  de la tabla 6.2 . Esto se haría luego de determinar qué término predomina en la ecuación (6.5).

En cualquiera de los dos casos, sea que predominen las pérdidas por conducción o por radiación del portamuestras, el diseño debe modificarse de modo de disminuir éstas pérdidas y poder medir con mayor confiabilidad la emisividad hemisférica de superficies de baja emisividad.

## VII.- CONCLUSIONES Y SUGERENCIAS

El trabajo realizado cumplió con los objetivos trazados, se implementó el hardware y software del sistema de control de temperatura. En cuanto al software, ha quedado demostrado que el regulador digital de dos fases, con una corriente máxima en la 1a. fase, y un regulador PI en la segunda fase, es un controlador eficiente para el sistema planteado.

Previamente debimos cumplir con las etapas que requiere un proceso de control: elaborar el modelo matemático del sistema, llegar a la función de transferencia de lazo cerrado, etc, etc, de modo que se adquirió experiencia en el diseño del control de un sistema.

El diseño realizado puede ser aplicado a otros sistemas de control de temperatura, en los que el modelo sea similar. Para otros procesos físicos, sería necesario repetir las etapas que seguimos en el presente trabajo o efectuar un proceso experimental de prueba-error para diseñar el sistema de control.

Por otro lado al realizar el cálculo de emisividad hemisférica para distintas muestras, obtuvimos divergencias entre nuestros resultados, en particular para aquellos de muy baja emisividad. La discusión de éstos resultados nos lleva a concluir que es necesario modificar el diseño del portamuestras, y sería importante para este objetivo obtener experimentalmente la curva  $P_{el}$  vs T.

En seguida presentamos a manera de sugerencia algunas modificaciones que pueden implementarse para mejorar la performance del diseño.

En lo referente al portamuestras, probar con las siguientes posibilidades:

- a) Llenar la cavidad interna del portamuestras con una pasta aislante eléctrica de buena conductividad térmica y garantizar una buena conducción de la radiación.
- b) Cambiar el diseño del portamuestras, ajustando las dimensiones del mismo de modo que exista un valor relativamente grande en la relación superficie-volumen.
- c) Mejor control de las pérdidas, particularmente de las pérdidas por radiación (por ejemplo un valor más preciso de la emisividad del portamuestras).

En lo referente al hardware de control, como una sugerencia para un trabajo futuro, podría modificarse el diseño de salida para el proceso de calentamiento, efectuando un calentamiento por pulsos.

En cuanto al programa de control:

- a) Incluir un filtro digital que de los valores promedio de las últimas cien medidas de  $T$  e  $I$ , lo que daría estimaciones más precisas de los valores en el estado estacionario.
- b) Incluir el cálculo de la emisividad  $\epsilon$ .
- c) Podría incluirse un término derivativo en el inicio de la fase 2 antes que las señales se acerquen a los valores estacionarios. Esta aproximación puede dar una respuesta más rápida sin perder precisión.



## APENDICE A

### PROGRAMA DE CONTROL DE TEMPERATURA

```
Program Control_Temperatura;

Uses Dos,Crt,Graph;
var
    dat1,dat2,T1,T2: real;
    (PA = $344, PB = $345, PC = $346,
     control = $347)
    m,bit,h,j: integer;
    Ti,T0,I,I1,ad1,ad2,adf,a,b: real;
    sum,Temp,I0,Teq,Kr,Iout: real;
    S: string;

const CS0=$344;

Procedure Setup_8255;

Begin
Port[CS0+3]:=144; {control word: PA entrada, PB salida, PC
    salida}
Port[CS0+2]:=1; {bit 0 de PC dara la señal WR\ al ADC, en 1
    el conversor esta inhabilitado}
Port[CS0+1]:=0; {el DAC da salida 0}
End;

Procedure Reset_8255;

Begin
Port[CS0+3]:=155; {155 en decimal, todos los puertos en modo
    entrada}
End;

Procedure Read_Adc(var ad:real);
var i: integer;
    {Iniciar ciclo de lectura, enviando una señal WR\ al
    ADC}
Begin
Port[CS0+2]:=0;
For i:=0 to 100 do Begin End;
Port[CS0+2]:=1;
{For i:=1 to 100 do Begin End;}
delay(100);
ad:=Port[CS0];
write(' ',ad:4:0,' ');
End;
```

```

Procedure Inicializar(var T0,I0,Ti,Kr,I1:real; var S:string);

Begin
writeln('*****');
writeln('**** Lectura de parametros e inicializacion ****');
writeln('*****');
writeln('Ingresar temperatura de equilibrio: T0 (C)');
readln(T0); {T0:=T0+273;}
writeln('Ingresar corriente de eq. I0 (corresponde a T0):');
readln(I0);
writeln('Parametros para la Regulacion_PI');
writeln('Ingrese tiempo de integracion : Ti');
readln(Ti);
writeln('Ingresar I1, para la regulacion_PI: ');
readln(I1);
writeln('Ingresar Kr, ganancia en la regulacion: ');
readln(Kr);
writeln('Ingrese el nombre del archivo de datos: nombre.dat');
readln(S);
End;

```

```

Procedure Lect_ADC(t:integer; var adf:real);

```

```

var   adi,sum: real;
      j: integer;
Begin
sum:=0;
  For j:=1 to 10 do
    Begin
      Read_Adc(adi);
      delay(t);
      sum:=sum+adi;
    End;
  adf:=trunc(sum/10);
End;

```

```

Procedure Conv_ADC_Temp(ad: real; var Temp: real );

```

```

Var
  f:Text;
  i,m: integer;
  n:real;

  V,T:Array [0..255] of Real;

```

```

Begin
  n:=ad; { Hacemos n igual a la lectura del ADC }
  m:=trunc(n);
  Writeln;
  Writeln('-----');
  Writeln('Dato          Vol (mV)          T (°C) ');
  Writeln('-----');

```

```

Assign(f,'Prueba.dat');
Reset(f);
i:=0;
  Repeat
    i:=i+1;
    ReadLn(f,i,V[i],T[i]);
  Until i=m;
Close(f);
WriteLn(' ',m,' ',V[m]:3:3,'
',T[m]:3:3);
Temp:=T[m];
End;

Procedure Convertir_I_byte(Iout: real; var m: integer);

Var
  f:      Text;
h,j,d,i,c,e: Integer;
  x1, x2: Array [0..255] of Real;

Begin
  d:=trunc(Iout);e:=trunc(Iout+1);h:=trunc(Iout+2);
  WriteLn;
  WriteLn('-----');
WriteLn('  Byte          I (mA)          ');
WriteLn('-----');
  Assign(f,'ppp.dat');
  Reset(f);
  i:=0;j:=0;
  Repeat
    j:=i;
    ReadLn(f,x1[i],x2[i]);
    If (x2[i]=Iout) or (x2[i]=Iout+1) or
(x2[i]=Iout+2) then
      c:=trunc(x2[i]);
      i:=i+1;
    Until (c=d) or (c=e) or (c=h);
  Close(f);
  m:=trunc(x1[j]);
  WriteLn(' ',x1[j]:12:0,' ',x2[j]:12:2);
  Port[CS0+1]:=m;
  writeln('Estamos enviando m = ',m:4,' al DAC');
  delay(3000);
End;

Procedure Fase_1(var Teq: real);
var
  ad1,ad2,c,Is: real;
  d: integer;
h2,h1,m2,m1,s2,s1,hu1,hu2: word;
  dif,dif1: single;

Begin

```

```

writeln('*****
****');
writeln('** Fase I : Incremento de temperatura a Teq
**');
writeln('*****
****');
GetTime(h1,m1,s1,hu1);

Repeat
  Port[CS0+1]:=205;
  writeln('Estamos calentando la muestra con I= 650
          mA');
  Lect_ADC(1000,ad1);
  Conv_ADC_Temp(ad1,T1);
  delay(1000);
  d:=trunc(T1);
  Until (abs(d-T0)<=1 );    {Poner 1 o 2 para Teq=100 C}
                          {Poner 3 o mas para el
                          aluminio}

  Teq:=T0;
  GetTime(h2,m2,s2,hu2);
  writeln('La temperatura de equilibrio es: ', T0:5:2);
  writeln('La corriente que quedara es IO: ', IO:8:2);
  Convertir_I_byte(IO, bit);
  Port[CS0+1]:=bit;
  dif:=(h2*3600+m2*60+s2)-(h1*3600+m1*60+s1);dif1:=dif/60;
  writeln('El tiempo de calentamiento en minutos es :',
          dif1:6:1);
End;

Procedure Regulador_PI(S: string;h :integer;var Iout: real);
var
  f,Tn : real;
  I2,n: integer;
  Si: real;
  g: Text;
  h1,h2,m1,m2,s1,s2,hu1,hu2: word;
  dif: single;

Function I(var Ti,Teq,Tn :real ):real;
var
  y,f,x: real;
  h: integer;

Begin
  y:=0; h:=5;
  y:= (h/Ti)*Si; f:=Tn-Teq; x:=Kr*(f+y);
  I:= I1 - x;
End;

Begin

writeln('*****');
writeln('**** Inicio de la segunda fase ****');
writeln('*****');

```

```

Si:=0;n:=0;h:=5;

Assign(g,S);Rewrite(g);
Writeln(g,'Tabla de t vs. Temp, Isal ');
writeln(g,' Para I0 = ',I0:8:2,' Teq = ',Teq:8:2);
writeln(g,' Con I1 = ',I1:8:0,' Kr = ',Kr:6:0);
writeln(g,' ');
writeln(g,' t(s) ',Iout(mA) ',dT(C) ',Temp(C) ', '$
');
GetTime(h1,m1,s1,hu1);

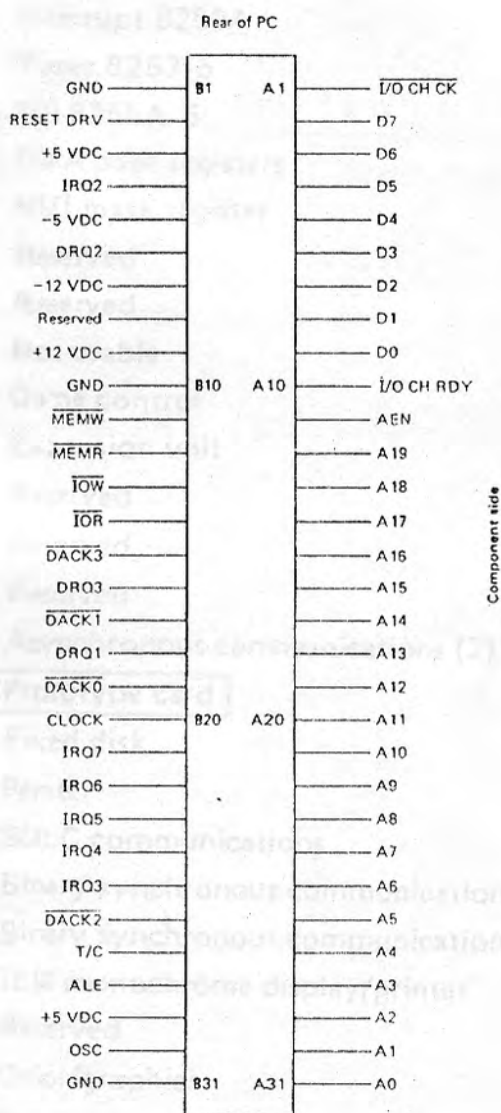
Repeat
  Lect_ADC(2000,adf);
  Conv_ADC_Temp(adf,Tn);
  f:=Tn-Teq;
  Si:=Si+f;
  Iout:=I(Ti,Teq,Tn);
  I2:=trunc(Iout);
  writeln('El valor de la corriente es ', Iout:8:2);
  writeln('La difer. de temp es ',f:6:2,' n = ',n:6);
  Convertir_I_Byte(I2,m);
  Port[CS0+1]:=m;
  n:=n+h;
  writeln(g,n:8,Iout:8:2,f:8:2,Tn:8:2,Si:8:2);
  Until n=Ti;
GetTime(h2,m2,s2,hu2);
dif:=(h2*3600+m2*60+s2)-(h1*3600+m1*60+s1);
writeln(g,' ');
writeln(g,'El tiempo de integración en segundos
es:',dif:6:2);
  Close(g);
End;

Begin
  ClrScr;
  Setup_8255;
  Inicializar(T0,I0,Ti,Kr,I1,S);
  Fase_1(Teq);
  Regulador_PI(S,h,Iout);
End.

```

## APENDICE B

### DIAGRAMA DEL SLOT DE SALIDA DE LA PC



## MAPA DE MEMORIA ENTRADA/SALIDA DE LA PC

Hex range	Usage	
000-00F	DMA chip 8237A-5	} Assigned to system board components
020-021	Interrupt 8259A	
040-043	Timer 8253-5	
060-063	PP1 8255A-5	
080-0E3	DMA page registers	
0Ax	NMI mask register	
0Cx	Reserved	
0Ex	Reserved	
100-1FF	Not usable	
200-20F	Game control	
210-217	Expansion unit	
220-24F	Reserved	
278-27F	Reserved	
2F0-2F7	Reserved	
2F8-2FF	Asynchronous communications (2)	
300-31F	Prototype card	
320-32F	Fixed disk	
378-37F	Printer	
380-38C	SDLC communications	
380-389	Binary synchronous communications (2)	
3A0-3A9	Binary synchronous communications (1)	
3B0-3BF	IBM monochrome display/printer	
3C0-3CF	Reserved	
3D0-3DF	Color/graphics	
3E0-3F7	Reserved	
3F0-3F7	Diskette	
3F8-3FF	Asynchronous communications (1)	

## REFERENCIAS

- [1]. DUFFIE J.A. & BECKMAN W., Solar Engineering of Thermal Processes, Wiley Interscience Pub., Wiley & Sons, 1980.
- [2]. WIEDER, An Introduction to Solar Energy for Scientists and Engineers. Wiley & Sons, 1982.
- [3]. AGNIHOTRI & GUPTA, Solar Selective Surface Wiley & Sons, 1981.
- [4]. ROOS Arne, Determination of Total Hemispherical Emittance of Absorber Surfaces. Teknikum, 1983. Institute of Technology, Uppsala University. (Publicación interna)
- [5]. BEENS, SIKKENS, VERSTER, An emissometer with accuracy for determination of the total hemispherical emittance of surfaces, J. Phys. E.: Sci. Instrum., Vol 13 - 1980
- [6]. O'CONNOR Thomas, Thermal Radiation for Hot Surfaces Measured by Optical and Calorimetric Methods, Thesis, Master of Science, University of Arizona, 1982.
- [7]. OGATA K., Ingeniería de Control Moderno Prentice-Hall, 1974.
- [8]. PHILLIPS CH. & TROY NAGLE H. Jr., Digital Control Systems: Analysis and Design, Prentice-Hall, 1984
- [9]. ISERMANN R., Digital Control System Springer-Verlag, 1981
- [10]. SIEGEL R., HOWELL J., Thermal Radiation Heat Transfer Hemisphere Publishing Corporation, New York, 1984
- [11]. NATIONAL Application Notes, 1980. AN-225
- [12]. TOMPKINS W., WEBSTER J., Interfacing Sensors to the IBM PC, Prentice-Hall, 1988
- [13]. GARG H.P., Treatise on Solar Energy, Vol. I Wiley & Sons, 1982
- [14]. BRENNER R., IBM PC Advanced Troubleshooting & Repair Howard W. Sams & Company, MacMillan Inc., 1986