



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE CIENCIAS

**ESTUDIO DE PROPIEDADES MAGNETICAS EN
SOLIDOS MEDIANTE UNA BALANZA
TERMOMAGNETICA**

T E S I S

PARA OBTENER EL TITULO DE:

F I S I C O

P R E S E N T A :

MARGARITA RIVERA HERNANDEZ

México, D. F.

1992

FALLA EN ORIGEN



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 está 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.

INDICE.

Introducción	1.
--------------	----

Capítulo 1.

Antecedentes	3.
I. Balanza magnética	3.
a). Balanza de resorte vertical de cuarzo	4.
b). Balanza de suspensión torsional vertical	5.
c). Balanza de suspensión de pendulo horizontal	6.
II. Balanza termomagnética	8.
1.- Parte mecánica	9.
2.- Electroíman	10.
3.- Generador de barrido	11.
4.- Controlador de temperatura	12.
a). Horno	12.
i). Generación de calor	12.
ii). Medición de calor	12.
b). Controlador de temperatura	14.
Referencias	17.

Capítulo 2.

Diseño y construcción de instrumentación asociada a una balanza termomagnética	19.
I). Especificaciones generales	19.
1.- Horno	20.
2.- Controlador de temperatura	22.
a). Compensación de unión fría	24.
b). Amplificador de señal térmica	29.
c). Referencia de temperatura a estabilizar	30.

d).	Comparación de voltaje análogo a temperatura	31.
e).	Base de tiempo de calefacción	32.
f).	Modulación de ancho de pulso	37.
g).	Etapas de potencia	39.
h).	Escalamiento para despliegue de temperatura	40.
3.-	Generador de barrido	42.
a).	Base de tiempo híbrida	44.
i).	Base de tiempo	44.
ii).	Contador binario	45.
iii).	Control de encendido y apagado	45.
b).	Convertidor digital/análogo	46.
c).	Amplificador-acoplador de impedancias	48.
	Referencias	51.

Capítulo 3.

	Evaluaciones y resultados.	
I).	Horno	52.
II).	Control de temperatura	57.
i).	Compensación de unión fría	57.
ii).	Amplificador de señal térmica	59.
iii).	Referencia de temperatura a estabilizar	61.
iv).	Despliegue de lecturas	62.
v).	Evaluación final	65.
III).	Generador de barrido	65.

Capítulo 4.

	Conclusiones	72.
	Apéndice	74.

INTRODUCCION.

Este trabajo surge de un proyecto a realizar por los institutos de Geofísica y Física de esta Universidad, cuyo objetivo es el diseño y construcción de una balanza termomagnética destinada a medir algunas propiedades magnéticas en muestras sólidas, -esencialmente muestras geológicas-, como la magnetización de saturación, la fuerza coercitiva, la susceptibilidad magnética y en particular la temperatura Curie, cuyo conocimiento dentro del área del paleomagnetismo aportará resultados valiosos a las investigaciones sobre la evolución de la corteza terrestre.

Se sabe que este tipo de sistemas experimentales ya existen de patente en países desarrollados, a costos no tan accesibles a la mayoría de las Universidades latinoamericanas.

Por tal motivo, a fin de producir una tecnología propia en México, nace el objetivo específico de esta tesis que consistió en el diseño, construcción y evaluación de gran parte de la instrumentación electrónica asociada a dicha termobalanza.

El trabajo realizado se describe en 4 capítulos.

En el capítulo 1, se mencionan aspectos generales de diferentes tipos de balanzas magnéticas, su funcionamiento y se finaliza con la descripción general de una balanza termomagnética.

En el capítulo 2, se describe la instrumentación desarrollada que consta de un horno, un sistema controlador de temperatura y un dispositivo generador de barrido a partir de las características específicas propuestas en el proyecto global. Para el diseño y construcción de los sistemas antes mencionados, se plantearon y solucionaron problemas físicos tales como la generación indeseable de campos magnéticos en el interior de la cavidad calefactora, causados por la forma de la resistencia de calefacción; el problema de las uniones frías en termopares, causantes de variaciones de lectura cuando se encuentran expuestas a cambios térmicos ambientales y la "inercia térmica", que se presenta en mayor o

menor grado en todo tipo de elemento generador de calor, debido a su rapidez de respuesta frente a cambios de temperatura. Tomando en cuenta los puntos anteriores, la instrumentación que se presenta aparte de cubrir con las especificaciones requeridas, se trató de hacer lo más versátil posible contemplando su adaptación a otro tipo de sistemas utilizados en el Área de la física experimental.

El capítulo 3, contiene las evaluaciones individuales y de conjunto de los sistemas descritos en el capítulo anterior. Las evaluaciones por etapa que se presentan, tienen la finalidad de mostrar el tipo de respuesta que proporciona el sistema en forma individual, para así facilitar su posible adaptación a otro dispositivo. Se describe además, la metodología y la instrumentación empleada para realizar cada evaluación, así como las incertidumbres asociadas. Los resultados obtenidos se reportan en tablas y gráficas.

El contenido del capítulo 4 presenta las conclusiones de cada etapa y del sistema en general, a partir de los resultados obtenidos en cada evaluación; se discuten además, los resultados logrados contra los requerimientos específicos planteados en el proyecto global. Para concluir, se estima la confiabilidad de la termobalanza de acuerdo a los objetivos alcanzados y se mencionan algunas posibles aplicaciones de los sistemas construidos en forma individual.

CAPITULO 1

ANTECEDENTES.

I.- BALANZA MAGNETICA.

El estudio de propiedades magnéticas en materiales ha proporcionado a las diferentes áreas del Geomagnetismo, en especial al Paleomagnetismo, un medio para conocer sobre la evolución de las rocas, ya que provee información tanto de la naturaleza y cantidad de los minerales que las componen, como de su estructura dominante y de su clasificación, entre otros.

Algunos de los instrumentos y técnicas empleadas en el magnetismo de rocas, fueron desarrollados sencillamente a partir de fundamentos clásicos [13]. Hoy, gracias a los avances tecnológicos y científicos, la mayoría de ellos han sido mejorados para lograr mayor precisión y repetibilidad de las mediciones.

En la actualidad, se conocen diferentes dispositivos que permiten el estudio de propiedades magnéticas, entre los cuales están: las balanzas magnéticas, el magnetómetro de flujo, el magnetómetro de vibración, etc.

Ya que el objetivo del proyecto general es construir un sistema que permita determinar propiedades magnéticas de rocas, en particular temperaturas Curie, en este trabajo se da especial interés a las balanzas magnéticas, debido a su gran versatilidad, a su manejo fácil y al costo bajo para su construcción.

Las balanzas magnéticas, son dispositivos conocidos desde la época de Faraday y Curie que se utilizan en el estudio de propiedades magnéticas; en particular, la susceptibilidad magnética y todas aquellas propiedades que limitan la curva de histeresis de un material, como la magnetización de saturación, la magnetización remanente y la fuerza coercitiva, entre otras [4].

El principio de las balanzas magnéticas, es medir la fuerza traslacional que experimenta un cuerpo magnetizado en presencia de un campo magnético no uniforme. La fuerza que experimenta dicho

cuerpo se expresa por la relación [4]:

$$\vec{F} = (\vec{M} \cdot \nabla) \vec{B} \quad 1.1$$

Donde B es el campo de fuerza magnético aplicado a la muestra y M la magnetización.

En estos sistemas, la magnitud de la fuerza que actúa sobre la muestra depende de la posición que ésta tenga respecto del campo aplicado, y así mismo, del gradiente correspondiente en ese punto. El principio que utilizan es el método de fuerza nula, que consiste de un sistema de compensación que presenta una fuerza de igual magnitud pero de sentido opuesto al que se ejerce en la muestra a fin de que ésta permanezca en su posición original.

A continuación, se mencionan diferentes tipos de balanzas que utilizan el principio de fuerza nula y se da una breve descripción de su funcionamiento [5,6].

a)- Balanza de resorte vertical de cuarzo.

Se coloca una pequeña muestra en el extremo inferior de un resorte de cuarzo, que cuelga verticalmente sujeto en su parte superior a un mecanismo que realiza medidas de precisión a distancias cortas (tornillo micrométrico). Al aplicar un campo magnético de magnitud B, la muestra presenta un movimiento a lo largo de la dirección del resorte.

El desplazamiento de la muestra debido al campo magnético, se contrarresta girando el tornillo micrométrico hasta lograr que regrese a su posición original. La observación de la distancia se realiza por medio de un sistema de precisión para reducir los posibles errores causados en la medición. La fuerza que experimenta la muestra está dada por la ley de Hooke ($F = -kx$ donde k es la constante del resorte y x el desplazamiento que presenta).

Si se desea conocer la magnetización, por ejemplo, se utiliza la relación 1.1 y la fuerza experimental encontrada (ya que se

conocen k , x y B).

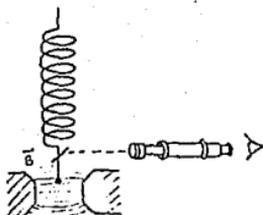


FIG. 1.1 Balanza de resorte de curso vertical (D.W. Collinson *Methoda in Paleomagnetism*, 1967).

b)- Balanza de suspensión torsional vertical.

La muestra, se suspende verticalmente mediante una espira de torsión. Al aplicar un campo magnético B , ésta presenta una torsión medible determinada por un sistema óptico, la mayoría de las veces. Mediante un dispositivo de compensación, se contrarresta la torsión para regresar la muestra a su posición original. La fuerza la determina el transductor de desplazamiento.

Para este tipo de balanzas, la magnitud de la fuerza que se ha llegado a medir es del orden de 10^{-8} Newtons; aún así, existen dos situaciones que las hace de poca confiabilidad; una es la llamada fuerza horizontal que se presenta cuando la muestra tiende a acercarse a alguno de los polos del electroimán y la otra es su falta de resolución para distinguir entre la fuerza magnética y la fuerza gravitacional, ya que ambas van en la misma dirección [3].

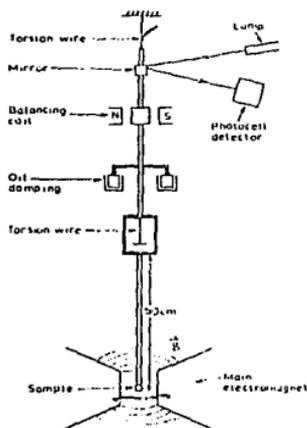


FIG. 1.2 Balanza de suspensión torsional vertical (G. M. Kolvius and R. S. Tebble, Experimental Magnetism, 1970).

c)- Balanza de suspensión de péndulo horizontal.

La balanza horizontal ó de suspensión de péndulo horizontal, se compone de una varilla suspendida horizontalmente por medio de cuerdas muy delgadas, de tal forma que al poner la muestra en uno de los extremos del brazo y éste a su vez en el campo magnético, solo se tenga movimiento a lo largo de su dirección. El desplazamiento que se obtiene se mide con un transductor de posición y mediante un sistema de compensación la muestra se regresa a su lugar original.

El procedimiento para calcular la magnetización es el mismo que en los casos anteriores.

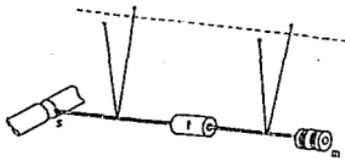


FIG. 1.3 Balanza horizontal (D.V. Collinson, Methods in Rock Magnetism and Paleomagnetism, 1982).

Para campos magnéticos del orden de 100 militeslas¹, gradientes de 2.0 a 5.0 T/m, susceptibilidad χ de $1 \times 10^{-8} \text{ m}^3/\text{kg}$ y masas típicas de 2 g para una muestra de magnetita, las fuerzas que se obtienen varían entre 10^{-7} y 10^{-8} Newtons [3].

El sentido del desplazamiento de la muestra debido al gradiente de campo magnético, va a estar en función del tipo de material que constituya dicha roca. Por ejemplo, una muestra diamagnética tendrá un desplazamiento contrario a la dirección a la cuál el gradiente de campo aumenta; contrariamente, los materiales diamagnéticos y ferromagnéticos tienden a ir hacia la región en la cuál el gradiente de campo es mayor (Para mayor información sobre estos materiales ver apéndice A).

Ya que el objetivo del proyecto global es determinar temperaturas Curie², se pueden modificar las balanzas antes mencionadas, complementándose con un sistema generador y controlador de calor. Así, el nuevo dispositivo se denomina balanza termomagnética, de la cuál se habla a continuación.

¹ 1 Tesla (T) equivale a 10,000 gauss (G).

² La temperatura Curie es aquella en la cual, un material ferromagnético pierde sus propiedades de magnetización permanente (2).

II.- BALANZA TERMOMAGNETICA.

La balanza termomagnética que se describe, utiliza el método de fuerza de compensación y corresponde a una tipo horizontal. La metodología empleada en la determinación de temperaturas Curie con este tipo de sistemas, se explica como sigue.

En una balanza termomagnética, se coloca la muestra en la punta de su brazo mecánico, el cuál, se suspende horizontalmente mediante alambres muy finos de tal forma que el único movimiento que presente sea a lo largo de su eje. La muestra sujeta al brazo, se introduce a un horno que a su vez se encuentra inmerso en un campo magnético inhomogéneo generado por un electroimán. Dada la magnitud grande del campo que se aplica, se ejerce una fuerza en la muestra, apreciable en el desplazamiento del brazo. Al aumentar la temperatura, la fuerza ejercida en la muestra disminuye hasta que se hace nula (la muestra regresa a su posición original), lo que significa que se llegó a la temperatura Curie.

Como se requieren de medidas muy precisas, la confiabilidad de los parámetros a medir obviamente depende de los factores de precisión y estabilidad de la instrumentación asociada a la balanza.

A continuación se habla sobre la instrumentación general asociada a una termobalanza para después, describir en detalle los dispositivos motivo de este trabajo.

DESCRIPCION.

En general, una balanza termomagnética está constituida de las partes siguientes.

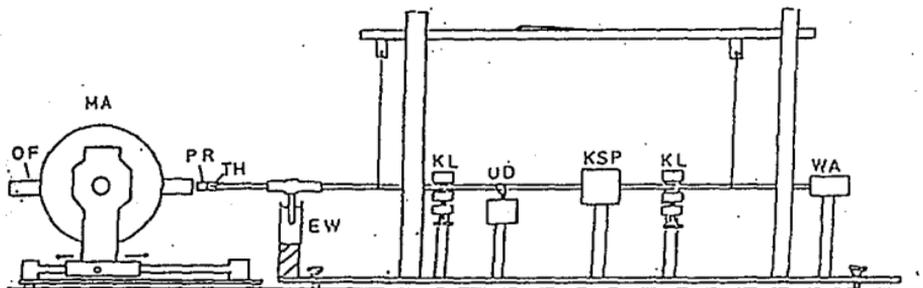
- 1.- Parte mecánica.
- 2.- Electroimán.
- 3.- Generador de barrido.
- 4.- Control de temperatura.
- 5.- Transductor de desplazamiento y sistema compensador de fuerza.

En la figura 1.4 se muestra el esquema general de una balanza termomagnética. A continuación se mencionan las partes principales que la componen.

1. PARTE MECANICA.

La parte mecánica debe de cubrir los aspectos siguientes:

Permanecer lo más aislada posible de corrientes de aire para que no alteren el movimiento del brazo y además, de fuentes generadoras de campo magnético que lleguen a alterar el campo aplicado.



MA	Electroimán	EW	Hielo + agua (referencia)
OF	Horno eléctrico	KL	Resorte
PR	Muestra	UD	Amortiguador (aceite)
TH	Termopar	KSP	Compensación
		VA	Transductor

FIG. 1.4 Balanza Termomagnética (H. Bohnel, Proyecto "Instrumentación asociada a una termobalanza, 1993).

El sistema de soporte de la balanza debe ser de un material extremadamente pesado y estar en un medio con amortiguadores, para

hacer mínimos los posibles efectos de vibración externa.

El material con que se construye el brazo de balanza, debe ser de un material rígido para evitar deformaciones en el mismo, además de tener un coeficiente de expansión térmica casi nulo para que un aumento de la longitud del brazo debido a la temperatura del horno no altere la medición, y también, debe ser lo más ligero posible para que su peso no contribuya con una fuerza adicional a la medida.

Los alambres que soportan al brazo, deben ser inextensibles aún ante cambios térmicos ambientales y ultra ligeros para que su peso no interfiera con el movimiento del brazo.

La parte mecánica incluye el diseño de un sistema de desplazamiento para el electroimán que le permita moverse, y así, facilitar el manejo del material de estudio sin necesidad de mover el brazo de la balanza.

2. ELECTROIMAN.

Ya que la determinación de la fuerza requiere del conocimiento del campo de fuerza magnético que se aplica y así mismo del gradiente correspondiente, la balanza magnética requiere esencialmente de un sistema que proporcione un campo magnético paraméricamente variable junto con un gradiente de campo

En estudios convencionales, para poder saturar muestra típicas y así determinar propiedades magnéticas por medio de los métodos anteriormente descritos, se requieren de intensidades de campo magnético de alrededor de 1 Tesla y gradientes de campo entre 1.0 y 20.0 T/m [3], valores disponibles sólo mediante electroimanes.

Un electroimán, se logra mediante bobinas o espiras por las que circula corriente, las cuales se devanan sobre un medio magnetizante de alta permeabilidad μ a fin de alcanzar la magnitud de campo especificada con la menor cantidad de potencia eléctrica.

Este medio, es de un material ferromagnético (hierro) que generalmente tiene la forma de una "C" como se muestra en la fig. 1.5 con el tamaño de la abertura muy pequeño comparado con las otras dimensiones, con la finalidad de que el campo en el

entrehierro sea lo más intenso posible.

Algunos valores típicos de distancia entre polos para electroimanes aplicados a balanzas termomagnéticas encontrados en la literatura, están entre los 2 y los 4 cms [8]. Estos valores quedan determinados por el diámetro externo del horno que se utiliza y este a su vez, de las dimensiones del brazo de balanza.

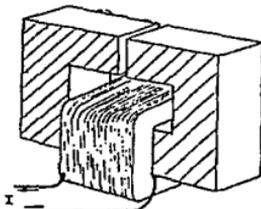


Fig. 1.5 Electroimán típico (R.P. Feynman, The Feynman Lectures on Physics, Vol. II, 1964)

De lo anterior, se concluye que la magnitud del campo de un electroimán varía desde militeslas hasta Teslas y depende principalmente de sus dimensiones, de las características magnéticas del material que se utiliza como núcleo y de la potencia eléctrica que se aplica.

Un punto importante, es que la distribución del campo en la brecha está en función de la forma de los polos que se utilizan.

3. GENERADOR DE BARRIDO.

La finalidad del generador de barrido como parte de una balanza termomagnética, es recorrer lo más uniformemente posible intervalos predeterminados de temperatura en tiempos programables, según la sensibilidad de la muestra bajo análisis, para precisar los cambios en sus propiedades magnéticas al llegar a su temperatura Curie.

En la literatura, se han encontrado valores de barridos térmicos entre 2 °C/min y 100 °C/min [10].

4.- CONTROL DE TEMPERATURA.

Ya se dijo, que la balanza termomagnética requiere de cambios continuos, controlados y repetibles de temperatura para localizar con certeza el punto Curie del material a estudiar. Para ello se requiere de un horno, un dispositivo de medición y un sistema controlador de temperatura.

a) Horno.

Para el diseño del horno, es necesario conocer algunos de los elementos o dispositivos relacionados con su funcionamiento para así, elegir el que mejor se adapte al sistema, y por tanto, proporcione una respuesta óptima de medición.

Puesto que el control de temperatura involucra generación de calor y un sistema controlador de temperatura, a continuación se mencionan sistemas que realizan estas funciones.

i) Generación de calor.

Dadas las características del dispositivo calefactor, la forma más conveniente para generar calor es mediante energía eléctrica, por su disponibilidad y facilidad de manejo y control.

Experimentalmente, se encontró que la razón de energía que se convierte en calor en un elemento resistivo, es proporcional al cuadrado de la corriente que circula por él. Este resultado se conoce como la ley de Joule y se expresa por [2].

$$P = RI^2$$

1.2

Se encontró que para el calentamiento de muestras típicas, se utilizan hornos de 600 Watts que proporcionan una temperatura máxima de 800 °C [10].

ii) Medición de calor.

Al dispositivo que mide el calor de un objeto ó sistema con

respecto a una referencia particular, se le denomina genéricamente termómetro.

Los termómetros de acuerdo al principio físico con que operan, se pueden clasificar como de expansión térmica, de resistencia, de radiación, de generación de fem., etc [9].

De entre la variedad de estos dispositivos, el más versátil por su tipo de respuesta e intervalo de trabajo es el de generación de fuerza electromotriz o termopar. Su funcionamiento se basa en convertir energía térmica en eléctrica y físicamente está constituido por dos elementos conductores de diferente composición [11].

Actualmente, los termopares comerciales se clasifican en 4 grupos de acuerdo al metal que los compone que son tipo S, T, J y K [12]. Sus características principales se muestran en la tabla siguiente:

Designación	Combinación	Intervalo de Temp. (°C)
J	Hierro - Constantán	-17.8 a 227
K	Cromo - Alumel	-17.8 a 1260
S	Platino - Rodio	-17.8 a 1485
T	Cobre - Constantán	-184 a 370

TABLA 1.1 Termopares

Como se observa de la tabla anterior, éstos cubren un intervalo de temperatura desde -184 hasta los 1485°C. Gracias a la gran cantidad de información que existe de éstos, es posible encontrar el par que mejor se adapte a las necesidades de medición por medio de tablas características.

El tipo de termopar utilizado en el estudio de propiedades magnéticas, mediante balanzas termomagnéticas, queda determinado por el intervalo de temperatura y el tipo de atmósfera al que se va a someter.

Ya que se ha seleccionado el dispositivo adecuado para la medición de la temperatura, es necesario establecer el patrón de

referencia respecto del cuál se va a medir. El patrón o punto de referencia, se elige tomando en cuenta un fenómeno totalmente reproducible. Hoy en día, la gran mayoría de los puntos fijos usados en termometría, se establecen a partir de puntos de equilibrio y transiciones de fase. Entre estos, el fenómeno más utilizado es el punto doble del agua, que se establece cuando las fases líquida y sólida del agua coexisten [14].

Otra opción, es mediante circuitos electrónicos capaces de simular una temperatura de referencia por medio de voltajes análogos a la misma.

Finalmente, se requiere de un sistema que permita establecer de manera precisa valores de temperatura deseados en determinada región, pese a variaciones térmicas ambientales indeseadas; tales sistemas se denominan controladores de temperatura. A continuación se habla brevemente de las características que poseen.

b) Controlador de Temperatura.

Antes de entrar al tema en cuestión, es importante establecer que es un mecanismo de control. Un sistema de control se define como el arreglo de componentes físicas que permita dirigir o regular a otro sistema o a el mismo [5].

Existen dos tipos de sistemas que permiten procesar la información que se obtiene por medio de un transductor de señal. Uno se denomina sistema a lazo abierto y el otro sistema a lazo cerrado ó control por retroalimentación [9].

El control a lazo abierto, recibe la información proveniente de un transductor, la procesa y finalmente la muestra a un observador, siendo ésta, susceptible a variaciones indeseables ocasionadas por agentes externos.

Para evitar lo anterior, se usa el control por retroalimentación, el cuál trabaja tomando parte de la señal de salida de un sistema para modificar las señales de entrada al mismo, compensando así los cambios indeseables en la respuesta total.

En base a lo anterior, un controlador de temperatura es un sistema retroalimentado que permite establecer valores repetibles y

controlados de temperatura.

El funcionamiento básico de un sistema retroalimentado se muestra a continuación.

En general, para un sistema de amplificación cuya ganancia es A se cumple que [5]:

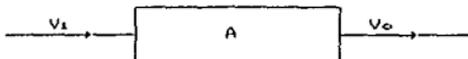


FIG. 1.6 Diagrama de un sistema de amplificación.

cuya ecuación es:

$$A = \frac{V_o}{V_i}$$

Si ese sistema es retroalimentado por una etapa con coeficiente de transferencia B:

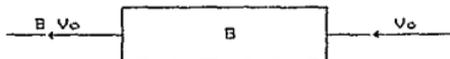


FIG. 1.7 Etapa de retroalimentación.

para una señal de entrada V_o , se cumple que su salida está dada por BV_o .

Si se juntan ambas etapas, se logra un nuevo sistema S representado por el siguiente diagrama y cuya ecuación de transferencia o de ganancia total, está dada por la relación 1.11 [5]:

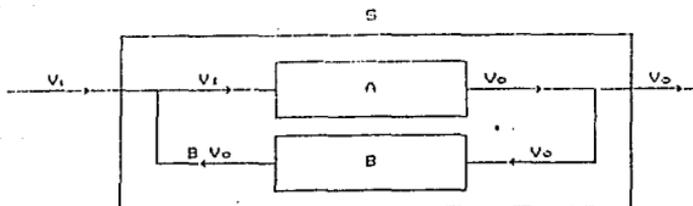


FIG. 1.2 Sistema de retroalimentación.

$$A_s = \frac{A}{1-AB}$$

1.4

Ya que la finalidad del control de temperatura es establecer de manera precisa y reproducible la temperatura que se requiere en un horno, la aplicación de un sistema retroalimentado se aprecia en lo siguiente:

En forma general, en el horno (etapa A) se establece una cierta temperatura que es sensada por un transductor (termopar) el cual presenta un voltaje como respuesta (V_o) que se procesa y además se compara con una referencia preestablecida (etapa B). La diferencia de ambos (BV_o), junto con el voltaje V_i , controla el suministro de potencia al horno con lo que se aumenta ó disminuye la señal de control a fin de alcanzar y mantener constante su temperatura. Por medio del transductor, se detecta nuevamente la temperatura existente en el horno y se repite el ciclo anterior.

Algunas de las técnicas que se utilizan para este fin son: Control de encendido y apagado ("on/off"), control por pasos, control por anticipación, etc.

Ya que se establecieron las bases para la instrumentación de la balanza termomagnética, en el capítulo siguiente se discute en detalle el diseño de la instrumentación asociada a éste trabajo.

REFERENCIAS.

- 1.- Bozorth Richard M., "Ferromagnetism", D.Van Nostrand Company, New York. (1953)
- 2.- Brophy, James J., "Basic electronics for scientists", International Student Edition, 1966.
- 3.- D.W. Collinson, "Methodos in Rock Magnetism and Paleomagnetism. Techniques and Instrumentation", Capman and Hall, New York.
- 4.- D.W. Collinson, K.M. Creer and S.K. Runcorn, "Developments in Solid Earth Geophysics 3, Methods in Paleomagnetism", Elsevier Publishing Company, New York, 1967.
- 5.- Distefano, Joseph J., Allen R. Stubberud, Ivan J. Williams. "Retroalimentación y sistemas de control", Libros McGraw Hill de México, S.A. de C.V., 1972 . Cap. 1 y 2.
- 6.- Feynman Richard P., Leighton Robert B. and Sands Matthew. "The feynman Lectures on Physics, Mainly Electromagnetism and Matter, Volume II", Addison-Wesley. (1964).
- 7.- D. Hadfield, "Permanent Magnets and Magnetism; Theory, materials, design, manufacture and applications". John Wiley & Sons, Inc. New York. (1962).
- 8.- Heyding, R.D.Taylor, D.J. and Hair, M.L., Four-Inch Shaped Pole Caps for Susceptibility Measurements by the Curie Method, Review of Scientific Instrument, Vol. 32, 161-163, 1961.11.- Holzbock, W.G., "Instrumentos para medición y control". C.E.C.S.A.
- 9.- J. Housden, A.DE Sa. and W. O'Reilly, The Magnetic Balance and Its Application to Studying the Magnetic Mineralogy of Igneous Rocks, J. Geomag. Geoelectr., 40, 63-75, 1988.
- 10.- G.M. Kalvius and Robert S. Tebble, "Experimental Magnetism" Vol.1, John Wiley & Sons, New York. (1979).
- 11.- Kinzie, P.A., "Termocouple temperature measurement", John Wiley and Sons, New York.
- 12.- Pollock, D.D., "The theory and properties of thermocouple elements", American Society for testing and materials.
- 13.- Reitz John R. and Milford Frederick J., "Foundations of electromagnetic theory", 2nd Edition, Addison-Wesley Publishing Company, Inc. (1969).

14.- Schooley, James F., "Thermometry", CRC Press, Inc. Boca Raton, Florida, 1986.

CAPITULO 2

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE INSTRUMENTACION ASOCIADA A UNA BALANZA TERMOMAGNETICA.

En el presente capítulo, se discute el diseño y construcción de parte de la instrumentación electrónica asociada a una balanza termomagnética.

Los sistemas desarrollados, corresponden a un horno, un sistema controlador de temperatura y un dispositivo generador de barrido, los cuales, además de cumplir con los requerimientos generales asociados a una termobalanza (capítulo anterior) cumplen las especificaciones recomendadas en el proyecto global [1].

Estos sistemas en conjunto, operan como sigue: el sistema controlador de temperatura se encarga de establecer la temperatura que se requiere en el horno para calentar la muestra. Dependiendo de las características particulares que ésta presente, va a requerir diferentes tiempos de calentamiento. Para ello, se utiliza el generador de barrido que se encarga de establecer diferentes intervalos de temperatura a diferentes intervalos de tiempo.

I.- ESPECIFICACIONES GENERALES.

1.- HORNO.

Intervalo de temperatura:	Ambiente a 800 °C.
Rapidez de calentamiento:	Entre 10 y 100 °C/min.
Voltaje de alimentación:	120/220 Vac, 60 Hz.
Forma y dimensiones:	Cilíndrico recto, de 3 cms. de diámetro externo, 0.7 cm. de diámetro interno (cavidad de calefacción) y 20 cms. de longitud
Potencia máxima de calefacción:	1000 Watts en 120 Vac.

2) CONTROLADOR DE TEMPERATURA.

Estabilidad:	$\pm 1^{\circ}\text{C}$ como máximo, en todo el intervalo de operación.
Precisión:	$\pm 1^{\circ}\text{C}$ contra un medidor de patente [2].
Intervalo de operación:	100 a 700 $^{\circ}\text{C}$
Tipo de transductor:	Termopar a escoger entre los sig. J, K, S y T.

3) GENERADOR DE BARRIDO.

Voltaje máximo de salida:	Ajustable desde 0 hasta 10 volts.
Intervalos de tiempos de barrido:	Ajustable desde 10 hasta 1000 minutos.

A continuación se detalla el desarrollo de cada uno de los sistemas anteriores.

1.- HORNO.

Para cubrir las necesidades mencionadas en la construcción del horno, se utilizaron elementos cerámicos cilíndricos como el que se muestra en la figura 2.1.

Para formar el horno, se unieron por sus extremos dos de estos elementos cerámicos para darle la longitud requerida.

Los materiales que comúnmente se utilizan para calefacción eléctrica son alambres de Kanthal y Nychromel. En el presente trabajo, se utilizó el segundo como elemento calefactor debido a su disponibilidad en el mercado.

Dados los 1000 watts de potencia de calefacción especificados para el horno, bajo 120 Vac de alimentación, la ley de Joule exige, de acuerdo a la ecuación 1.9, una corriente $I = P/V$ que corresponde a 8.33 Amp. según los datos anteriores.

Para establecer la corriente antes calculada, es necesaria una resistencia cuyo valor, -de acuerdo a la ley de Ohm-, corresponde a $R = 14.4 \Omega$.

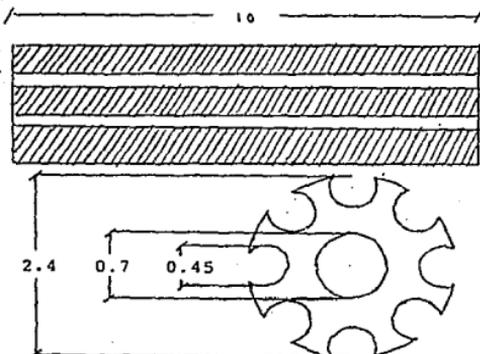


FIG. 2.1 Cortes longitudinal y transversal de la cerámica del horno (los valores están en centímetros).

La longitud de alambre necesaria para lograr el valor anterior, según el dato de resistencia por unidad de longitud que presenta dicho material ($2.10 \Omega/\text{mts}$) [3], fué de 6.86 mts. ($\cong 7$ mts.).

De la tabla de especificaciones del fabricante, el calibre recomendado para estas condiciones de trabajo, es el AWG=20 [3], sin usar medios disipativos; i.e. bajo la garantía de no acercarse a la temperatura de fusión con tal valor de corriente.

Ya que hubiera sido impráctico colocar directamente el alambre en la cerámica, se enrolló el Nychromel a manera de resorte para reducir su longitud efectiva y evitar el contacto entre diferentes puntos del mismo (con lo que se garantiza una distribución uniforme de la resistencia a lo largo del horno). El diámetro externo del "resorte" se eligió ligeramente menor al diámetro del canal, para hacer mínimos sus posibles movimientos dentro de éste.

La forma de bobina de la resistencia y su colocación sobre el horno, pudo traer consigo la generación de campos magnéticos indeseables en la cavidad destinada a la muestra. Para cancelar tales efectos, se contempló la distribución del "resorte" de tal forma que el sentido en que se colocaba en un canal fuera

antiparalelo al contiguo.

Una vez montada la resistencia, se procedió a cubrir al sistema con cemento refractario para lograr un sellado rígido fig. 2.2.

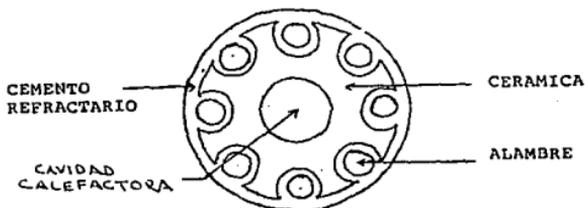


FIG. 2.2 Esquema final del horno

Si se desea controlar el descenso de temperatura en el horno, se puede colocar en contacto térmico con una superficie de refrigeración variable, es decir, dentro de una cavidad cilíndrica por cuya superficie se pueda hacer circular gas ó líquido de refrigeración.

2.- CONTROLADOR DE TEMPERATURA.

En el capítulo anterior, se concluyó que el dispositivo que mejor se adapta a las necesidades de medición de calor en la balanza termomagnética, es el termopar. En este caso, se utilizó un termopar tipo S (Platino vs. platino-10%Rodio), debido a que su aleación lo hace no magnético. Esta característica es importante, ya que al estar muy próximo a la muestra, no debe alterar el campo magnético que se aplica; otras características de este termopar son las siguientes [4]:

Intervalo de temperatura para aplicación:	0 - 1500 °C.
Repetibilidad de medición:	0.1%
Atmósfera de trabajo:	No reducida.

TABLA 2.1 Características del termopar Pt vs Pt-10Rh

Una vez seleccionado el tipo de transductor, el paso siguiente es procesar su información. Para ello, el control diseñado utiliza la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM) [5]. Esta técnica, consiste en enviar la potencia eléctrica de calefacción en intervalos de tiempo de anchura variable, dependiendo de un nivel de referencia preestablecido y de la señal existente en el termopar (que refleja la temperatura presente en el horno). De esta manera, se dosifica el promedio por unidad de tiempo de potencia eléctrica a la resistencia calefactora del horno.

En general, el controlador consta de las etapas siguientes:

- a) Compensación de unión fría.
- b) Amplificador de señal térmica.
- c) Referencia de temperatura a estabilizar.
- d) Comparación de señales análogas a temperaturas.
- e) Base de tiempo de calefacción.
- f) Modulación de ancho de pulso.
- g) Etapa de potencia.
- h) Despliegue de lecturas.

La relación entre las etapas anteriores se muestra en el diagrama siguiente:

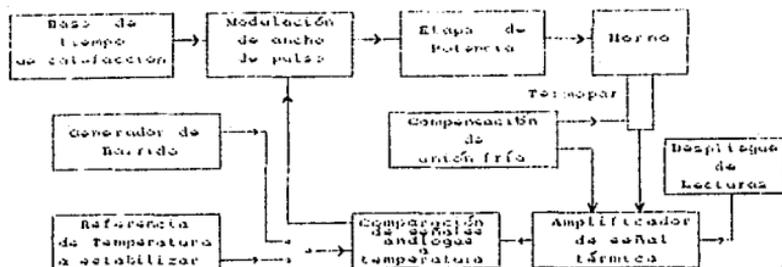


FIG. 2.3 Diagrama a bloques de controlador de temperatura

Las etapas anteriores en conjunto, operan de la manera siguiente:

La señal del termopar, -una vez que se ha compensado para que presente siempre la misma respuesta aún bajo cambios térmicos ambientales-, se amplifica y posteriormente se compara con una referencia de estabilización que puede ser constante y manualmente preestablecida ó linealmente variable en el tiempo (previa programación). El resultado de la comparación se usa para modular en el tiempo una señal periódica, con lo que se limita la cantidad promedio de potencia calefactora cedida al horno. De este modo, se logra la temperatura deseada en su interior.

El desarrollo de cada una de las etapas anteriores se describe a continuación.

a) Compensación de unión fría.

Como ya se ha dicho, el uso de termopares como medidores de calor tiene muchas ventajas. Sin embargo, también presentan algunos problemas como lo son las uniones frías. Estas, surgen de las conexiones que se hacen en los extremos del transductor al conectarlo al sistema encargado de procesar su señal. Estas conexiones se comportan como termopares adicionales indeseables, ya

que se forman por la unión de dos metales diferentes y registran los cambios ambientales que se superponen a los de la señal original.

Para evitar lo anterior, dichas conexiones pueden sumergirse en medios de temperatura constante y calibrada (como un punto doble o triple del agua) ó en su defecto utilizar circuitos electrónicos que permitan contrarrestar tales efectos. En este diseño, se utilizaron técnicas de corrección electrónicas mediante el circuito integrado (C.I.) LM335 [6], que es un transductor de temperatura de precisión que puede compensar uniones frías en 4 tipos diferentes de termopares: S, J, T y K con un error de a lo más 1%, hasta temperaturas ambientales de 100 °C.

Tal microcircuito trabaja como un diodo Zener, -programable para efectos de calibración-, cuyo voltaje de operación es directamente proporcional a la temperatura absoluta, con una razón de cambio de 10 mV/°K; de ahí que las expresiones que rigen su comportamiento tanto en la escala Kelvin como en la Celsius, son:

$$V_o = 0.01 T \quad 2.1$$

con V_o en Volts y T en °K, y:

$$V_o = 0.01 T + 2.7315 \quad 2.2$$

con V_o en Volts y T en °C.

El término de 2.7315 Volts en la expresión anterior se justifica por el corrimiento de la escala Celsius con respecto a la Kelvin.

El rango de corrientes para su polarización va desde 400 μ A hasta 5 mA, sin cambios apreciables en su funcionamiento.

La configuración básica como sensor térmico calibrado se muestra en la fig. 2.4. Los valores empleados son para una fuente de alimentación de 12 Vdc, bajo una corriente de polarización de 0.9 mA a temperatura ambiente (25 °C), en la que se calibró el

voltaje de salida a 2.9815 Volts, de acuerdo a la expresión 2.2.

Habiendo verificado lo anterior, el paso siguiente hacia la compensación de uniones frías, consistió en adecuar la razón de cambio del sensor al tipo de termopar a emplear, es decir, lograr el coeficiente Seebeck del termopar tipo S (6.4 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$). Para ello, fué necesario agregar al circuito anterior un divisor de voltaje mediante dos resistencias de 10 K Ω y 200 K Ω y así lograr que el factor de atenuación correspondiera al cociente de razones involucradas, además de presentar alta impedancia (\cong 200 K Ω) de acuerdo a las expresiones siguientes:

$$\frac{R_2}{R_2 + R_3} = \frac{6.4 \mu\text{V}/^\circ\text{C}}{10 \text{ mV}/^\circ\text{C}} = 6.4 \times 10^{-4} \quad 2.3$$

y

$$R_2 + R_3 = 200,000 \Omega \quad 2.4$$

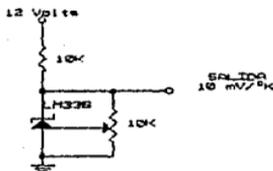


FIG. 2.4 Sensor termico calibrado.

Con lo anterior, la expresión que rige la salida del voltaje térmico ambiental, después del divisor, se obtiene multiplicando miembro a miembro la ecuación 2.2 por el factor de atenuación (6.4×10^{-4}):

$$V_A = (6.4 \times 10^{-4})T + 1.748 \times 10^{-3} \quad 2.5$$

con T en $^\circ\text{C}$ y V_A en volts.

La etapa de voltaje de referencia, se logró con una configuración similar a la usada con el C.I. LM335, solo que en lugar de éste se utilizó un diodo Zener de precisión LM329 [7] seguido de un divisor de voltaje de variación fina para poder establecer hasta el orden de microvolts el voltaje requerido en Vr.

b) Amplificador de señal térmica.

Ya que la señal de salida del termopar presenta niveles de voltaje del orden de microvolts, es conveniente amplificarla. Para ello, se utiliza un arreglo de amplificadores operacionales en una configuración tipo instrumentación [8] a entradas inversoras, lo que le dá una mejor estabilidad. El circuito integrado que se utiliza para estos fines es el LM747 [8].

En la primera etapa, se dispone de un arreglo típico de amplificador diferencial cuya ganancia está dada por la ecuación 2.9.

$$A = - \frac{R_f}{R_i} \quad 2.9$$

En el diseño, se utilizarón valores de $R_f = 470 \text{ K}\Omega$ y $R_i = 4.7 \text{ K}\Omega$, la ganancia correspondiente es $A = - 100$.

Como los voltajes de salida de este amplificador son diferenciales (V_{o1} y V_{o2}), es necesario referirlos a tierra mediante un tercer amplificador operacional en configuración de comparador cuya respuesta está dada por la ecuación de transferencia siguiente.

$$V_o = - \frac{R_f}{R_i} (V_{o1} - V_{o2}) \quad 2.10$$

donde el término ($V_{o1} - V_{o2}$) es la salida diferencial de la etapa anterior. Con $R_f = 56 \text{ K}\Omega$ y $R_i = 8.2 \text{ K}\Omega$, el factor de amplificación que se obtiene es de 6.83, que junto con la ganancia de la etapa anterior dan una amplificación total de 683.

Este valor de ganancia se determinó para que cuando la temperatura en el horno alcance los 800°C , -que es el valor máximo

de operación-, el voltaje de termopar (7.345 mV), después de ser procesado por esta etapa, corresponda a 5 volts, dada la forma en que se diseñó la etapa de referencia de temperatura a estabilizar, la cual se describe posteriormente.

El amplificador de señal térmica se muestra en la figura 2.7.

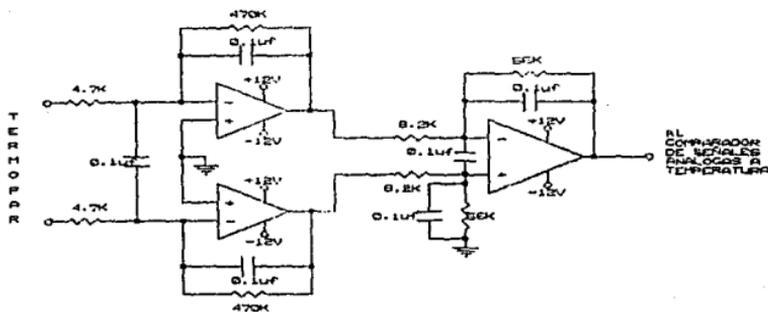


FIG. 2.7 Amplificador de señal térmica.

c) Referencia de temperatura a estabilizar.

Esta etapa, permite seleccionar manualmente la temperatura de equilibrio que se quiere establecer en el horno en forma constante y durante tiempos indefinidos. Sin embargo, en su lugar puede colocarse otro sistema, -parte de esta tesis-, que gobierne automáticamente a todo el controlador de temperatura, de tal forma que se pueda establecer en el horno una temperatura inicial T_i y llevarlo paulatinamente hasta una temperatura $T_o > T_i$, (en un tiempo predeterminado por previa programación ya sea de tipo digital ó analógica). Dada la importancia de este sistema GENERADOR DE BARRIDO, su diseño y construcción, se describe con detalle

posteriormente.

En lo que a esta etapa se refiere, se tiene un nivel de voltaje ajustable manualmente, mediante un divisor de voltaje variable continuo para una fuente de alta regulación, de tal forma que no existan variaciones apreciables del nivel de referencia térmica, que puedan modificar la temperatura de estabilización.

La elección del tipo de fuente de voltaje regulado, se determinó en base a un análisis de varios microcircuitos reguladores de tensión que se sometieron a pruebas de estabilidad contra tiempo. Se encontró que las fuentes más estables, eran las realizadas mediante configuraciones típicas con elementos de la familia LM340-XX y entre ellos, el LM340T-5 fué el que presentó el mejor coeficiente de estabilidad temporal, siendo éste inferior al 0.01% en un intervalo de tiempo de 30 minutos.

El diagrama correspondiente a esta etapa, se muestra en la figura 2.8.

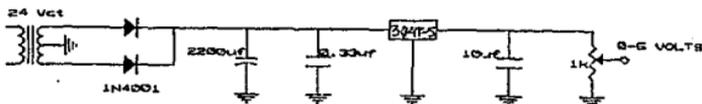


FIG 2.8 Fuente de voltaje variable usada como referencia de temperatura a estabilizar.

d) Comparación de voltajes análogos a temperaturas.

Ya que la cantidad de potencia que se suministra al horno está en función de la diferencia entre la temperatura existente en la cavidad calefactora y la temperatura de referencia, fué necesario un amplificador operacional en configuración de comparador. En la entrada no inversora se estableció el voltaje correspondiente a la

temperatura de equilibrio, mientras que a la entrada inversora el voltaje proveniente del termopar, debidamente amplificado.

De acuerdo a la ecuación 2.10, la relación entre los voltajes de entrada y salida es:

$$V_f = - 1.46 (V_o - V_r) \quad 2.11$$

Aquí, el factor 1.46 corresponde a la ganancia de la etapa, dada por la relación 2.9, donde $R_f=120 \text{ K}\Omega$ y $R_i=82 \text{ K}\Omega$; V_o es el voltaje de salida del amplificador de señal del termopar y V_r el voltaje de referencia o de estabilización. Con el factor anterior, el voltaje máximo de 5 volts dado por la etapa de temperatura de referencia se amplifica a 7 volts para posteriormente compararse con la señal de la base de tiempo de calefacción.

El diagrama de esta etapa es el que se muestra a continuación.

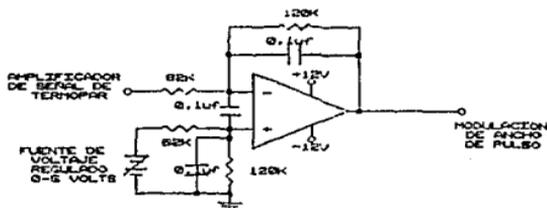


FIG. 2.9 Comparador de señales analógicas a temperatura.

e) Base de tiempo de calefacción.

Este circuito tiene por finalidad establecer una señal tipo rampa de periodo y amplitud constantes, que posteriormente se procesa con la del comparador de voltajes análogos a temperatura para modificar los intervalos de tiempo del suministro de potencia eléctrica al horno.

Una de las características de la señal antes mencionada, es que debe presentar periodos de oscilación de 4 segundos, ya que se

encontró experimentalmente que para este tiempo se tiene una óptima estabilidad de temperatura en el horno construido.

Para lograr lo anterior, se empleó un oscilador de relajación formado por un circuito que carga un condensador a corriente constante, cuyo voltaje linealmente creciente con el tiempo se utiliza para la conmutación de un transistor monojuntura, que se encarga de la periodicidad de dicha carga en el condensador.

Para comprender mejor lo anterior, hay que recordar que en todo condensador, el voltaje y la cantidad de carga almacenada están relacionados por:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} Q(t) \quad 2.12$$

donde $Q(t)$ es la carga en función del tiempo, C el valor de la capacidad del condensador y V la diferencia de potencial. Por otra parte, también se tiene que:

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} \quad 2.13$$

Si se deriva la ecuación 2.12 respecto a t , se sustituye 2.13 y se integra de 0 a t tomando la corriente $i(t) = I = \text{constante}$, se llega a:

$$V(t) = \frac{I}{C} t \quad 2.14$$

De esta forma, el voltaje en el condensador aumenta linealmente con el tiempo, hasta llegar a un voltaje límite, como se observa en la figura 2.10.

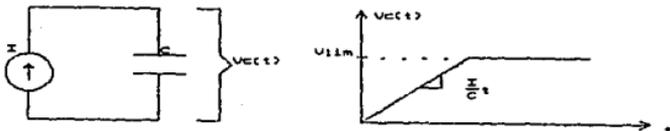


FIG. 2.10 Carga de un condensador alimentado por una fuente de corriente constante.

Al conectar el circuito de la figura 2.10 a un transistor monojuntura 2N2646 como se muestra en la figura 2.11, se tiene un oscilador de relajación. Dicho transistor, es un elemento de conmutación cuyo funcionamiento se resume a través de sus características mostradas en la figura 2.12.

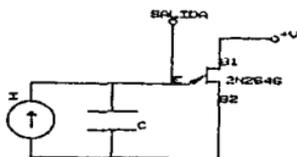


FIG. 2.11 Oscilador de relajación.

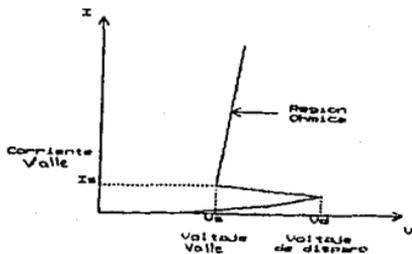


FIG. 2.12 Características de un transistor monojuntura

De acuerdo a sus características, el transistor monojuntura conducirá cuando:

$$V_{olep.} = \eta V_{BMSZ} + V_D \quad 2.15$$

donde, para el 2N2646 se tiene que V_{BMSZ} es el voltaje de

polarización entre bases, $\eta \cong 0.6$ y $V_D = 0.5$ volts son parámetros de fabricación y V_{disp} es el umbral de conmutación al monojuntura [8].

Tomando en cuenta lo anterior, es posible programar al monojuntura para establecer un $V_{disp} < V_{lim}$, tal que éste descargue a C sin llegar a la región ohmica con el fin de garantizar las oscilaciones. Para ello, sólo basta elegir la corriente de carga del condensador menor a la corriente de valle del transistor, i.e. $I_c < I_v$.

Así, el conjunto proporciona la señal de salida mostrada:

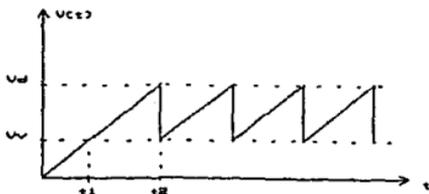


FIG. 2.13 Señal de salida del oscilador de relajación.

Donde la expresión que gobierna el periodo de oscilación es:

$$T = \frac{C}{I} (V_D - V_V) \quad 2.16$$

donde V_V es el voltaje de valle del transistor.

La ecuación 2.16 se deduce de considerar la diferencia de tiempos t_1 y t_2 en la figura 2.13. Para un voltaje de polarización de bases de 9 volts, un $V_V = 2$ volts (por construcción), una $I = 1$ mA (para asegurar inestabilidad) y un periodo $T = 4$ seg, se obtiene un valor de $C = 1000 \mu f$.

El circuito que proporciona la corriente constante I es una configuración típica a transistor bipolar [7] que se muestra en la figura siguiente:

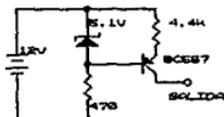


FIG. 2.14 Fuente de corriente constante.

El valor de dicha corriente está dado por la ecuación 2.17.

$$I = \frac{V_z - 0.7}{R_e} \quad 2.17$$

donde V_z es el voltaje del diodo Zener, 0.7 el voltaje base-emisor del transistor y R_e la resistencia en emisor.

No obstante de tener la señal rampa deseada, la salida del conjunto oscilador tiene superpuesta una componente de voltaje directo, además de presentar muy alta impedancia. Finalmente, es necesaria una etapa de amplificación de corriente para lograr un buen acoplamiento con el circuito siguiente. Para tal efecto, se implementó un amplificador de corriente mediante un arreglo Darlington de transistores bipolares TIP110 [10].

Resuelto el problema de acoplamiento, fué necesario agregar un par de amplificadores operacionales. El primero se utilizó para quitar la componente de corriente directa mencionada (el voltaje valle de la señal rampa), lo que ocasionó una inversión de la señal; el segundo se utilizó para corregir tal inversión.

El circuito final de la base de tiempo se muestra a continuación:

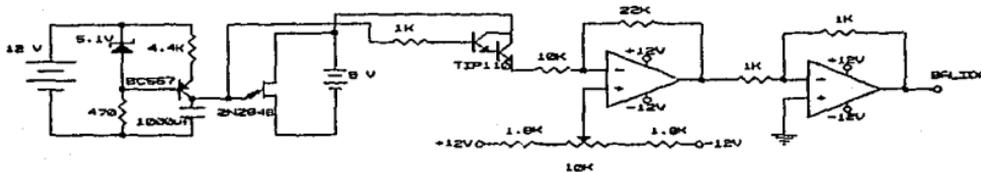


FIG. 2.15 Base de tiempo de calefacción.

La ecuación final de transferencia de la etapa anterior corresponde a:

$$V_o = 2.2 (V_z - V_i) \quad 2.18$$

para valores de $R_f = 22 \text{ K}\Omega$ y $R_i = 10 \text{ K}\Omega$; donde V_i es la señal del oscilador de relajación y V_z del ajuste de nivel de corriente directa.

f) Modulación de ancho de pulso.

La modulación de ancho de pulso se realiza mediante un amplificador operacional en configuración de comparador, el cual es seguido por un amplificador de voltaje discreto a transistor bipolar en configuración emisor común, para soportar a un diodo emisor de luz como carga, el cual forma parte de un acoplamiento óptico con la etapa de potencia eléctrica de calefacción que finalmente alimenta al horno (figura 2.16).

En la entrada no inversora (v_+), se establece la señal proveniente del comparador de voltajes análogos a temperatura y en la entrada inversora (v_-), la señal tipo rampa proveniente de la base de tiempo de calefacción.

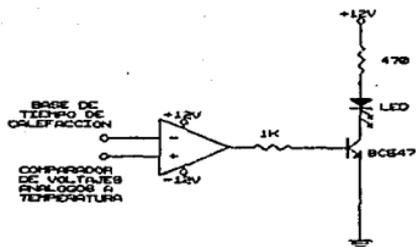


FIG. 2.16 Modulación de ancho de pulso

Dada la configuración del operacional, éste trabaja a estados saturados, es decir, su salida presenta los valores de la fuente de alimentación (+12 V ó -12 V) dependiendo de la diferencia entre sus entradas. Si el voltaje proveniente del comparador es mayor que el de la entrada (v-), la diferencia es positiva y por tanto, se tiene como salida un voltaje de +12 volts. Contrariamente, si el voltaje en la entrada (v-) es mayor que el entregado por el comparador de voltajes análogos a temperatura, la diferencia es negativa y se tiene una salida de -12 Volts. Con ello, se asegura la saturación ó el corta del transistor y por tanto la conducción o no del led emisor de luz.

La modulación del ancho del pulso de calefacción en función de la temperatura que existe en el horno, ocurre debido a que en todo momento la señal presente en la entrada "v-" del comparador es una rampa lineal de 0 a 7 Volts de amplitud, con periodo de 4 segundos, durante los cuales el voltaje en la entrada "v-" siempre es menor, igual ó mayor que el proveniente de la etapa de comparación de señales análogas a temperatura (y en consecuencia desde el

termopar); por lo cual dependiendo del nivel de ésta último habrá mayor tiempo de saturación que de corte (ó viceversa) según el nivel sea cercano a 7 Volts (ó a 0 Volts). Es obvio que los tiempos de corte ó de saturación, nunca exceden los 4 segundos y su suma siempre tiene ese valor; que es la periodicidad con que se repiten.

Para ver más claramente el funcionamiento de esta etapa, en los esquemas siguientes se muestra el estado de conducción y de no conducción de acuerdo a lo antes expuesto.

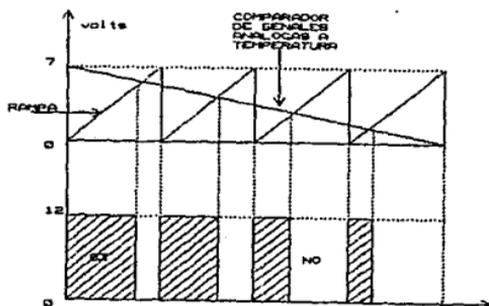


FIG . 2. 17 Estados de conducción del diodo emisor de luz.

g) Etapa de potencia.

Esta etapa se encarga de limitar la potencia de calefacción al horno dependiendo de la temperatura existente en su interior. Para lograr lo anterior, se utilizó un circuito conocido en la literatura como limitador de potencia por recorte de fase ("dimmer") [12].

Una de las innovaciones al circuito anterior, es que en serie con su resistencia variable, se colocó una foto-resistencia que

permite habilitar ó deshabilitar el suministro de energía al horno dependiendo de la señal que envía la etapa de modulación de ancho de pulso a través del acoplamiento óptico con el diodo emisor de luz de esa etapa. Los cambios manuales en la resistencia variable del circuito original, permiten ajustar la cantidad de suministro de potencia al sistema en cuestión (fig. 2.18).

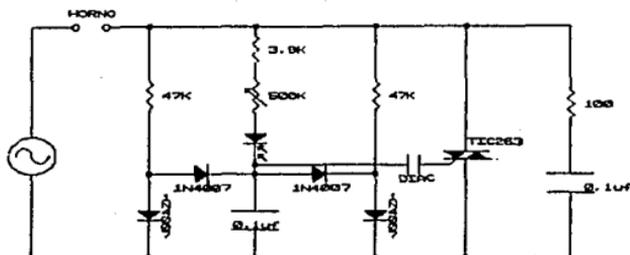


FIG 2.18 Etapa de potencia

h) Escalamiento para despliegue de temperatura.

Una vez que el sistema funciona correctamente, el paso siguiente fué conocer mediante un despliegue visual, la temperatura en grados centígrados que hay en el horno.

Para efectos de lo anterior, fué necesario adecuar la señal proveniente del termopar mediante circuitos de procesamiento a fin de lograr voltajes de salida análogos a la temperatura presente. Hay que recordar que los termopares presentan (en intervalos amplios de temperatura) una expresión de la forma:

$$V_T = mT + b \quad 2.19$$

Ya que se requiere una salida escalada análoga a un voltaje de la forma:

$$V_o = KT \quad 2.20$$

donde K es la constante de escalamiento, es necesaria una ecuación de transformación:

$$V_o(V_r) = MV_r + B \quad 2.21$$

tal que:

$$V_o(V_r) = KT \quad 2.22$$

Sustituyendo la ec. 2.19 en la 2.20 y comparando con la 2.21, se obtienen los factores siguientes:

$$M = \frac{K}{m} \quad \text{y} \quad B = -\frac{K}{m} b \quad 2.23$$

La información dada por la pendiente y ordenada al origen en la ecuación 2.21, es posible implementarla al despliegue de lectura mediante un amplificador operacional en configuración de comparador. (fig. 2.19)

De acuerdo a la relación 2.10, la ecuación de transferencia para esta configuración es:

$$V_o = \frac{R_f}{R_l} (V_m - V_r) \quad 2.24$$

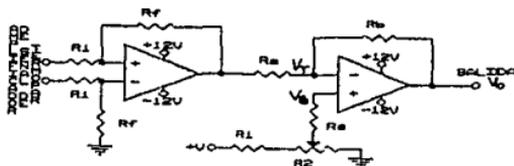


FIG. 2.19 Configuración para escalamiento en despliegue de pantalla.

donde V_a corresponde a un voltaje de corriente directa de magnitud constante en la entrada no inversora y V_r es el voltaje proveniente del termopar en la entrada inversora.

Al sustituir la ecuación 2.21 en la relación anterior, se obtiene que:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} MT + \frac{R_f}{R_i} B - \frac{R_f}{R_i} V_a \quad 2.25$$

Comparando la relación anterior con la ecuación 2.21 y la 2.23, los factores de procesamiento que se obtienen en términos de la ganancia del amplificador son:

$$M = \frac{R_f}{R_i} \frac{K}{m} \quad \text{y} \quad V_a = \frac{K}{m} b \quad 2.26$$

El tipo de despliegue visual elegido, corresponde a un voltímetro digital de 3 1/2 cifras para un rango máximo de 2 volts; esto es, tiene tres dígitos en los cuales pueden aparecer valores del 0 al 9 y medio dígito (el más significativo) que solo representa un 0 ó un 1. De este modo, la lectura mínima corresponde a 0 volts y la máxima a 1.999 volts que equivalen en temperatura a 0 y 1,999 grados centígrados, respectivamente.

De acuerdo a lo anterior $1.999 V = K 1,999 ^\circ C$, de donde se llega a que $K = 0.001 V/^\circ C$.

3.- GENERADOR DE BARRIDO.

En general, en el área de la experimentación, existen procesos que requieren de cambios monótonamente crecientes o decrecientes en algunos de sus parámetros, los cuales deben realizarse en un tiempo límite.

Para tal efecto, se utilizan sistemas generadores de barrido, cuya señal de salida consiste en un voltaje o una corriente, que cambia linealmente con el tiempo a partir de un valor inicial (V_i) hasta un valor final (V_f); para después volver a repetirse

periódicamente.

En la actualidad, tales sistemas se encuentran, -la mayoría de las veces-, formando parte de un sistema específico más complejo como la base de tiempo de un osciloscopio o de un graficador de papel, en los cuales éste se encarga de proporcionar uno de los ejes de graficación (el de tiempo) en forma repetible y calibrada.

Este dispositivo puede ser digital, analógico o bien una combinación de ambos (híbrido). Como se vió en la sección 2.e), un tipo de generador de señal de voltaje tipo rampa lo constituye el oscilador de relajación que se construyó mediante elementos analógicos. Dada la característica de períodos largos (80 minutos) que debe cumplir el generador de barrido en la aplicación de este trabajo, el uso de métodos analógicos para su realización es inapropiado; ya que si a dicho oscilador de relajación se le cambia la constante de tiempo a 80 minutos en lugar de 4 segundos; i.e. a 4800 seg, -que es el período más grande de operación-, aplicando la relación 2.14 para un voltaje máximo de 5 volts y con un valor de condensador de 1 μf (que es el mayor valor para capacitores no polarizados dada la poca precisión de los electrolíticos), se obtiene una corriente de carga de 1 nanoampere que es un valor comparable con el ruido electrónico y por ende difícil de manejar. Por eso, la opción más viable para la implementación del generador es mediante circuitos híbridos (analógico-digitales).

El diseño del generador desarrollado en este trabajo, consta de 3 etapas principales, a saber:



FIG. 2.10 Diagrama a bloques del generador de barrido

A grandes rasgos, el funcionamiento del conjunto es el siguiente: la base de tiempo híbrida, proporciona un código digital binario de período T, que es convertido a una señal analógica por

medio de un convertidor digital analógico; esta señal, se modifica de acuerdo a los niveles externos de voltaje que se requieren en el barrido por medio de una arreglo de amplificadores operacionales en configuración de inversor y sumador. Los anteriores, permiten además un óptimo acoplamiento con el sistema a controlar dada la impedancia baja de salida que presentan (75Ω).

La descripción de cada una de las etapas de la fig. 2.11 se muestra a continuación:

a) Base de tiempo híbrida.

La base de tiempo híbrida, permite controlar el intervalo de barrido de temperatura por medio de una constante externa. Esta etapa, tiene como elemento principal el circuito integrado XR-2240 [11] que es un temporizador-contador programable de 8 bits.

Funcionalmente, este integrado está formado por tres bloques fundamentales que son:

i) Base de tiempo.

ii) Contador binario.

iii) Control de encendido/apagado (flip/flop).

El funcionamiento de estos bloques es el siguiente:

i) Base de tiempo.

Por las características de este integrado, la base de tiempo trabaja como un multivibrador a estable, programable a partir de un arreglo externo de resistencia y condensador, cuyo período es:

$$T = RC \qquad 2.27$$

Una de sus ventajas principales, es que dada la forma de la constante de tiempo, existe una relación lineal entre R y T (para una C fija en el intervalo de 0.007 a 1000 μf y una R entre 0.001 y 10 MΩ). Lo anterior permite programar el valor del período de

acuerdo al valor de la resistencia; por ejemplo, mientras más grande sea ésta, el período de conteo es mayor de tal forma que cuando la resistencia es "infinita", el período también lo es. Con lo anterior, es posible establecer un estado de pausa (tiempo infinito) abriendo la resistencia R de tiempo. De las características que proporciona el fabricante, se pueden tener períodos desde $T=0.039$ seg. hasta $T=10,000$ seg.

ii) Contador binario.

El contador binario consta de 8 bits que permiten realizar un conteo máximo de 255 pulsos. Dados los 8 bits y que las salidas son a colector abierto, es posible habilitar en forma externa una o más de éstas para tener tiempos de barrido diferentes T_0 a partir de una sola selección de RC, esto es, $1RC \leq T_0 \leq 255RC$. Se tiene una disponibilidad máxima de corriente de 3 mA.

iii) Control de encendido y apagado.

Esta etapa como su nombre lo indica, se utiliza para efectos de inicio y terminado de conteo. Inicialmente, las salidas del contador se encuentran en "1" lógico; como el control de encendido/apagado responde a estados altos, al pulsar "1" en la terminal de disparo, las salidas del contador cambian a "0" y se inicia la cuenta. Al transcurrir el número de pulsos programados, el conteo se reinicia automáticamente hasta que se aplica un "1" en la terminal de reinicio con lo que se vuelve al estado inicial.

Para el diseño de la base de tiempo híbrida, se tomaron en cuenta las especificaciones dadas en la página 2, en las cuales se establece que el intervalo de operación del generador es de 10 a 100 °C/min.

Los valores para R y C se calcularon de la siguiente forma:

$$10^{\circ}\text{C}/\text{min.} \rightarrow 800^{\circ}\text{C en } 80 \text{ min.} \approx 4800 \text{ seg.}$$

$$100^{\circ}\text{C}/\text{min} \rightarrow 800^{\circ}\text{C en } 8 \text{ min.} \approx 480 \text{ seg.}$$

Para calcular la constante RC en el intervalo requerido, se fijó el valor de C y se varió el de la resistencia. Para el periodo más grande de trabajo, se eligió $R_{max} = 1 \text{ M}\Omega$ que es uno de los valores grandes de R dentro del intervalo recomendado por el fabricante. De la relación 2.27 para un periodo de 18.8 seg, el valor del condensador asociado fué $C = 1000 \mu\text{f}$. Con este mismo valor de condensador, el valor de resistencia asociado al intervalo menor utilizando la misma relación fué $R_{min} = 100 \text{ K}\Omega$. Así, para poder elegir el valor deseado en el intervalo requerido, se colocó en serie un potenciómetro de 1 M Ω y una resistencia de 100 K Ω .

Ya que el ciclo programado de trabajo se repite continuamente, para detener el conteo al transcurrir los 255 pulsos, se dispuso una retroalimentación externa colocada desde el bit más significativo hacia la terminal de reinicio mediante un negador SN7404 [13].

Para confirmar el buen funcionamiento de la base de tiempo, fué necesario un despliegue visual, en binario, mediante diodos emisores de luz. Dada la impedancia de salida y la corrientes bajas que maneja el microcircuito (3mA), se tuvieron que agregar amplificadores de corriente SN7407 [13] como etapa intermedia.

El diagrama completo de la base de tiempo híbrida se muestra en la figura 2.21.

b) Convertidor digital/analógico.

Ya que la señal de salida que proporciona la base de tiempo híbrida es un código digital, esta etapa tiene por finalidad convertirla a una señal analógica linealmente variable en el tiempo para efectos de control. Esta etapa, tiene como elemento principal un circuito integrado DAC0800 [14], que es un convertidor digital/analógico de 8 bits.

Terminal 2 con respecto a tierra: Voltaje linealmente ascendente en el tiempo desde 0 volts (bits de entrada 00000000) hasta 10 volts (bits de entrada 11111111).

Terminal 4 con respecto a tierra: Voltaje linealmente descendente en el tiempo desde 10 Volts (bits de entrada 00000000) hasta 0 volts (bits de entrada 11111111).

Para este caso, se utilizó la configuración mostrada en la fig. 2.28.

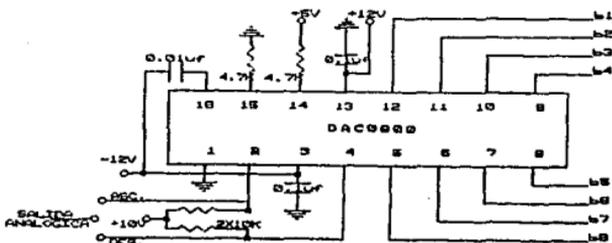


FIG. 2.22 Convertidor Digital-Analógico.

Para un tiempo de barrido de 255RC, según los datos anteriores, cada "paso" ó frecuencia natural, corresponde a un valor de 18.8 y 1.88 seg, según el tiempo de calentamiento que se requiera.

Ya que se desea poder establecer "ventanas de barrido" con el generador, es necesario un dispositivo que permita realizar ajustes de nivel y que además presente impedancia baja de salida para un buen acoplamiento con el sistema a controlar. A este dispositivo se le denomina Amplificador-acoplador de impedancias y se discute a continuación.

c) Amplificador-acoplador de impedancias.

Esta etapa, amplifica ó atenúa la señal proveniente del

DAC0800 de acuerdo a los niveles de voltaje que se quieran manejar, además de que permite un buen acoplamiento entre el generador y el sistema a controlar ya que su impedancia de salida corresponde a la típica del operacional (75Ω).

El sistema consta de dos amplificadores operacionales. El primero se encuentra en configuración de inversor y de ganancia 0.5. De acuerdo a la relación 2.10, para atenuar el voltaje de 10 volts proveniente del DAC0800 a 5 volts. En su salida, se encuentra un divisor de voltaje con resistencias fijos y variables, que permiten ajustar el valor máximo de barrido.

El segundo amplificador operacional, permite establecer un nivel de voltaje de c.d. ajustable desde 0 hasta un valor máximo de 5 volts, para seleccionar el límite inferior del intervalo a barrer. Este último, junto con el ajuste de nivel anterior, permite establecer ventanas de barrido de ubicación y amplitud predeterminadas dentro del intervalo mencionado.

El diagrama del circuito anterior se observa en la figura 2.23.

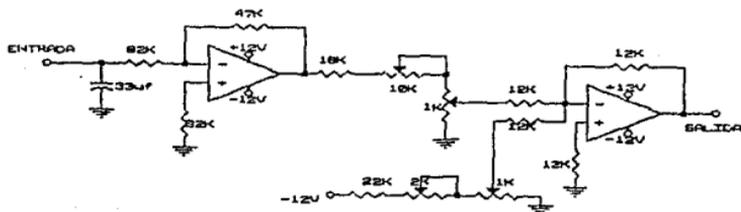


FIG. 2.23 Amplificador-Acoplador de Impedancias.

Las fuentes de alimentación que se utilizaron en cada etapa presentan configuraciones típicas mediante circuito integrados de la familia 78XX. El diagrama de la fuente múltiple se muestra a

continuación.

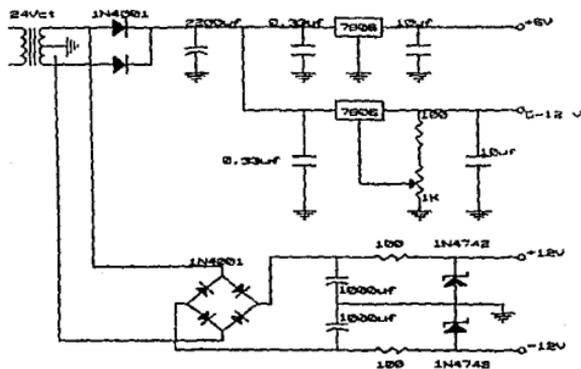


FIG. 2.24 Fuentes de alimentación.

REFERENCIAS.

- 1.- Proyecto "Diseño y Construcción de una balanza magnética", Bohnel, H.
- 2.- Operating and service manual for digital thermometer Cole-Parmer Mod. 8528-60.
- 3.- Tabla de características de alambre Nychromel, AESA Artículos eléctricos, S.A.
- 4.- Pollock, D.D., "The theory and properties of thermocouple elements". American Society for testing and materials.
- 5.- "Basic electronics for scientists". J.J. Brophy, McGraw-Hill book company, 1966.
- 6.- National semiconductor data library.
- 7.- The linear integrated circuits data catalog, Fairchild semiconductor, Noviembre 1971, 122-128.
- 8.-E, Cabrera. R, Espejel. R, Toca. Rev. Mex. de fis. 26, no. 3, 413-420, (1980).
- 9.- The Semiconductor Data Library, Motorola Semiconductor Products, Inc. 1st. Edition, 2-324, (1972).
- 10.- The Power Semiconductor Data Book for design engineers, Texas instrument incorporated, 1st Edition, 5-367, 7-67.
- 11.- Exar Integrated Circuits Handbook.
- 12.- The Integrated Circuits Catalog for design engineers, Texas instrument incorporated, 1st Edition, 6-11, 15.
- 13.- National Semiconductor Handbook. A/D, D/A Converters.

CAPITULO 3

EVALUACIONES Y RESULTADOS

En este capítulo se reportan las evaluaciones correspondientes a los sistemas desarrollados en el capítulo anterior, en el mismo orden en que fueron descritos. Algunas de éstas, son para cada etapa en forma individual y otras contienen la respuesta de la interacción de dos o más de ellas.

Cabe señalar que todas las lecturas de voltaje reportadas, se realizaron mediante un multímetro digital Hewlett-Packard, modelo 3490A, de 6 dígitos, cuya resolución es un microvolt. Por otra parte, como medidor de calor se utilizó un termómetro Cole-Parmer modelo 8528-60 con resoluciones de 0.1 grado en el intervalo de 0 a 100 y de 1 grado en el intervalo de 100 a 1000 grados centígrados.

A continuación, se describe la técnica de evaluación en cada caso y se presentan los resultados encontrados, bajo las incertidumbres de los instrumentos de medición involucrados.

I.- HORNO

Se presentan las evaluaciones de:

- i) Distribución de temperatura a lo largo de la cavidad de calefacción.
- ii) Rapidez de calentamiento en función de la potencia eléctrica de alimentación.

Para las evaluaciones, se conectó el horno al tomacorriente de 120 Vac, 60 Hz a través de un variac a fin de limitar la potencia de calefacción a valores entre 0 y 1000 watts.

A partir de este momento, se reportan valores de voltaje en vez de potencia, ya que por ser la resistencia del horno constante, aplicando la ley de Joule (ec. 1.9) se tiene que la potencia es proporcional al voltaje de alimentación.

Respecto al punto f), se determinó la distribución de temperatura en el horno para diferentes potencias de alimentación. Para realizarlo, se marcó la punta de prueba del termopar cada centímetro para localizar las distancias de medición y por medio del variac se dieron diferentes suministros de voltaje dejando que se llegara a la temperatura de equilibrio en cada uno de ellos. El paso siguiente después de la estabilización, fué recorrer la punta de prueba del termómetro Cole-parmer a lo largo de la longitud del horno, para registrar las diferentes temperaturas en esta dirección. El error en la medición de la longitud, corresponde a ± 0.5 mm que es la mitad de la mínima escala que se utilizó.

Los valores que se obtuvieron se encuentran en la tabla 3.1 y en la gráfica 3.1.

Como se observa de la gráfica 3.1, a temperaturas bajas la distribución en la parte media permanece casi constante no siendo así a altas; esto se debe a que, no estando aislado el horno, a temperaturas altas el intercambio térmico con el medio es mayor.

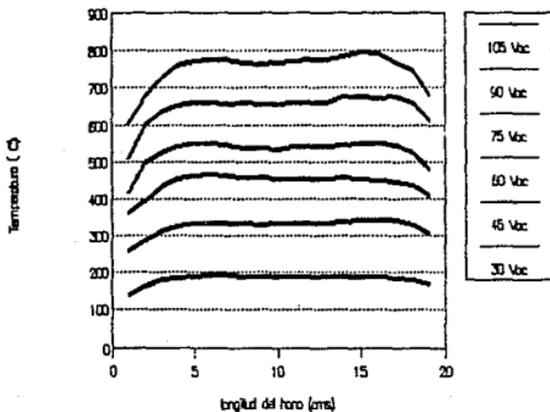
A partir de los datos obtenidos para cada voltaje de alimentación, se calculó el valor promedio de temperatura de estabilización para un cierto intervalo de longitud y se comparó con el ajuste hecho a dicho intervalo para localizar la región en la cuál, la diferencia de temperatura fuese menor a 1 grado; la intersección de cada intervalo para los diferentes valores de voltaje de alimentación, representa la región en la que la temperatura tiene el error máximo mencionado.

Dada la construcción del horno, a partir del lado en el cuál se conecta la alimentación, se encontró que la región más uniforme que presenta como máximo una variación de ± 1 grado, está entre los 8 y los 13 cms.

Las evaluaciones del punto f), se realizaron colocando la punta de prueba en la región central de la cavidad de calefacción, manteniéndola fija durante el periodo de evaluación; ya que, como se mencionó en el punto anterior, en la región media del horno se tiene la región de temperaturas más uniforme.

Distancia cms ± 0.1 cm	Temperatura ($^{\circ}$ C) $\pm 1^{\circ}$ C					
	30 Vac	45 Vac	60 Vac	75 Vac	90 Vac	110 Vac
19	109	304	407	478	612	681
18	100	320	436	525	661	478
17	105	340	447	546	675	760
16	107	342	451	550	674	704
15	108	340	455	550	678	795
14	108	336	456	545	675	786
13	108	335	452	540	661	778
12	108	334	454	542	660	775
11	108	333	452	539	660	774
10	109	333	454	535	658	773
9	109	331	456	535	656	774
8	100	333	457	538	661	774
7	101	334	460	543	658	775
6	101	334	464	548	660	778
5	101	334	461	547	660	773
4	106	326	458	540	658	760
3	179	313	458	522	656	726
2	164	287	397	497	601	681
1	140	259	364	415	506	602

Tabla 3.1 Valores encontrados en la distribución de temperatura en el horno.



GRAF. 3.1 Distribución de temperaturas en el horno

Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 3.2 y la gráfica correspondiente es la 3.2.

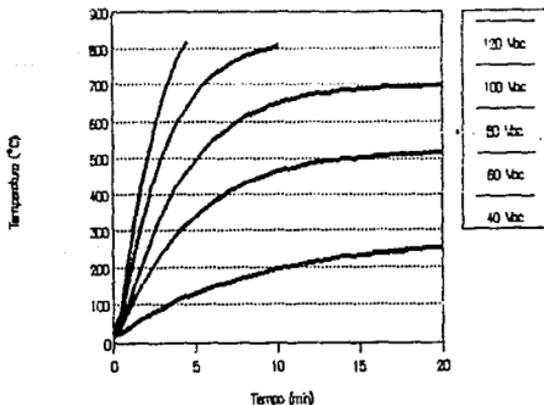
Tiempo (min) ± 0.02 min.	Temperatura (°C) ± 1 °C				
0.0	18	26	26	26	22
0.5	27	45	46	71	83
1.0	41	90	104	173	282
1.5	54	131	170	273	363
2.0	67	171	234	360	477
2.5	79	205	291	437	570
3.0	91	240	340	499	648
3.5	102	267	387	552	715
4.0	112	294	425	598	771
4.5	121	316	463	637	818
5.0	130	339	492	670	
5.5	138	358	520	700	
6.0	147	375	544	722	
6.5	154	392	564	741	
7.0	161	406	582	757	
7.5	167	418	597	769	
8.0	174	430	614	779	
8.5	179	440	624	789	
9.0	185	449	633	796	
9.5	191	456	642	802	
10.0	196	464	650	808	
10.5	201	470	656		
11.0	205	475	662		
11.5	209	481	667		
12.0	213	485	672		
12.5	217	489	676		
13.0	221	493	679		
13.5	224	495	682		
14.0	228	498	684		
14.5	230	501	686		
15.0	233	503	688		
15.5	236	505	689		
16.0	238	507	691		
16.5	240	509	692		
17.0	242	510	694		
17.5	244	510	694		
18.0	246	512	695		
18.5	248	513	695		
19.0	249	514	696		
19.5	250	515	696		
20.0	251	515	696		

TABLA 3.2 Datos de temperatura contra tiempo para diferentes voltajes de alimentación.

Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 3.2 y la gráfica correspondiente es la 3.2.

Tiempo (min) ± 0.02 min.	Temperatura (°C) ± 1 °C				
0.0	18	26	26	26	22
0.5	27	45	46	71	88
1.0	41	90	104	179	232
1.5	54	181	170	278	368
2.0	67	171	234	360	477
2.5	79	205	291	437	570
3.0	91	240	340	499	648
3.5	102	267	387	552	715
4.0	112	294	425	598	771
4.5	121	316	469	637	818
5.0	130	339	492	670	
5.5	138	358	520	700	
6.0	147	375	544	722	
6.5	154	392	564	741	
7.0	161	406	582	757	
7.5	167	418	597	769	
8.0	174	430	614	779	
8.5	179	440	624	789	
9.0	185	449	633	796	
9.5	191	456	642	802	
10.0	196	464	650	808	
10.5	201	470	656		
11.0	205	475	662		
11.5	209	481	667		
12.0	213	485	672		
12.5	217	489	676		
13.0	221	493	679		
13.5	224	495	682		
14.0	228	498	684		
14.5	230	501	686		
15.0	233	503	688		
15.5	236	505	689		
16.0	238	507	691		
16.5	240	509	692		
17.0	242	510	694		
17.5	244	510	694		
18.0	246	512	695		
18.5	248	513	695		
19.0	249	514	696		
19.5	250	515	696		
20.0	251	515	696		

TABLA 3.2 Datos de temperatura contra tiempo para diferentes voltajes de alimentación.



GRAF. 3.2 Temperatura vs. tiempo a diferentes voltajes de alimentación.

De la gráfica anterior se observa que conforme el voltaje de alimentación aumenta, el tiempo que tarda el horno en alcanzar altas temperaturas es menor. En particular, para el voltaje de alimentación de 120 Vac, se tiene que la temperatura máxima de operación (800 °C) se alcanza en un tiempo menor a 5 minutos, con lo cuál, se disminuye el tiempo mínimo requerido según especificaciones para lograrla que corresponde a 8 minutos.

El conocimiento de estos datos, permite además seleccionar el voltaje adecuado para dos fines en particular:

- a) Dar el valor de voltaje mínimo necesario de acuerdo al tiempo en que se requiera aumentar la temperatura.
- 4) Seleccionar el voltaje mínimo necesario, dependiendo de la temperatura a la cuál se pretende establecer un equilibrio.

En base a lo anterior, se evita el problema de la inercia térmica ya que solo se dá al horno la energía suficiente para aumentar su temperatura hasta el valor requerido, lo cuál es aplicable a todo tipo de horno.

La técnica que se empleó para la evaluación de los puntos anteriores, fué la de control a lazo abierto, por lo que el ajuste que se logra es a primera aproximación.

II.- CONTROLADOR DE TEMPERATURA.

A continuación, se presentan las evaluaciones individuales a las etapas que componen el controlador de temperatura y además, una evaluación final que corresponde a la implementación de todo el conjunto.

Los resultados siguientes, se obtuvieron dejando un voltaje de alimentación al horno de 120 Vac. Como se observó en los resultados obtenidos para la rapidez de calentamiento en función de la potencia de alimentación. Para este voltaje, el tiempo que tarda el horno en alcanzar los 800 °C es aproximadamente de 4.5 min, que es menor a los 8 min. que se requieren como mínimo según las especificaciones del proyecto. Con lo anterior, se asegura que el horno junto con el sistema controlador, trabajan adecuadamente en condiciones que sobrepasan las especificadas.

i) Compensación de unión fría.

Para realizar la evaluación, la punta del termopar se colocó lo más próxima a la punta de prueba del termómetro a fin de evitar medir regiones diferentes del horno fuera del intervalo de homogeneidad encontrado en resultados previos; hecho esto, el arreglo se mantuvo inmóvil en el tiempo de medición. Posteriormente, se ajustó el circuito de compensación de unión fría a la temperatura ambiente según la técnica descrita en el capítulo anterior.

Para evitar que posibles ruidos externos afectaran la señal del sistema, se utilizaron cables blindados como conexiones.

Los datos que se obtuvieron, correspondieron a la bajada de temperatura, ya que por ser su velocidad de cambio menor que en la subida, fué más fácil tomar la lectura correspondiente.

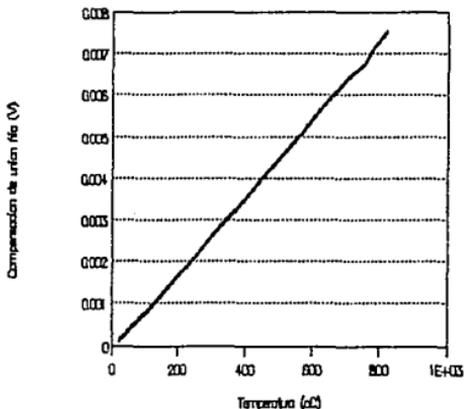
Dado que el termopar que se utilizó era de longitud corta (20

cms) fué imposible establecer temperaturas independientes, paraméricamente variables, en cada uno de los extremos del termopar (punta de medición y puntas de conexión) con lo que se podía determinar exclusivamente el funcionamiento del sistema de compensación de uniones frías. En su lugar, se tomaron valores del conjunto termopar-compensación de unión fría vs temperatura en el horno. En este caso, aunque las puntas de conexión se veían afectadas por los gradientes de temperatura provenientes del horno, se esperaba una respuesta lineal de todo el conjunto dado el buen funcionamiento de la compensación.

Los datos reportados se muestran en la tabla 3.3. y la gráfica correspondiente es la 3.3.

Temperatura (°C) ± 1 °C	Compensación de unión fría (V) ± 0.00001 V
21	0.000125
29	0.000198
26	0.000159
31	0.000199
43	0.000289
59	0.000428
90	0.000776
108	0.000791
152	0.001219
199	0.001627
249	0.002087
298	0.002547
358	0.003057
402	0.003590
448	0.004066
505	0.004498
551	0.004921
602	0.005417
646	0.005858
703	0.006307
757	0.006757
785	0.007159
805	0.007555
823	0.007936

TABLA 3.3 Datos del sistema termopar-Compensación de unión fría contra temperatura.



GRAF. 3.3 Evaluación del sistema termopar-compensación de unión fría contra temperatura.

A partir de los datos de la tabla 3.3, se realizó un ajuste lineal donde se obtuvo la ecuación siguiente:

$$V_{tp} = 9.23 \times 10^{-6} T - 0.00020 \quad 3.1$$

El coeficiente de correlación a tal ajuste es 0.999612. Esta linealidad se esperaba, dados el buen funcionamiento de la compensación y la respuesta lineal del termopar en el intervalo de temperaturas en que se trabajó.

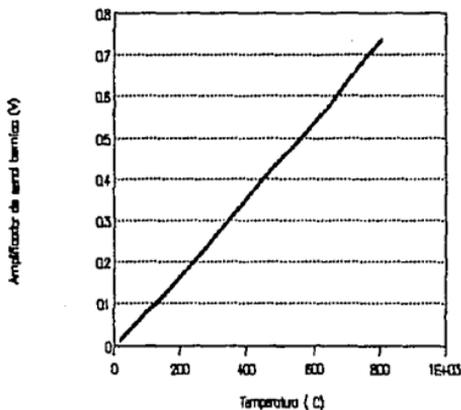
ii) Amplificador de señal térmica.

Para evaluar esta etapa, se siguieron los mismos procedimientos que en la etapa anterior, solo que ahora la salida se tomó después de la etapa de amplificación de la señal térmica, a fin de garantizar la linealidad en esta etapa. Los datos que se

obtuvieron se muestran en la tabla y la gráfica 3.4.

Temperatura (°C) ± 1 °C	Amplificador de señal térmica (V) ± 0.0001 V
20	0.0128
108	0.1269
256	0.2151
299	0.2547
342	0.2932
405	0.4308
501	0.5285
636	0.5607
704	0.6367
760	0.6952
808	0.7255

TABLA 3.4 Datos de la etapa de amplificación de señal térmica contra temperatura.



GRAF. 3.4 Salida del amplificador de señal térmica vs. Temperatura.

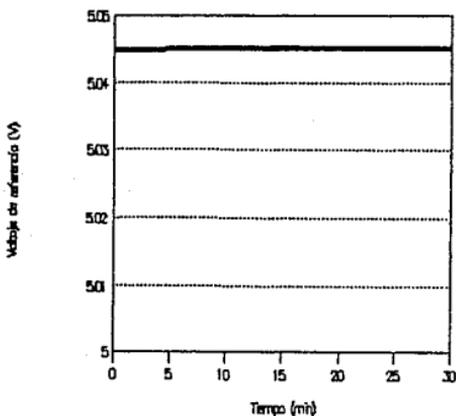
iii) Referencia de temperatura a estabilizar.

Se evaluó esta etapa observando la estabilidad de voltaje contra tiempo, para ello se utilizó el multímetro descrito y un cronómetro para asegurar la lectura de datos en un mismo periodo de tiempo.

Los datos obtenidos se muestran en la tabla y la gráfica 3.5.

Tiempo (min) ± 0.02 min	Voltaje de referencia (V) ± 0.0001 V
0	5.0448
3	5.0450
6	5.0451
9	5.0451
12	5.0451
15	5.0451
18	5.0451
21	5.0451
24	5.0451
27	5.0451
30	5.0451

TABLA 3.5 Datos de estabilidad de voltaje de referencia contra tiempo.



GRAF. 3.5 Voltaje de referencia vs. tiempo.

iv) Despliegue de lecturas.

La evaluación de esta etapa, se llevó a cabo, dada la respuesta del conjunto termopar-compensación de unión fría, hasta el amplificador de señal térmica. Se eligió hasta esta etapa, ya que su salida proporciona la señal del termopar a niveles de voltaje más manejables. Hecho ésto, los datos de la tabla 3.3 se ajustaron por medio de una regresión lineal y los factores que se obtuvieron, se sustituyeron en las ecuaciones de procesamiento dadas en el capítulo anterior. De aquí, la ecuación resultante es:

$$V(Vr) = 1.076 Vr + 0.0217 \quad 3.2$$

de donde, los factores de procesamiento son:

$$M = 1.076 \quad \text{y} \quad B = 0.0217 \quad 3.3$$

La implementación de estos valores, se realizó a partir de la configuración planteada en el capítulo 2.

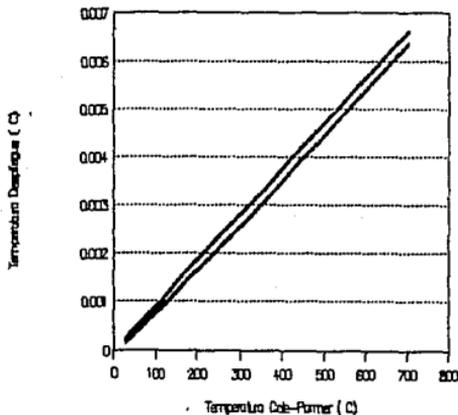
Los valores de los elementos resistivos en este caso, fueron de: $R_f = R_i = 82K\Omega$ para el primer amplificador. Para la etapa de amplificación del segundo, $R_a = 10K\Omega$, $R_b = 10K\Omega + 1K\Omega$, donde $1K\Omega$ es un preset para ajuste fino y finalmente para la parte de ajuste de nivel, $R_1 = 32K\Omega$ y $R_2 = 100\Omega$.

Para confirmar el buen escalamiento del despliegue, se compararon las lecturas dadas por el Cole-Parmer y el despliegue diseñado, contra el voltaje de compensación de unión fría, obteniéndose la tabla y gráfica 3.6.

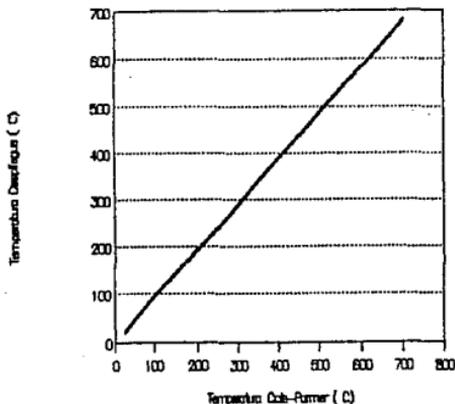
Como se esperaba, la relación entre ambas es una recta con casi el mismo valor de pendiente y una pequeña diferencia en la ordenada al origen. Otra forma de presentación de estos datos, se muestra en la gráfica 3.7, en la cuál se presenta la temperatura dada por el Cole-Parmer vs la del despliegue.

Temperatura (°C) ± 1 °C	Amplificador de señal térmica (V) ± 0.000001 V	
	Despliegue	Cole-Farmer
2d	0.000159	0.000215
48	0.000289	0.000367
109	0.000791	0.000932
152	0.001219	0.001400
199	0.001617	0.001844
299	0.002547	0.002805
359	0.003057	0.003308
449	0.003966	0.004233
602	0.005417	0.005678
701	0.006367	0.006610

TABLA 2.6 Amplificador de señal térmica para el despliegue y el Cole-Farmer contra temperatura del horno.



GRAF. 2.6 Lectura de Cole-Farmer y Despliegue vs voltaje de amplificador de señal térmica.



GRAF. 3.7 Cole-parmer vs despliegue de pantalla.

Si las lecturas fueran idénticas, se esperaría una relación de la forma:

$$T_{\text{cole-parmer}} = 1 T_{\text{despliegue}} + 0 \quad 3.4$$

Sin embargo, sacando la regresión lineal de la recta en la gráfica 3.7, se obtuvo la siguiente expresión:

$$T_{\text{cole-parmer}} = 0.978 T_{\text{despliegue}} - 3.76384 \quad 3.5$$

con un coeficiente de correlación de 0.9972.

La diferencia entre los datos obtenidos por medio del Cole-Parmer y los del despliegue diseñado, se pueden deber a múltiples causas, tales como niveles de d.c. en los amplificadores operacionales, tolerancia en componentes (se usaron elementos

resistivos al 5% de precisión), etc. Lo anterior, no presenta mayores inconvenientes, ya que por ser problema de precisión de las componentes y no de estabilidad del sistema, es fácilmente corregible al momento de realizar el montaje final del conjunto.

V) Evaluación final.

Para concluir la evaluación del sistema controlador de temperatura, se alimentó al horno con 135 Vac a partir del variac conectado al tomacorriente de 220 Vac, con la finalidad de observar su respuesta bajo condiciones extremas de trabajo (potencia adecuada 110 Vac). Se realizaron varias medidas de estabilidad para diferentes temperaturas. La referencia que se utilizó fué fija, ajustable mediante el selector manual (potenciómetro). Las gráficas que se obtuvieron, muestran como se llega a la temperatura preestablecida y además presentan un comportamiento estable al transcurrir el tiempo después de alcanzar la temperatura anterior.

Cabe señalar, que la mayoría de las curvas no empiezan desde temperatura ambiente, ya que para hacer la toma de datos en forma continua se dejaba estabilizar a un cierto valor y a partir de éste se aumentaba nuevamente la referencia).

Las tablas y gráficas correspondientes son las 3.8.

III.- GENERADOR DE BARRIDO.

Para el generador de barrido se obtuvieron gráficas de tiempo vs voltaje, siendo este último seleccionado para diferentes ventanas de barrido por medio del factor de amplificación y del nivel de d.c. de su última etapa. La graficación se realizó con un graficador Varian A-25, X-t.

Ya que este graficador solo mide voltajes hasta 1 volt y la salida del generador tiene como nivel máximo 5 volts, fué necesario implementar a la graficadora un divisor de voltaje, con una relación de 5:1 para barrer todo el intervalo proporcionado por el generador.

Tiempo (min) ± 0.02 min	Temperatura (°C) ± 1 °C				
	< Voltajes de referencia >				
	0.5 V	1.0 V	1.5 V	2.0 V	2.5 V
0.0	27	248	335	416	502
0.5	48	250	343	417	500
1.0	69	276	360	447	517
1.5	147	302	388	464	533
2.0	194	320	402	477	546
2.5	225	330	410	483	553
3.0	242	334	413	489	557
3.5	248	335	414	490	560
4.0	244	335	415	491	561
4.5	239	334	414	491	562
5.0	239	334	414	491	562
5.5	241	334	414	491	562
6.0	242	334	413	491	562
6.5	243	334	413	492	563
7.0	243	334	414	492	563
7.5	242	335	414	493	563
8.0	242	334	414	493	562
8.5	242	335	413	492	562
9.0	242	335	413	492	562
9.5	242	335	413	492	561
10.0	243	334	412	492	561
10.5	243	334	413	493	561
11.0	243	335	414	492	561
11.5	242	334	413	492	561
12.0	243	334	414	492	561
12.5	243	334	414	492	561
13.0	243	335	414	492	561
13.5	243	335	416	492	561
14.0	243	335	416	492	561
14.5	242	335	416	492	561
15.0	242	335	415	492	561

TABLA 3.8 (1a parte) Datos de estabilidad de temperatura contra tiempo para diferentes voltajes de referencia.

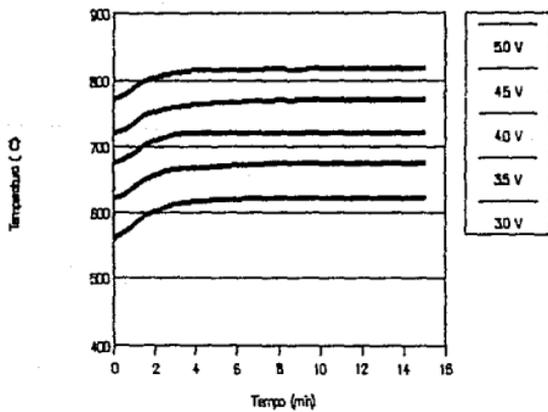
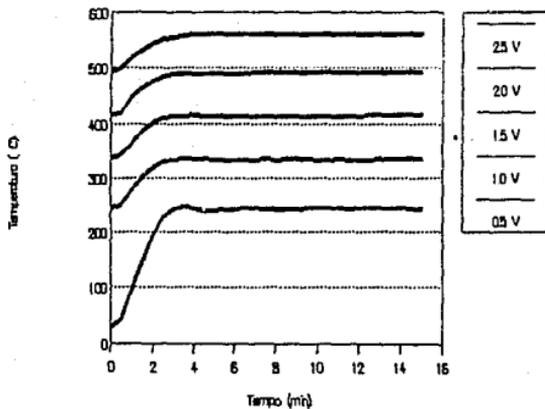
Tiempo (min)
± 0.02 min.

Temperatura (°C)
± 1° C

< Voltajes de referencia >

	3.0 V	3.5 V	4.0 V	4.5 V	5.0 V
0.0	561	622	676	720	771
0.5	568	627	681	726	778
1.0	581	641	692	738	789
1.5	594	650	703	748	799
2.0	602	657	710	754	804
2.5	609	663	715	758	808
3.0	613	665	718	761	811
3.5	617	666	721	764	815
4.0	617	666	721	764	815
4.5	618	666	721	764	815
5.0	619	670	720	766	816
5.5	619	671	720	766	816
6.0	620	672	720	768	816
6.5	621	672	720	770	816
7.0	622	673	720	770	816
7.5	622	674	720	770	817
8.0	622	674	720	771	817
8.5	622	675	721	770	816
9.0	622	676	720	771	816
9.5	622	676	720	772	817
10.0	622	676	720	772	818
10.5	622	676	720	772	817
11.0	622	676	720	772	818
11.5	622	676	720	772	818
12.0	622	676	720	771	818
12.5	622	676	720	772	818
13.0	622	676	720	772	818
13.5	622	676	720	772	818
14.0	622	676	720	772	818
14.5	622	676	720	772	818
15.0	622	676	720	772	818

TABLA 2.8 (2a parte) Datos de estabilidad de temperatura contra tiempo para diferentes voltajes de referencia.



GRAFOS. 3. ■ Temperatura ve tiempo a diferentes niveles de referencia.

Los valores resistivos que se utilizaron, se calcularon a partir de las siguientes condiciones:

$$R_1 + R_2 \geq 10K\Omega$$

y

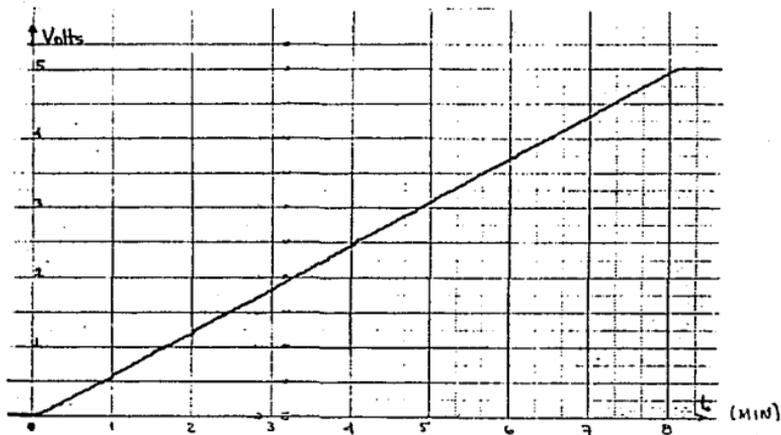
$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{5}$$

las condiciones anteriores se propusieron además, para lograr un buen acoplamiento entre el generador de barrido y la graficadora.

Dada la configuración típica del divisor de voltaje, el valor de R_2 , suponiendo una $R_1 = 10 K\Omega$, fué de $2.5K\Omega$.

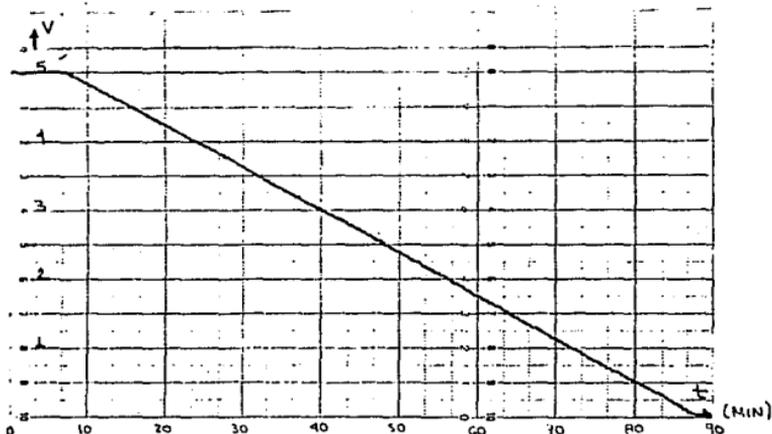
El eje x de la gráfica corresponde al tiempo y el eje y corresponde al voltaje; el valor máximo de "y" en la gráfica (10) corresponde a 5 volts dc.

Para el tiempo mínimo de 8 minutos en el intervalo de voltaje de 0 a 5 volts, en forma descendente con la velocidad de la graficadora en 1 in/min, se obtuvo la graf. 3.9.



GRAF. 3.9 Voltaje vs tiempo para el periodo mínimo.

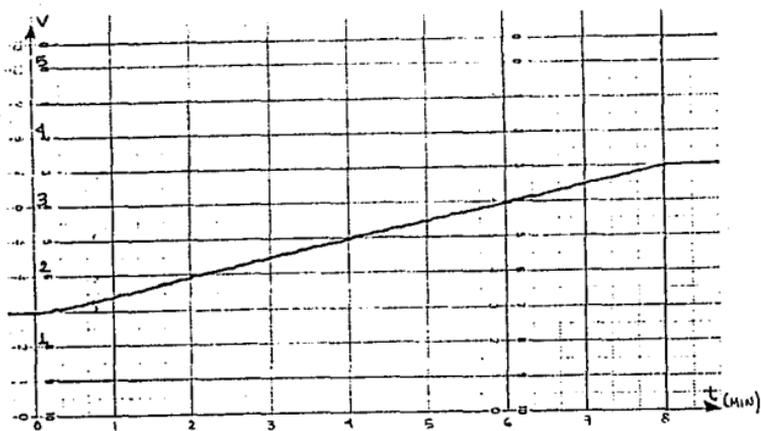
Para el intervalo de 0 a 5 volts y el periodo máximo de 80 minutos, en forma ascendente con una velocidad de graficadora de 0.1 in/min, se encontró la gráfica 3.10.



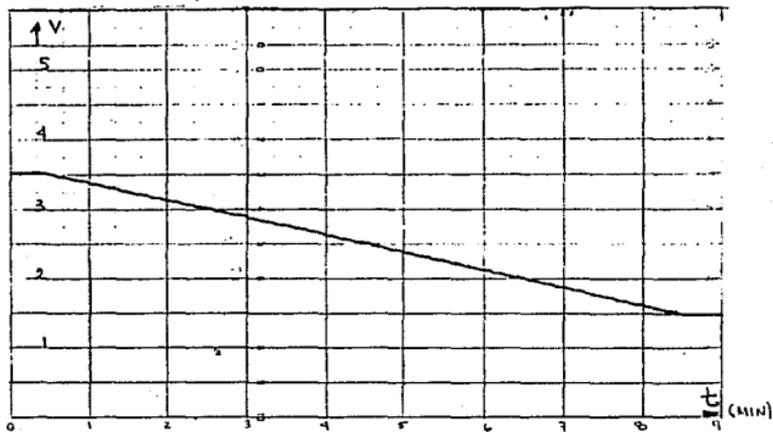
GRAF. 3.10 Voltaje vs. tiempo para el periodo máximo.

Finalmente, en las gráficas 3.11 y 3.12, se aprecia la versatilidad del generador para controlar de manera precisa el aumento y disminución del voltaje para un ciclo programado. Las gráficas siguientes son para un periodo de 8 minutos y un intervalo de voltaje de 1.5 a 3.5 volts. La velocidad de la graficadora fué en este caso de 1 in/min.

Las etapas para las cuales no se reportan datos ó gráficas se verificaron mediante un osciloscopio.



GRAF. 9.11 Voltaje vs. tiempo en forma ascendente



GRAF. 9.12 Voltaje vs. tiempo en forma descendente

CAPITULO 4

CONCLUSIONES

Los sistemas desarrollados, dadas las características que presentan de acuerdo a las especificaciones de diseño, cubren las necesidades generales que requiere la balanza termomagnética.

A partir de las evaluaciones individuales se concluye lo siguiente:

Se construyó un horno que presenta un intervalo de trabajo desde temperatura ambiente hasta 800°C con una región de homogeneidad térmica, en un intervalo de 5 cms. de longitud, con diferencias de a lo más $\pm 1^{\circ}\text{C}$. Se determinaron tiempos de calentamiento para este horno, a partir de la potencia de calefacción eléctrica suministrada, con lo que es posible adaptar el suministro de energía externo para complementar el sistema de control y así, reducir el efecto de la inercia térmica.

El generador de barrido es adaptable a cualquier sistema dada la baja impedancia de salida que presenta; además, se puede modificar su constante de tiempo para generar intervalos de barrido tanto largos (horas) como cortos (segundos). Una de las ventajas de este diseño, es que es posible modificar la base de tiempo poniendo en serie otros circuitos integrados XR-2240, para llegar a generar tiempos de barrido desde horas hasta años, según el tiempo que se requiera. Actualmente, existen en el mercado microcircuitos capaces de generar tiempos del orden de nanosegundos a costos accesibles. Contrariamente, son poco comunes los que presentan tiempos relativamente largos como el que se diseñó (del orden de minutos u horas).

El controlador de temperatura presenta una estabilidad de $\pm 1^{\circ}\text{C}$ en el intervalo de ambiente a 800°C . Debido a que se diseñó para un termopar tipo S, es posible adaptar fácilmente los termopares J, T y K, ya que la salida de estos últimos es del orden de milivolts que es tres ordenes de magnitud mayor a la del tipo S. Presenta además una resolución de 1°C . Existen de patente sistemas

controladores de temperatura que tienen casi las mismas características que el que se desarrollo, siendo la importancia más relevante demás de su costo (el de patente cuesta de 4 a 8 veces más) el desarrollo de tecnología propia.

Se pueden encontrar en el mercado sistemas controladores de temperatura con un generador de barrido integrado, que presentan las características ya mencionadas pero con razones de cambio ya preestablecidas. La ventaja del que se diseñó en este trabajo, como ya se mencionó, es la flexibilidad para cambiar los tiempos de acuerdo a las necesidades del usuario, además de un costo de construcción de al menos 8 veces más barato respecto a los comerciales.

APENDICE A.

1.- PROPIEDADES MAGNETICAS DE LA MATERIA.

Se sabe que toda la materia está constituida por moléculas, éstas por átomos y cada átomo a su vez posee electrones en movimiento, los cuales, al moverse alrededor del núcleo simulan una corriente atómica que puede ser descrita apropiadamente por un dipolo magnético [13].

Cuando un material se coloca en presencia de un campo magnético externo, la interacción da como resultado un cambio en las propiedades magnéticas del material.

En este caso, comunmente se utiliza una nueva cantidad vectorial llamada campo magnetizante o vector de campo H, el cuál, proporciona información acerca de como cambia la intensidad del campo al penetrar en un medio material, y se expresa como [13]:

$$H = B - 4\pi M \quad A.1$$

donde $4\pi M$ es el campo generado por las corrientes atómicas del material, siendo M la magnetización que se define como el momento magnético por unidad de volumen y B el campo de fuerza aplicado. Por convención, aunque H y B tienen las mismas unidades, comunmente se designa a H en Oerstedes y a B en Gauss para diferenciar el campo en el exterior e interior del medio respectivamente.

En una gran cantidad de materiales existe una relación, aproximadamente lineal, entre H y M para campos magnéticos pequeños. Si se considera un medio lineal, homogéneo e isotrópico, la relación característica es [13]:

$$M = \chi H \quad A.2$$

donde la cantidad χ se denomina susceptibilidad magnética. Sustituyendo la relación anterior en la ec. A.1, se obtiene:

$$B = (1 + 4\pi\chi) H \quad A.3$$

donde al factor $(1 + 4\pi\chi)$ se le llama permeabilidad magnética y se designa con la letra μ . A la relación $B = \mu H$ se le conoce como ecuación constitutiva

Dado que para diferentes materiales existen diferentes tipos de respuestas al someterse a un campo magnético, estos se pueden

clasificar en diamagnéticos, paramagnéticos y ferromagnéticos.

A continuación se mencionan las características más importantes de las clasificaciones mencionadas.

a) Diamagnetismo.

El fenómeno del diamagnetismo se presenta en materiales cuyas componentes no presentan momento magnético. Bajo esas condiciones, cuando se aplica un campo magnético externo, se da lugar a un campo magnético inducido opuesto al aplicado [1].

El campo magnético resultante en el interior de dicho material es la suma vectorial del campo aplicado más el inducido y ya que ambos van en sentidos opuestos, la combinación va a ser un campo magnético menor que el aplicado.

Una de las características importantes de los materiales diamagnéticos es que son prácticamente independientes de la temperatura. Algunos metales y la mayoría de los no-metales son diamagnéticos, por ejemplo: la plata, el cobre, el bismuto, etc [1].

b) Paramagnetismo.

El paramagnetismo es un fenómeno que se presenta en materiales cuyas componentes muestran momento magnético no nulo; en éste, los dipolos magnéticos del material tienden a alinearse con el campo magnético externo aplicado, de tal forma, que este último se ve reforzado en el interior del material.

El fenómeno del paramagnetismo presenta fuerzas de alineamiento relativamente débiles (comparadas con las del ferromagnetismo), de aquí, que al aumentar la temperatura en estos materiales los efectos térmicos destruyan la alineación en el material [6].

Como ejemplos de materiales paramagnéticos se tienen las sales de hierro, la familia de las tierras raras, el sodio, potasio, oxígeno y algunos metales como el paladio, el platino, y los ferromagnéticos por arriba de la temperatura Curie, la cuál se describe posteriormente [1].

Las sustancias paramagnéticas, al igual que las diamagnéticas, se describen por su susceptibilidad más que por su permeabilidad debido a los ordenes de magnitud que presentan. En la mayoría de éstas, la susceptibilidad es del orden de 10^{-5} o menor [1].

c) Ferromagnetismo.

La característica principal de los materiales ferromagnéticos es que presentan una magnetización permanente, que solo se presenta en materiales de forma cristalina.

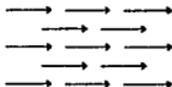
Existen diferentes tipos de ferromagnetismo según sea la dirección en que se encuentran orientados los momentos magnéticos de los dipolos que componen el material; estos son: ferromagnetismo común, antiferromagnetismo y ferrimagnetismo [7].

En el ferromagnetismo común, todos los momentos se encuentran orientados en la misma dirección, de tal forma que existe una magnetización resultante superior a la de cualquiera de los demás materiales. El ejemplo más común de este material es el hierro.

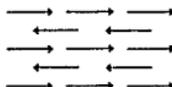
En el antiferromagnetismo se tienen dos tipos de momentos magnéticos. En éste, los momentos de dipolos contiguos se encuentran alineados antiparalelamente y son de magnitud igual, de tal forma que aún cuando las componentes tienen momento magnético individual, la magnetización total es nula. Un ejemplo de material antiferromagnético es el cromo.

El ferrimagnetismo consiste en que en un material, los momentos magnéticos en dipolos contiguos son antiparalelos y además de magnitud diferente, lo que hace que exista una magnetización total diferente de cero aunque de magnitud pequeña. Como ejemplo se tienen las ferritas. Esquemáticamente, cada una de las clasificaciones anteriores se representa como:

Ferromagnetismo



Antiferromagnetismo



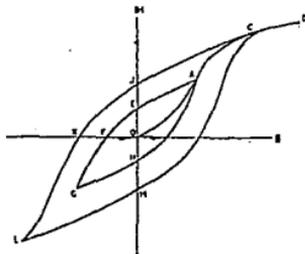
Ferrimagnetismo



FIG. A.1 Variantes ferromagnéticas (D.Hadfield, Permanent Magnets and magnetism, 1962).

Otra de las características más relevantes de los materiales ferromagnéticos es que su magnetización depende de varios factores, entre ellos: su historia magnética, la temperatura, etc.

Cuando un material ferromagnético interacciona con un campo magnético, al graficar el campo de inducción H contra el campo de fuerza B , -al que se somete la muestra inicialmente no magnetizada-, se obtiene la llamada curva de magnetización que permite caracterizar otras propiedades magnéticas de la muestra. Gráficamente, tal curva es la A.2.



OPACD
 AEFOWA
 OQOE
 OUKLM
 ON

Curva de magnetización inicial
 Ciclo de histeresis interior
 Magnetismo remanente
 Fuerza coercitiva
 Ciclo de histeresis
 Remanencia
 Coercitividad

FIG. A.2 Ciclo de histeresis (D.Hadfield, Permanent Magnets and Magnetism, 1962).

Para entender tal figura, se considera una muestra magnética (inicialmente no magnetizada) que se somete a un campo externo B. Si el campo aplicado se aumenta desde cero hasta un valor B_0 y luego se disminuye, se observa que las curvas que se obtienen no se superponen; a este fenómeno se le conoce como histeresis. Si se continúa disminuyendo el campo hasta un valor $B_1 = -B_0$ y luego se aumenta nuevamente hasta B_0 para cerrar el ciclo, la curva característica se conoce como ciclo de histeresis.

La porción OACD se conoce como la curva inicial y la AEFGBA se le conoce como curva de histeresis interior. Al valor de H cuando $B=0$ (OE) se denomina magnetismo remanente, y al de B cuando $H=0$ fuerza coercitiva. Conforme el campo magnetizante B se incrementa, el área de las curvas de histeresis también aumenta hasta que se acerca asintóticamente a un máximo a partir del cual todas las curvas de histeresis coinciden. A esta curva de histeresis máxima se le denomina "la curva de histeresis". Al valor de magnetismo remanente en esta curva máxima se le llama remanencia de saturación (OJ) y a la fuerza coercitiva coercitividad (OK). Finalmente, cuando H alcanza su valor máximo se dice que la muestra se satura.

Cabe mencionar que las sustancias diamagnéticas y paramagnéticas no presentan fenómeno de histeresis.

Ya que los materiales ferromagnéticos dependen fuertemente de la temperatura, es importante mencionar los cambios que se presentan al tomar a la temperatura como un parámetro no constante.

2.- VARIACIÓN DE LOS PARÁMETROS MAGNÉTICOS CON LA TEMPERATURA.

En el análisis de minerales magnéticos, es importante notar si la característica que se desea medir depende, o no, del estado físico del material. Se dice que una propiedad es intrínseca si depende de la composición y concentración del material y extrínseca si depende además del tamaño y de la forma del mismo.

Como estos dependen fuertemente de la temperatura, se tiene que para cada sustancia ferromagnética existe una temperatura llamada temperatura Curie (T_c) por encima de la cual se hace paramagnética, es decir, pierde sus propiedades de magnetización permanente. Este fenómeno se debe a que a ciertas temperaturas, el

movimiento de los dipolos por efectos térmicos es lo suficientemente grande que vence las fuerzas de alineación dentro del material.

Algunas propiedades extrínsecas son la Fuerza coercitiva y la permeabilidad ya que su magnitud depende en gran medida del tamaño del grano de la muestra, entre otros [4].

Las propiedades intrínsecas más comunes son la magnetización y la temperatura Curie [1].

La variación de las propiedades magnéticas con la temperatura se aprecian en el ciclo de histeresis de la muestra, ya que conforme la temperatura se acerca al punto Curie éstas disminuyen como se aprecia en la figura siguiente.

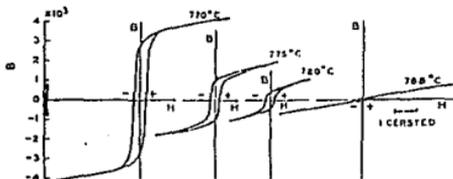


FIG 1.8 Variación del ciclo de histeresis de una muestra de Hierro cerca de la temperatura Curie (Bozort, Richard M, Ferromagnetism, 1953)

Nota: Las referencias utilizadas en este apéndice corresponden a las del capítulo 1.