



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN
CALORÍMETRO DIFERENCIAL

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA
(ÁREA: ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA)
P R E S E N T A :
DANIEL MARTÍNEZ GUTIÉRREZ



DIRECTOR DE TESIS:
ING. RAÚL RUVALCABA MORALES

CD. UNIVERSITARIA

MÉXICO, D.F., 1999.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

273811



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

PAGINATION

DISCONTINUA.

*A mis padres: Elías y María Carmen
por su apoyo incondicional.*

AGRADECIMIENTOS

Resultaría imposible agradecer en tan corto espacio, y además por la fragilidad de la memoria a toda la gente que de una u otra manera me ayudó a conseguir un título universitario. Sin embargo, deseo hacer patente mi gratitud a las siguientes personas, por haber significado tanto en mi vida:

- Al *Ing. Raúl Ruvalcaba Morales*, por compartir conmigo su experiencia y por brindarme su amistad y apoyo durante el desarrollo de este trabajo.
- Al autor intelectual del proyecto, *Dr. Antonio Reyes Chumacero*, por permitirme trabajar en este, así como por su enorme paciencia, tolerancia y gran disposición a ayudarnos.
- A mis padres *Eliás Martínez* y *Ma. Carmen Gutiérrez*, por todos los sacrificios hechos, así como por su apoyo a todas mis decisiones.
- A *Victoria Quevedo Olivares*, por su ayuda durante toda la carrera y por el impulso dado para terminar el trabajo de tesis.
- A mi abuelo, *Agapito Martínez*² que siempre fue un gran ejemplo a seguir.

Por último quiero agradecer al *Departamento de Mantenimiento*, en especial a la *Sección de Electrónica*, del *Centro de Instrumentos* de la *UNAM* por su apoyo en infraestructura, material, económico y humano, así como al *Laboratorio de Calorimetría y Termodinámica de Soluciones* de la *División de Estudios de Posgrado* de la *Facultad de Química* de la *UNAM*, por todas las facilidades otorgadas para la realización de este proyecto.

ÍNDICE

I.- INTRODUCCIÓN	1
II.- ANTECEDENTES	5
II.1 Sistemas Termodinámicos	6
II.2 Análisis calorimétrico	14
II.3 Otras técnicas calorimétricas	18
II.4 <i>Enfriadores</i> de efecto Peltier	24
II.5 Control Proporcional	29
II.6 Fuentes conmutadas	30
II.7 Modulación por ancho de pulso (PWM)	31
III.- DISEÑO DEL EQUIPO	34
III.1 Sistema térmico - mecánico	36
III.2 Sistema electrónico	38
III.2.1 Fuente de alimentación	38
III.2.2 Sensores de temperatura	44
III.2.3 Termómetro	47
III.2.4 Control de temperatura	52
III.2.5 Amperímetro	58
III.2.6 Agitador	61
III.2.7 Tacómetro	68
III.2.8 Tarjeta de adquisición de datos	73

IV.- PRUEBAS Y RESULTADOS	76
IV 1 Termómetro	77
IV.2 Control de temperatura	80
IV 3 Amperímetro	83
IV 4 Regulador de velocidad	85
IV.5 Tacómetro	87
IV.6 Tarjeta de adquisición de datos	90
V.- COMENTARIOS Y CONCLUSIONES	91
VI.- BIBLIOGRAFÍA	95
VI.- APÉNDICE A: HOJAS DE ESPECIFICACIONES	i
VII.- APÉNDICE B: DIAGRAMAS ELECTRÓNICOS	xxiv
VIII.- APÉNDICE C: PROGRAMAS DE CONTROL PARA LA TARJETA CONVERTIDORA ANALÓGICO - DIGITAL	xxix

Introducción

I. INTRODUCCIÓN

En la Facultad de Química de la UNAM uno de los objetivos es atender las necesidades de generación de conocimientos así como la producción de bienes y servicios para su transformación con el fin de mejorar la calidad de vida. Para ello realiza investigación de alto impacto, por lo que existe una gran necesidad de contar con equipos e instrumentos adecuados para llevar a cabo esta tarea, además de contar con personal calificado en estas áreas

Por lo general los equipos requeridos para la investigación resultan muy costosos además de que requieren de un mantenimiento periódico para mantenerlos en óptimas condiciones. Desgraciadamente la mayoría de estos equipos son de procedencia extranjera por lo que no se cuenta con la información técnica suficiente y en consecuencia se carece de personal técnico calificado para estas tareas

Por ello el Centro de Instrumentos surgió a fines de 1971 como un centro de servicio destinado al diseño y mantenimiento de equipo e instrumentación para la investigación científica considerando la política estatal de sustitución de importaciones y los altos precios que alcanzaban esos servicios en el ámbito comercial

Posteriormente, a partir de mediados de los años 80, las tendencias del país se dirigen a su incorporación plena a la economía globalizada, alterando la importancia y relevancia de las funciones inicialmente asignadas al centro y definiendo nuevas tareas, especialmente en el ámbito de la investigación y el desarrollo tecnológico, que empiezan a reorientar sus objetivos y su quehacer, hasta que finalmente en 1996 el Centro de Instrumentos se transforma oficialmente por acuerdo del Consejo Universitario y con el aval del Consejo Académico del Área de las Ciencias Físico Matemáticas y de las Ingenierías de un

centro de servicios en un centro de investigación incorporado a este último Consejo

Actualmente, el Centro tiene como objetivos

- Realizar investigación básica, aplicada y desarrollo de tecnología avanzada en física y cibernética aplicada, en las áreas de acústica, óptica, materiales y sensores, control, inteligencia artificial, redes neuronales, electrónica, metrología, instrumentación espacial y microondas, diseño mecánico, robótica y enseñanza de las ciencias experimentales
- Formar y capacitar recursos humanos a través de sus actividades de investigación, desarrollo, diseño y servicio,
- Proporcionar a la UNAM y a los diversos sectores de la sociedad asesoría científica, técnica y docente en las áreas de su especialidad, en función de *sus posibilidades y alcances*,
- Contribuir a la difusión de la ciencia y la tecnología, especialmente de la instrumentación

Es bajo estas condiciones, que por parte de la Facultad de Química, en particular en el Laboratorio de Calorimetría y Termodinámica de Soluciones, perteneciente a la División de Estudios de Posgrado de dicha Facultad, se pretende diseñar y construir un calorímetro diferencial con el propósito de generar tecnología propia y formar especialistas en el área

Debido a la complejidad que representaba la parte de automatización y control del calorímetro, se recurre al Centro de Instrumentos en busca de asesoría para el diseño y construcción de la parte electrónica del sistema.

Entonces el problema consistía en diseñar y construir todos los módulos electrónicos que contribuyeran a mejorar el prototipo desarrollado por el laboratorio

Los principales objetivos del diseño son

- Simplicidad de operación
- Facilidad de mantenimiento
- Resolución en la medición de temperatura de hasta la centésima de grado
- Integración máxima posible de todos los subsistemas

A lo largo de este trabajo, se presentan los diseños propuestos e implementados para lograr estos objetivos, así como las pruebas y resultados obtenidos. Asimismo, se consigna toda la información técnica posible para simplificar las tareas de mantenimiento del calorímetro

Antecedentes

II. ANTECEDENTES

En este capítulo se presenta una síntesis de los conceptos básicos necesarios para el desarrollo del trabajo

II.1 Sistemas termodinámicos

Se denomina *sistema termodinámico* a la porción de espacio y su contenido. El sistema se encuentra situado en el interior de una superficie cerrada que lo separa del resto del universo o "medio exterior". Esta superficie puede ser real o ficticia. Las dimensiones del sistema deben ser suficientemente grandes para que se puedan definir en él propiedades macroscópicas.

Las superficies de separación, o límites, del sistema pueden ser rígidas o deformables y a través de ellas pueden efectuarse cambios de energía y de materia con los alrededores o medio exterior. Las superficies que permiten el flujo de calor se denominan *superficies diatérmicas*. En cambio, superficies constituidas por materiales que son malos conductores de la *energía térmica* se denominan *adiabáticas*. Un sistema en estas condiciones sólo puede cambiar de estado por medio del trabajo. Un vaso de Dewar o recubrimientos de asbesto son buenas aproximaciones de paredes adiabáticas.

El sistema se llama cerrado cuando sólo se efectúan transferencia de energía (calor y trabajo), y abierto, cuando a través de sus paredes se realizan intercambios de energía y de materia.

El sistema es aislado cuando no intercambia energía ni materia con sus alrededores. Dicho de otro modo, un sistema aislado es aquel que posee paredes rígidas, adiabáticas e impermeables.

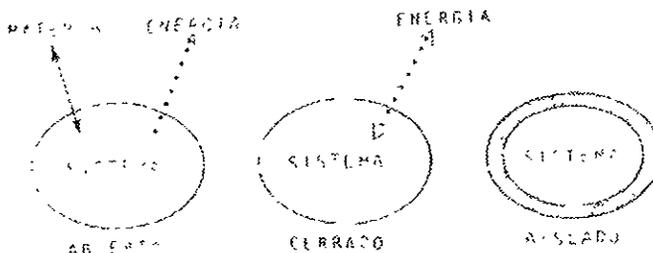


Figura II. 1 Sistemas Termodinámicos

Los sistemas se clasifican también en homogéneos y heterogéneos. Un sistema es homogéneo cuando sus propiedades físicas o químicas son siempre iguales en cualquier punto del mismo. Por tanto, el sistema será heterogéneo cuando está formado por subsistemas homogéneos de propiedades físicas distintas. Cada una de las partes de un sistema heterogéneo con propiedades físicas constantes constituye una fase.

La descripción de estado de un sistema termodinámico se realiza mediante los valores que poseen determinadas propiedades macroscópicas, denominadas variables o coordenadas termodinámicas, tales como el volumen, la temperatura, la densidad, el índice de refracción, la composición química o el momento magnético. Todas ellas en general, pueden medirse directamente, y para su comprensión no se exigen hipótesis especiales sobre la estructura de la materia.

No todas las variables son independientes, de manera que basta conocer los valores de un pequeño número de variables para caracterizar al sistema. A estas variables independientes se les denomina *variables o coordenadas de estado* y las variables restantes pueden expresarse en función de ellas.

Un sistema determinado puede alcanzar un estado en el cual las variables macroscópicas toman un valor constante, *independientemente del tiempo*, se dice

entonces que el sistema se encuentra en un estado de equilibrio termodinámico. Normalmente un equilibrio termodinámico lleva consigo.

- a) Un equilibrio térmico la temperatura es la misma en todos los puntos del sistema
- b) Un equilibrio mecánico la presión es la misma en todos los puntos del sistema
- c) Un equilibrio químico la composición química es la misma en todos los puntos del sistema

La definición de equilibrio térmico nos exige que el sistema sea homogéneo, porque si el sistema es heterogéneo diremos que se encuentra en equilibrio cuando las variables termodinámicas sean idénticas en cada una de las fases de que conste, aunque éstas sean distintas en una fase u otra

Cuando un sistema homogéneo está en equilibrio termodinámico, entre sus variables de estado existe una relación que es su ecuación de estado. En gases o líquidos puros estas variables son la presión, el volumen y la temperatura (sistemas pVT), y la ecuación de estado es del tipo $f(p, V, T) = 0$. En otros sistemas el problema de determinar su ecuación de estado requiere de métodos experimentales complejos así como incurrir en la teoría cinética. A continuación se enlistan algunas ecuaciones de estado

Sistema	Ecuación de estado
Gas ideal	$pV = nRT$
Gas de Van der Waals	$\left(p + \frac{n^2 a}{V^2}\right)(V - nb) = nRT$
Gas de Berthelot	$\left(p + \frac{n^2 A}{TV^2}\right)(V - nb) = nRT$
Gas real	$pV = A + \frac{B}{V} + \frac{C}{V^2} + K$
Sólido simple	$V = V_0(1 + \alpha t - \beta p)$
Hilo tenso	$\frac{dl}{l} = \lambda dt + \frac{l}{AY} dp$
Sólido paramagnético	$M = C \frac{N}{T}$ (ley de Curie)

Tabla II. 1 Ecuaciones de estado de diversos sistemas

Lo mismo que en mecánica, un sistema termodinámico puede estar en

- Equilibrio estable. si al modificar ligeramente sus condiciones vuelve a su estado original
- Equilibrio inestable. si al modificar ligeramente sus condiciones desaparece el equilibrio
- Equilibrio metastable, cuando es estable para pequeñas modificaciones, pero inestable para mayores cambios

Se denominan variables extensivas (o aditivas) de un sistema a aquellas cuyo valor depende de las dimensiones del sistema, y con frecuencia son proporcionales a la cantidad de sustancia considerada. Ejemplos de estas son la masa, la carga eléctrica, el número de moles, el volumen y otras magnitudes de naturaleza termodinámica, como la energía interna, la entalpía y la entropía. El valor de la variable extensiva se aproxima a cero cuando el sistema se reduce a un punto.

En cambio, variables como la temperatura, la presión, el potencial eléctrico, la concentración de una disolución, que no dependen de la masa ni del volumen del sistema reciben el nombre de variables intensivas y estas describen las características específicas de un sistema en un estado determinado

El equilibrio entre dos sistemas se expresa por la igualdad de factores intensivos

Se dice que un sistema experimenta un proceso o transformación termodinámica cuando al modificar alguna ligadura interna o externa, alguna de sus variables de estado se modifica con el tiempo. Los estados inicial y final del proceso se consideran en equilibrio. Si a lo largo de un proceso permanece constante alguna de las variables, p , V , T , el proceso se denomina

- Isóbaro, cuando p es constante
- Isótero, cuando V es constante
- Isotermo, cuando T es constante
- Adiabático, cuando Q es cero

En termodinámica es muy importante distinguir entre las magnitudes que caracterizan un estado y las que caracterizan una transformación. Por ejemplo, la temperatura y el volumen definen un estado y las variaciones de temperatura y volumen durante una evolución dependen sólo de los estados inicial y final. En cambio, el calor y el trabajo son magnitudes que caracterizan la transformación y dependen, por tanto, de la forma que esta se realizó.

El estado de equilibrio de un sistema depende de la proximidad de otros sistemas y de la naturaleza de la superficie que los separa. Si esta superficie es buena conductora de calor, la experiencia nos dice que el sistema modifica su estado hasta alcanzar un nuevo equilibrio: se trata entonces de una superficie diatérmica. En cambio, si la superficie de separación está formada por una

sustancia mala conductora, el equilibrio del sistema no se modifica y la superficie se llama adiabática

Se admite entonces, que todo sistema en no equilibrio, sometido a condiciones exteriores constantes alcanza finalmente un estado de equilibrio (postulado de existencia del equilibrio termodinámico)

La ley cero de la termodinámica establece que:

- a) Dos sistemas aislados, A y B, puestos en contacto prolongado alcanzan el equilibrio térmico
- b) Si A y B separadamente están en equilibrio con C están en equilibrio térmico entre sí (propiedad transitiva)

Todos los sistemas en equilibrio térmico con un sistema de referencia poseen en común una misma propiedad: su temperatura

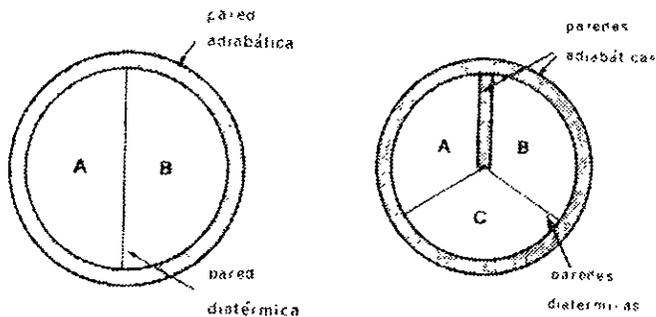


Figura II. 2 Ley Cero de la Termodinámica

El trabajo mecánico se define como la energía que se transfiere entre un sistema y el medio que lo rodea cuando entre ambos se ejerce una fuerza. Si el sistema como conjunto ejerce una fuerza sobre el medio exterior, dando lugar a un desplazamiento, el trabajo se denomina externo. Puede ocurrir también que el trabajo se realice entre partes distintas de un sistema, por lo que entonces el

trabajo desarrollado es interno. Desde el punto de vista de la termodinámica sólo se considera el trabajo externo con la siguiente convención:

- $W > 0$ si el sistema realiza trabajo sobre los alrededores
- $W < 0$ si los alrededores realizan trabajo sobre el sistema

Así para evaluar el trabajo total realizado por el sistema, en una transformación finita con variaciones de volumen:

$$W = \int_{V_1}^{V_2} p dV$$

cualquiera que sea la forma o constitución interna del sistema

El primer principio de la termodinámica establece que el trabajo total es el mismo en todos los procesos adiabáticos, que corresponden a los mismos estados de equilibrio inicial y final de un sistema

$$-W_{i,f} = F(X_1, X_2)$$

siendo F una función del sistema que depende sólo del estado inicial definido por la serie de variables independientes X_1 y del estado final definido por la serie de variables independientes X_2

En general, entre los estados inicial y final, se cumplirá siempre que

$$-W_{a,d} = U_2 - U_1$$

lo cual nos define una propiedad del sistema, tal que la diferencia entre sus valores en los estados inicial y final es igual al trabajo total realizado por el sistema a lo largo de cualquier proceso adiabático que una aquellos estados de equilibrio. Esta propiedad es llamada energía interna

Los procesos reales difícilmente son adiabáticos, ya que se establece un flujo de calor Q entre el sistema y sus alrededores. Por tanto, Q es una medida de la cuantía en que la transformación no es adiabática. Este calor puede definirse cuantitativamente en función del trabajo. Sea W el trabajo recibido por el sistema en estas circunstancias no adiabáticas para que se efectúe el mismo proceso desde t_1 hasta t_2 (temperaturas inicial y final respectivamente). Este trabajo es distinto del trabajo W_{ad} de cualquier proceso adiabático entre los mismos estados extremos de aquí que tengamos

$$W \neq W_{ad} \quad \text{o} \quad W \neq U_2 - U_1$$

De acuerdo al principio de conservación de la energía, esta desigualdad sugiere que cierta energía se ha transferido por un proceso distinto del de realización de trabajo. Esta energía cuya transferencia ha sido motivada por una diferencia de temperatura entre el sistema y los alrededores se denomina calor y viene dada por la diferencia entre las magnitudes W y W_{ad}

$$W - W_{ad} = Q$$

expresión que permite medir el calor desde un punto de vista operacional. Teniendo en cuenta que $-W_{ad} = U_2 - U_1$, resulta

$$Q - W = U_2 - U_1$$

En los procesos que se verifican a presión constante el trabajo asociado a una variación de volumen $V_2 - V_1$ es

$$W = p(V_2 - V_1)$$

y teniendo en cuenta que el primer principio de la termodinámica resulta, para la variación de energía interna del proceso, la expresión

$$U_2 - U_1 = Q - p(V_2 - V_1)$$

es decir,

$$Q_p = (U_2 + pV_2) - (U_1 + pV_1) = H_2 - H_1$$

La suma $(U + pV)$ se denomina entalpía. Como U , p y V son propiedades del sistema, la entalpía constituye una función de estado, es decir, la variación de la misma es independiente del camino seguido y nula cuando la transformación realiza un ciclo. El concepto de entalpía es muy importante en aquellos sistemas en que tiene lugar una reacción química. En este caso ΔH , o diferencia entre la entalpía de los productos finales y la entalpía de los reactivos, resulta ser el calor de reacción a presión constante.

II.2 Análisis calorimétrico

En el análisis térmico diferencial (ATD) se miden las temperaturas de la muestra y de un material de referencia térmicamente inerte en función de la temperatura programada (que por lo general se aplica a la muestra). Cualquier transición de la muestra resulta en un desprendimiento o absorción de energía, presentándose una correspondiente desviación en la temperatura de dicha muestra con respecto a la de referencia. Esta temperatura diferencial (ΔT), graficada en función de la temperatura programada (T) a la que está siendo sometida todo el sistema, indica la temperatura a la que se verifica una transición y si esta es endotérmica o exotérmica.

La calorimetría de exploración diferencial (CED) está estrechamente relacionada con el ATD. En este método, la muestra y el material de referencia también se someten a una temperatura cuyas variaciones están perfectamente programadas. Sin embargo, cuando se verifica una transición en la muestra, se añade o se sustrae energía al recipiente de la muestra o del material de referencia para mantener ambas sustancias a la misma temperatura. Debido a que este suministro de energía es exactamente equivalente en magnitud a la energía absorbida o desprendida por la transición que se produce, un registro de

esta energía de equilibrio proporciona una medición calorimétrica directa de la energía de transición

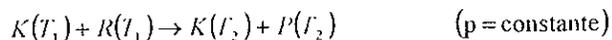
La información que se obtiene con las técnicas de ATD y CED, combinadas con análisis termomecánicos modelos de difracción de rayos X y análisis químicos de los residuos y de los gases desprendidos, proporciona una estimación cualitativa y cuantitativa de las reacciones en estado sólido. Se pueden efectuar comparaciones de datos con pruebas sucesivas, utilizando diferentes condiciones ambientales y presiones

Los métodos empleados en reacciones calorimétricas más comunes son las técnicas adiabáticas e isotérmicas

El cálculo del calor de reacción a partir de las de las cantidades medidas en un calorímetro adiabático es el siguiente debido a que el sistema está perfectamente aislado, de tal manera que no hay flujo de calor desde o hacia el sistema y la presión es constante, la primera ley de la termodinámica para cualquier transformación en el calorímetro es -

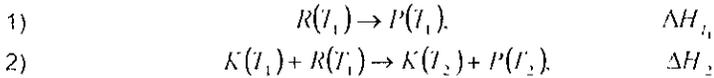
$$\Delta H = Q_p = 0 \quad (1)$$

El cambio de estado se puede representar mediante



en donde K simboliza el calorímetro, R los reaccionantes y P los productos. Como el sistema está aislado, la temperatura final T_2 difiere de la inicial T_1 , ambas temperaturas se miden con la máxima exactitud posible.

Se puede suponer que el cambio de estado ocurre en dos etapas



Mediante la ecuación (1), la ΔH total es igual a cero de manera que $\Delta H_1 + \Delta H_2 = 0$ o $\Delta H_2 = -\Delta H_1$. La segunda etapa es simplemente una variación de temperatura del calorímetro y los productos de reacción de manera que

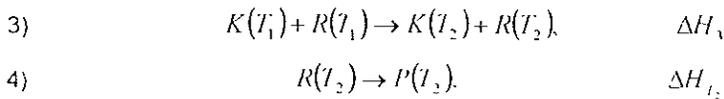
$$\Delta H_2 = \int_{T_1}^{T_2} [C_p(K) + C_p(P)] dT$$

y obtenemos para el calor de reacción a T_1

$$\Delta H_{T_1} = -\int_{T_1}^{T_2} [C_p(K) + C_p(P)] dT \quad (2)$$

Si se conocen las capacidades caloríficas del calorímetro y de los productos de la reacción se puede calcular el calor de reacción a T_1 a partir de las temperaturas medidas T_1 y T_2

Se puede imaginar otra alternativa para las etapas de reacción



Nuevamente, la ΔH total es cero, de manera que $\Delta H_3 + \Delta H_{T_2} = 0$ o

$$\Delta H_{T_2} = -\Delta H_3 = -\int_{T_1}^{T_2} [C_p(K) + C_p(R)] dT \quad (3)$$

Si se conocen las capacidades caloríficas del calorímetro como de los reaccionantes el calor de reacción a T_2 se puede calcular a partir de esta última ecuación

Si no se conocen las capacidades caloríficas requeridas, el valor de ΔH_2 se puede medir como sigue. Se enfrían el calorímetro y los productos hasta la temperatura inicial T_1 (esto supone que T_2 es mayor que T_1). Mediante una corriente eléctrica que circula por una resistencia sumergida en el calorímetro se lleva el calorímetro y los productos de T_1 a T_2 ; la variación de entalpía en esta etapa es ΔH_2 . Esta se puede relacionar con el trabajo eléctrico disipado en la resistencia el cual se puede medir con bastante exactitud. Este trabajo es el producto de la corriente, la caída de potencial y el tiempo.

Si se incluye el trabajo eléctrico, dU , a presión constante, la primera ley de la termodinámica se convierte en

$$dE = dQ - pdV - dU \quad (4)$$

Diferenciando $H = E + pV$ a presión constante, tenemos $dH = dE + pdV$. Sumando esta ecuación con la ecuación (4) se obtiene

$$dH = dQ - dU \quad (5)$$

Para un proceso adiabático, dQ es igual a cero, y al integrar la ecuación (5) se obtiene

$$\Delta H = -U \quad (6)$$

Aplicando esta última ecuación al método descrito de llevar eléctricamente el calorímetro y los productos de la temperatura inicial a la final, tenemos $\Delta H = U$ y como $\Delta H_1 + \Delta H_2 = 0$, obtenemos

$$\Delta H_1 = U \quad (7)$$

Como se ha destruido trabajo en el medio ambiente, tanto U como ΔH_1 son negativos. La reacción es exotérmica. Para reacciones endotérmicas se modifica el procedimiento de manera evidente.

Si se dispone de una bomba calorimétrica de tal modo que el volumen sea constante en vez de la presión, el argumento no varía. Se reemplazará simplemente en todas las ecuaciones ΔH por ΔE y C_p por C_v .

II.3 Otras técnicas calorimétricas

La técnica de flujo de calor ideada por Tian y posteriormente modificada por Calvet ha sido ignorada por los investigadores en este campo.

Tian midió el calor de una reacción exotérmica compensando el calor desprendido con enfriamiento proporcionado por un dispositivo de enfriamiento termoeléctrico. El calor de la reacción era igual al calor extraído, y este a su vez era calculado por la medida de la corriente del enfriador termoeléctrico en el tiempo. Para una reacción endotérmica, la reacción era compensada por calentamiento Joule. Así, en este método, el cálculo de la capacidad calorífica y las fugas térmicas no es necesario, puesto que las mediciones son hechas bajo condiciones de temperatura constante.

Calvet modificó la vasija de Tian para ser un calorímetro diferencial en el cual una de las cámaras servía como referencia y esta se mantenía a temperatura

del termostato La segunda cámara era la vasija de reacción Para una mayor exactitud Calvet empleó compensación interna parcial: del 90 al 95 % del calor total de la reacción fue compensada por enfriamiento Peltier (reacciones exotérmicas) o por calentamiento Joule (reacciones endotérmicas) El calor no compensado era determinado exactamente por la medición de la temperatura de la cámara de reacción con respecto de la cámara de referencia, como función del tiempo a través de los métodos clásicos

Este microcalorímetro está formado por dos celdas de plata, A_1 y A_2 , que definen el espacio donde se realizan las experiencias calorimétricas Cada una de estas celdas está rodeada por una termopila, formada por un gran número de termopares distribuidos uniformemente entre las celdas y el sumidero calorífico constituido por un bloque de aluminio, B relativamente grande El bloque está situado en el interior de un termostato de recintos múltiples (aluminio - amianto) cuya temperatura se mantiene constante mediante una resistencia de calefacción y una unidad de control de temperaturas Éste conjunto está rodeado de material aislante y cerrado en un recipiente metálico

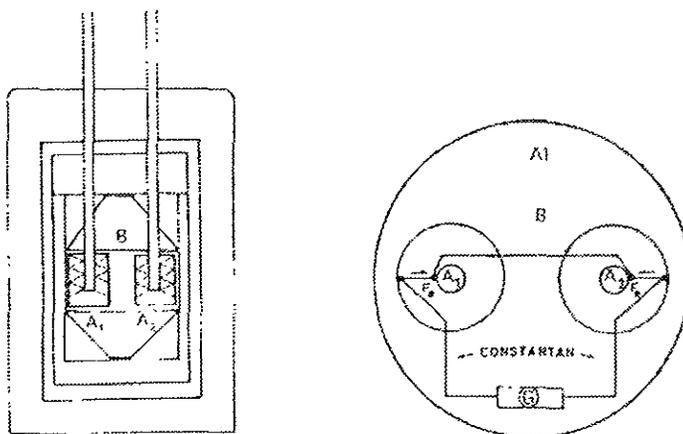


Figura II. 3 Implementación del Calorímetro de Fin - Calvet

Los termopares de cada termopila están conectados en serie entre sí, y sus soldaduras se encuentran en contacto térmico con A y B. Las termopilas están conectadas en oposición con el fin de anular las fugas térmicas; una de ellas actúa como elemento de laboratorio, mientras que la otra hace de elemento testigo

Cuando la celda laboratorio tiene lugar un efecto térmico, la mayor parte del calor producido en la celda es transmitido al sumidero calorífico B por conducción calorífica a lo largo de los termopares. La fuerza electromotriz de esta termopila es proporcional a la diferencia de temperaturas $t_1 - t_2$ entre A y B, el galvanómetro, G está situado en el circuito de las termopilas y registrará una desviación Δ proporcional a $t_1 - t_2$:

$$\Delta = k(t_1 - t_2)$$

en donde k es la desviación del galvanómetro correspondiente a la variación de un grado de temperatura

La potencia calorífica $\Phi = \frac{dQ}{d\tau}$, desarrollada en la celda en el instante τ , se invierte a) en flujo de calor Φ_1 , que transmite la celda proporcionalmente a la diferencia de temperatura $t_1 - t_2$

$$\Phi_1 = \alpha(t_1 - t_2)$$

en donde α se denomina coeficiente de fuga térmica, b) en elevar la temperatura del recinto interno, si llamamos β a la capacidad calorífica de la celda y su contenido, la potencia consumida por esta razón en el tiempo $d\tau$ será

$$\Phi_2 = \beta \frac{dt_1}{d\tau}$$

siendo dt_1 la elevación de la temperatura correspondiente, por tanto

$$\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 = \alpha(t_1 - t_2) \cdot \beta \frac{d\Delta}{d\tau}$$

y de aquí tenemos

$$\Phi = \frac{\alpha}{k} \Delta + \frac{\beta}{k} \frac{d\Delta}{d\tau}$$

debido a que t_2 permanece casi constante. Ésta última ecuación se conoce como la *ecuación de Tian*

Integrando ésta ecuación se deduce la magnitud de la cantidad de calor, Q producida en el intervalo de tiempo $\tau_2 - \tau_1$

$$Q = \int_{\tau_1}^{\tau_2} \Phi d\tau = \frac{\alpha}{k} \int_{\tau_1}^{\tau_2} \Delta d\tau + \frac{\beta}{k} \int_{\tau_1}^{\tau_2} d\Delta$$

La integral $\int \Delta d\tau$ representa el área comprendida bajo la curva $\Delta = f(\tau)$ y el eje de tiempo de tiempo, τ entre los límites τ_1 y τ_2 (termograma). La integral $\int d\Delta$ representa la diferencia $\Delta_2 - \Delta_1$ de las desviaciones galvanométricas entre los instantes τ_1 y τ_2 . El aparato se calibra previamente determinando las constantes $\frac{\alpha}{k}$ y $\frac{\beta}{k}$. Para ello se utilizan patrones radiactivos de largo periodo que suministran un flujo de calor Φ constante e independiente de la temperatura, o sustancias estándar cuyos efectos térmicos están perfectamente determinados en laboratorios especiales.

El calibrado del microcalorímetro puede realizarse también mediante el efecto Joule producido en una resistencia conocida al pasar por ella una corriente de intensidad conocida

Cuando en la celda actúa una potencia calorífica constante Φ se observa una desviación Δ del *spot* del galvanómetro que se hace constante una vez que se hace constante una vez alcanzado el régimen estacionario. En ese momento, la ecuación de Tian se reduce a

$$\Phi = \frac{\alpha}{k} \Delta$$

ya que $\frac{d\Delta}{d\tau} = 0$ por ser Δ constante.

La relación

$$\frac{\alpha}{k} = \frac{\Phi}{\Delta}$$

representa la potencia calorífica que hace falta producir para mantener una desviación en el galvanómetro de una unidad

Para determinar la relación $\frac{\alpha}{k}$ se registran las desviaciones del *spot* del galvanómetro, obteniendo una curva como la indicada en la figura, en donde se aprecia el cero experimental, la etapa de calentamiento, el régimen estacionario correspondiente a Δ constante y la etapa de enfriamiento

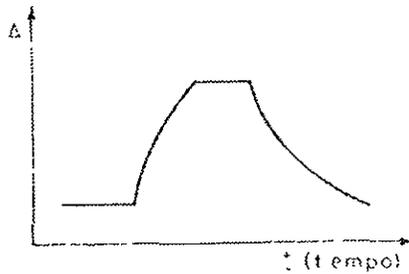


Figura II.4 Termograma

Como $\Phi = i^2 R$, conocido Δ se determina α_k y una vez conocida esta relación, se realiza otra medición para determinar Φ , $\int \Delta dt$ y $\Delta_2 - \Delta_1$, pudiéndose entonces determinar la relación β/k

Las áreas obtenidas al integrar las curvas correspondientes a los termogramas son proporcionales a los efectos caloríficos producidos en la termopila durante la experiencia

Conocida el área a correspondiente a cada determinación y la constante α_k que se determinó en el calibrado, la relación.

$$Q = \frac{\alpha}{k} \frac{a}{v}$$

en donde v es la velocidad de desplazamiento del papel del registrador gráfico, nos permite conocer el calor desarrollado en la experiencia.

Los calorímetros isotérmicos tienen la ventaja de no requerir mediciones de la capacidad calorífica, y ninguna corrección es necesaria para el intercambio de

calor entre el calorímetro y el ambiente. El uso de este tipo de calorímetros se ha limitado principalmente a aquellos sistemas donde la tasa de generación de energía es muy lenta, teniendo entonces la dificultad de mantener la temperatura constante. La temperatura puede permanecer constante haciendo que la energía desprendida del calentador variable sea igual que la energía surgida de la reacción química, o del proceso físico, más la energía removida, por un enfriador del tipo Peltier.

II.4 Enfriadores de efecto Peltier

Los enfriadores termoeléctricos son dispositivos de estado sólido capaces de bombear calor. Estos son muy útiles en el enfriamiento de pequeñas unidades tales como dispositivos sensores de carga acoplados (CCD), fotodiodos y láseres semiconductores.

El principio de operación está relacionado al efecto Seebeck, el cual señala que una diferencia de temperatura entre dos juntas genera una *fem*. El efecto Peltier implica pasar una corriente a través de una junta que produce calentamiento o enfriamiento dependiendo de la dirección del flujo de la corriente. El principio básico se ilustra en la siguiente figura.

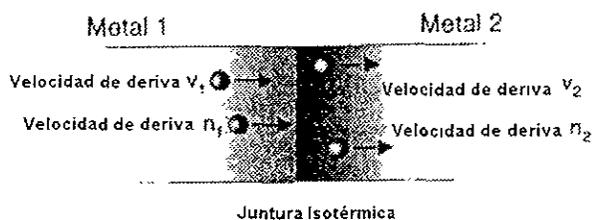


Figura II. 5 Efecto Peltier en una junta metálica

de aquí podemos ver que los electrones fluyen de derecha a izquierda a través de la unión de los metales

Las propiedades de estado sólido del metal determinan el promedio de energía de los electrones en conducción, E_1 para el metal 1 y E_2 para el metal 2. Así los electrones del metal 1 transportarán energía a la unión a razón de

$$E_m = n_1 E_1 v_1$$

y de manera similar, la energía en el otro lado de la juntura es

$$E_{out} = n_2 E_2 v_2$$

La diferencia entre estos dos términos es la energía tomada de o por los átomos en la rejilla. Como la corriente deberá ser siempre la misma en la juntura, entonces podemos establecer la siguiente relación

$$I = n_1 v_1 q = n_2 v_2 q$$

donde q es el cambio en la carga electrónica e I es la corriente. El calor neto que fluye de la juntura es

$$E_{out} - E_m = \frac{I}{q} (E_2 - E_1)$$

Por lo tanto, el calor extraído por el dispositivo Peltier es directamente proporcional a la corriente y a la diferencia en la energía transportada por los electrones en conducción.

El efecto Peltier es debido a las propiedades de volumen de los metales, ya que la capacidad térmica de los electrones en conducción cambia al cruzar la unión. En metales normales, como por ejemplo cobre y acero, el efecto Peltier es muy pequeño y difícilmente medible. De hecho, el calentamiento por efecto

óhmico es mucho mayor. Sin embargo, en los semiconductores el efecto es apreciable y puede ser empleado como un método útil para enfriamiento.

Los enfriadores termoeléctricos consisten de arreglos de juntas p-n conectadas en serie entre dos placas cerámicas térmicamente conductoras. De esta forma, el calor es absorbido en una de las placas, transfiriéndose a través de los semiconductores y abandonando el dispositivo vía la otra placa: por lo tanto estrictamente hablando el dispositivo es una bomba de calor.

El calor es absorbido en la junta polarizada en inversa y emitido hacia la junta que está polarizada en directa. Un material semiconductor con una baja barrera de potencial es requerido, por lo que compuestos de telurio y bismuto son adecuados, para que la suficiente cantidad de portadores minoritarios pueda ser generada a la temperatura de operación.

Debido a que el dispositivo es reversible, este puede ser empleado también para calentamiento, permitiendo que un elemento pueda ser mantenido a temperatura constante para variaciones ambientales por arriba, o por debajo, de un punto de operación.

Los dos parámetros de interés en un enfriador termoeléctrico son la máxima temperatura que puede ser mantenida a través del dispositivo y la cantidad de calor que puede ser bombeado. La máxima diferencia de temperatura es cuantificada para cuando no se tiene una carga térmica externa sobre una de las placas (cuando no hay ningún elemento a enfriar). El segundo parámetro se refiere a la cantidad de calor que puede ser aplicado a una de las placas para reducir la diferencia entre ellas a cero; comúnmente se designa a este como Q_{\max} . Bajo estas condiciones toda la potencia eléctrica está siendo usada para prevenir que la placa que está enfriada llegue a estar más caliente que la otra.

El procedimiento para la elección del enfriador termoeléctrico más adecuado para la aplicación es el siguiente.

Primero se requiere saber la máxima diferencia de temperatura a la cual va a ser sometido el dispositivo además de determinar la carga térmica máxima. La carga térmica puede consistir de dos tipos activa o pasiva, o bien una combinación de ambas.

Se llama carga activa al calor disipado por el dispositivo que va a ser enfriado. Generalmente este es igual a la potencia de entrada del mismo y puede ser determinada por la siguiente ecuación:

$$Q_{\text{activa}} = \frac{V^2}{R} = I^2 R$$

Las cargas térmicas pasivas son de naturaleza parásita y pueden consistir de radiación, convección o conducción.

La carga pasiva por radiación se considera insignificante cuando los sistemas están operando en ambientes gaseosos debido a que las otras pérdidas pasivas son mucho mayores. Esta es más significativa en sistemas con pequeñas cargas activas y diferencia de temperatura grande, especialmente cuando están operando en vacío. La ecuación fundamental para calcular la carga por radiación es:

$$Q_{\text{radiado}} = F \epsilon \sigma A (T_{\text{ambiente}}^4 - T_c^4)$$

Las pérdidas por convección en un sistema son función del área expuesta y la diferencia de temperatura entre ésta área y el ambiente que lo rodea, siendo significativas en ambientes gaseosos con pequeñas cargas activas o bien grandes.

diferencias de temperatura. Para estimar la magnitud de ellas se emplea la siguiente relación

$$Q_{conveccion} = hA(T_{aire} - T_c)$$

La carga térmica conductiva en un sistema puede ocurrir a través de los alambres de conexión, en los tornillos para el montaje, etc. los cuales forman un camino térmico desde el dispositivo que va a ser enfriado hasta el disipador de calor o al ambiente. Este tipo de carga se determina a través de la siguiente expresión

$$Q_{conduccion} = \frac{kA\Delta T}{L}$$

Si se presentan pérdidas combinadas por convección y conducción, se puede determinar su magnitud de acuerdo a la relación

$$Q_{pérdida} = \frac{A\Delta T}{\frac{x}{k} + \frac{1}{h}}$$

Algunos diseños requieren un ajuste en la cantidad de tiempo necesario para alcanzar la temperatura deseada, el cuál puede ser estimado de acuerdo a

$$t = \frac{\rho V c_p (T_1 - T_2)}{Q}$$

II.5 Control proporcional

La forma básica de control en un sistema con realimentación es un control proporcional en la que la acción correctiva que se toma es proporcional al error

$$x = K_p e$$

donde x es la variable manipulada, K_p es la ganancia proporcional y e es la señal de error

La respuesta de la acción de control se presupone instantánea. No hay tiempo de retraso entre el cambio de la señal de error y la correspondiente cambio en la variable manipulada. La función de transferencia para un controlador proporcional es

$$G(s) = \frac{X(s)}{E(s)} = K_p$$

que en el dominio de la frecuencia se expresa como

$$G(j\omega) = \frac{X(j\omega)}{E(j\omega)} = K_p$$

Así las características de respuesta a la frecuencia de un control proporcional son una relación de módulos constante y un ángulo de fase constante nulo. Aunque el control proporcional es la forma básica de control, el hecho de que no se pueda eliminar por completo el error en la salida controlada podría ser una desventaja. Para mantener la salida en un valor dado es necesario un error de estado estacionario.

La aplicación del control proporcional implica que la ganancia sea lo más elevada posible, pero mantenerla lo más alto posible incrementa la tendencia a la inestabilidad, por lo que se hace necesario compensar

Un controlador con acción proporcional es un amplificador lineal. Su variación de fase debe ser despreciablemente pequeña dentro del margen de frecuencias en que la ganancia del lazo del sistema de control es mayor que la unidad. Por ejemplo, un controlador de este tipo es un amplificador operacional con realimentación resistiva.

11.6 Fuentes conmutadas

Una fuente conmutada es un convertidor de DC a DC de elevado rendimiento, el cual consta de inductores y capacitores para almacenar energía y uno o varios interruptores que se abren y cierran para regular el voltaje en las terminales de carga. El factor de servicio del interruptor se controla generalmente mediante un lazo de retroalimentación para estabilizar el voltaje de salida.

Existen dos tipos básicos de fuentes conmutadas: convertidores directos y convertidores paralelos o de retorno. En ambas configuraciones se emplea un inductor como elemento almacenador de energía. En el convertidor directo el inductor se conecta en serie con la carga. La energía circula a la vez por la bobina y la carga mientras el interruptor de la fuente permanece cerrado. En el convertidor de retorno, la bobina se conecta en paralelo con la carga. La energía se almacena en la bobina durante el periodo de conducción y se transfiere a la carga durante el periodo de desconexión del interruptor.

Las fuentes conmutadas tienen rendimientos muy altos ya que son osciladores que sus frecuencias de operación son típicamente de 20 kHz, para minimizar el tamaño de los inductores, alimentados a transformadores donde el voltaje puede elevarse o reducirse según se requiera. La salida del secundario se

rectifica y filtra según se requiera para obtener el nivel de voltaje deseado. La función principal del circuito de control es sensar la salida y ajustar el ciclo de trabajo de los transistores del oscilador para mantener la salida constante independientemente de las variaciones del voltaje de entrada y la corriente de descarga. Esto también se traduce en reducir el tamaño de la fuente y en consecuencia su peso, además de que el tamaño del transformador de línea se reduce y no requiere de más de un devanado.

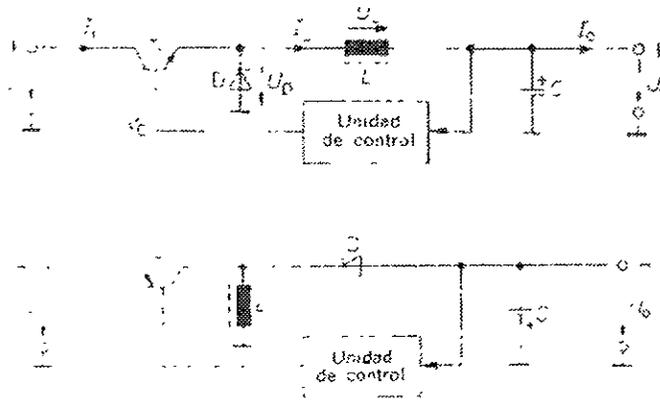


Figura II. 6 Configuraciones básicas de una fuente conmutada

II.7 Modulación por ancho de pulso (PWM)

Una forma de onda PWM consiste en una secuencia de pulsos, donde el ancho de cada uno es proporcional a los valores de una señal mensaje en los instantes de muestreo. La generación de una onda PWM se muestra en la figura II.3. Como el ancho de pulso no puede ser negativo es necesario añadir una polarización de cd a la señal antes de ser modulada. Una forma de onda de modulación de amplitud por impulsos (PAM) se genera entonces de la señal polarizada y se añade una secuencia de pulsos triangulares sincronizados. La señal se corta a nivel por un circuito que rinde una salida A, cuando esté por encima del nivel de corte.

Esta señal tiene una componente de DC, la cual es útil para polarización de dispositivos que funcionen con este tipo de corriente. Esta componente esta en función únicamente del ciclo de trabajo de la forma de onda PWM. Si definimos cada pulso como.

$$f(t) = \begin{cases} V & 0 \leq t \leq t_a \\ 0 & t_a < t \leq T \end{cases}$$

donde T es el periodo del pulso y t_a es el tiempo que permanece en alto. Entonces la magnitud de la componente de DC será

$$\begin{aligned} V_{DC} &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{t_a} V dt = \frac{t_a}{T} V \end{aligned}$$

entonces el voltaje de DC es proporcional al ciclo de trabajo

$$V_{DC} = \delta V$$

donde el ciclo de trabajo se define como la razón del tiempo en alto con respecto al periodo

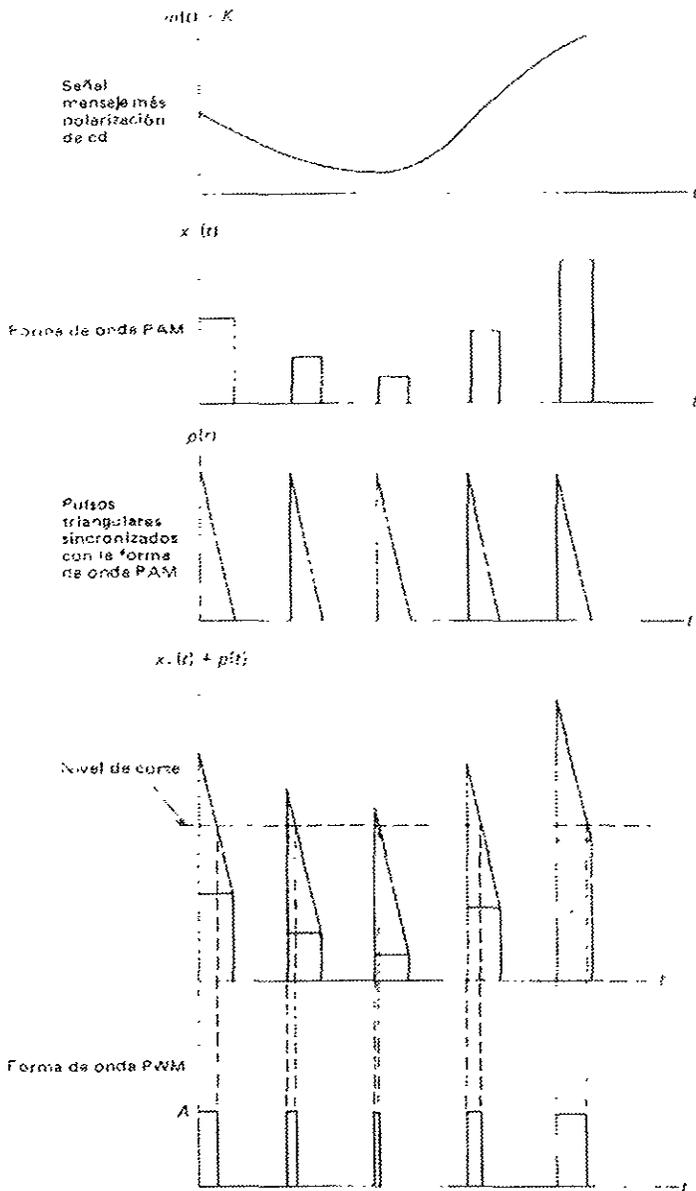


Figura II.7 Generación de una forma de onda PWM

Diseño del Equipo

III DISEÑO DEL EQUIPO

La implementación del calorímetro se hizo pensando en que pudiera operar en dos modos como calorímetro titulador y calorímetro diferencial. Se decidió emplear la técnica de Calvet utilizando un solo dispositivo calefactor – enfriador. El siguiente diagrama muestra la implementación propuesta.

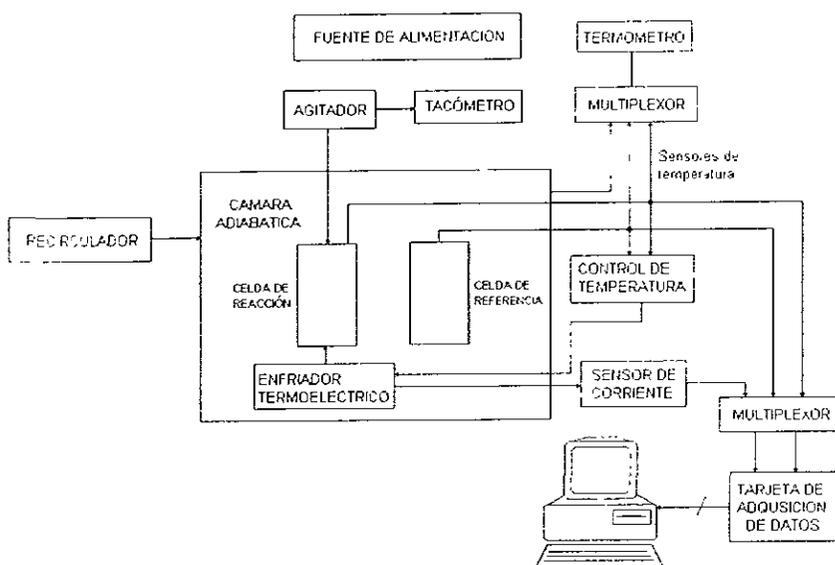


Figura III. 1 Diagrama de bloques de la implementación propuesta para el calorímetro diferencial

Para la descripción del equipo, se ha dividido este en dos partes: el sistema térmico - mecánico y el sistema electrónico. El primero consta de: el recirculador, la cámara adiabática, las celdas de reacción y referencia. El sistema electrónico consta de los bloques restantes que se ilustran en la figura. A continuación se describirá brevemente el sistema térmico - mecánico mientras que el sistema electrónico será descrito a mayor detalle.

III.1 Sistema Térmico – Mecánico

El sistema térmico – mecánico fue desarrollado en el Laboratorio de Calorimetría y Termodinámica de Soluciones (CALORTERSO) de la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Química de la UNAM por el Dr. Antonio Reyes Chumacero. Dicho sistema está constituido por las siguientes partes

- Recirculador
- Cámara adiabática
- Celdas de *reacción y referencia*

El objeto del recirculador es extraer el calor de la cámara adiabática con el fin de mantener la temperatura constante de la misma. Este equipo es de la marca Colora y emplea una mezcla de agua y anticongelante para intercambiar el calor de la cámara. Dicho equipo es empleado también en otros instrumentos que se encuentran en el laboratorio.

La cámara adiabática fue construida en madera de $\frac{1}{2}$ pulgada¹ con un volumen aproximado de 55 dm^3 . En su interior contiene una vasija de latón de $20 \times 15 \text{ cm}$ en forma elipsoidal con una entrada de $\frac{1}{2}$ pulgada para conectar la manguera del recirculador. Todo el espacio interior restante es llenado con un material mineral que no permite el flujo de calor del interior hacia el exterior y viceversa.

También se dispone de otra vasija, esta construida en acero inoxidable de forma elipsoidal de $15 \times 10 \text{ cm}$. Esta vasija se introduce dentro de la otra vasija de latón con el propósito de contener el par de celdas del calorímetro. Si se requiere este recipiente puede ser llenado de agua, para ayudar a mantener la temperatura del interior de la cámara.

¹ 1 pulgada = 2.54 cm

Las celdas para contener las soluciones están construidas en acero inoxidable son de forma cilíndrica con diámetro de 1 pulgada y un volumen de 15 mililitros². Ambas celdas cuentan con tapones de teflón de forma cónica para ser sellados herméticamente. El tapón de la celda de reacción cuenta con tres perforaciones: una para introducir el sensor de temperatura (13/64 de pulgada), otra para adicionar algún reactivo mientras se efectúa la prueba (3/64 de pulgada) y una más para introducir un agitador (3/16 de pulgada). El tapón de la celda muestra sólo posee una perforación que permite introducir el sensor de temperatura correspondiente.

Las celdas deberán tener un fondo perfectamente plano, ya que ambas son colocadas en una barra de aluminio para su soporte. Además, la celda de reacción debe tener adherido el elemento termoelectrónico, con el correspondiente disipador de calor. Es por ello que la barra de aluminio permite tener una trayectoria de calor hacia la vasija de manera que este pueda ser extraído de la cámara adiabática y en consecuencia mantenerse la temperatura de la misma.

² 1 mililitro = 1 cm³

III.2 Sistema Electrónico

El sistema electrónico, objeto de esta tesis, fue desarrollado en la Sección de Electrónica del Departamento del Centro de Instrumentos de la UNAM, en colaboración con CALORTERSO.

Para la implementación del calorímetro era necesario diseñar y construir los siguientes módulos

- Fuente de alimentación
- Termómetro
- Control de temperatura
- Amperímetro
- Agitador
- Tacómetro

Además, como es necesario llevar un registro en el tiempo de las variables del calorímetro, se necesita una tarjeta de adquisición de datos que nos permita capturar toda esta información, para ser procesada posteriormente

A continuación se describe a detalle el diseño de dichos módulos.

III.2.1 Fuente de alimentación

El sistema debe contar con una fuente de alimentación simétrica de ± 5 V con variaciones en el voltaje del $\pm 5\%$, y una corriente máxima de salida de 1.5 A. Para la implementación de esta se decidió emplear el circuito integrado LM 2587 de la serie Simple Switcher de National Semiconductor. Este circuito permite la construcción de fuentes conmutadas con salidas múltiples sin necesidad de agregar demasiados componentes externos, debido a sus características, entre las cuales se encuentran las siguientes:

- Rango de voltaje de entrada 4 - 40 V
- Corriente de salida máxima: 5 A
- Función de encendido suave que reduce la corriente de avalancha durante el encendido
- Frecuencia de conmutación fija del oscilador interno 100 kHz
- Operación en modo de corriente para mejorar la respuesta transitoria, regulaci3n de lnea y lmite de corriente
- Protecci3n del transistor de salida contra temperatura, corriente y bajo voltaje
- Tolerancias en el voltaje de salida de $\pm 4\%$ m3ximo bajo condiciones de carga y de lnea

El diagrama de bloques del circuito es el siguiente

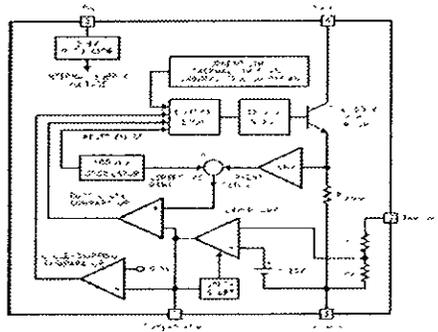


Figura III. 2 Diagrama de bloques del circuito integrado LM2587

Adem3s existe una serie de inductores y transformadores expresamente fabricados por la compa1a Coilcraft para el dise1o de fuentes de alimentaci3n conmutadas empleando el LM2587. La siguiente tabla muestra los n3meros de parte as3 como sus caracter3sticas de los transformadores dise1ados por la compa1a

NÚMERO DE PARTE	L (μH)	RAZÓN DE TRANSFORMACIÓN	AISLAMIENTO PRI/SEC V_{RMS}
Q4435-B	22	1:1	500
Q4434-B	22	1:1	500
Q4436-B	22	1:2.5:2.5	500
Q4337-B	22	1:2.5:2.5	500
Q4343-B	85	1:8:8	500
Q4344-B	85	1:35:8:8	500
Q4437-B	55	1:5:1:167:1:167	500
Q4338-B	66	1:5:1:167:1:167	500
Q4438-B	65	1:1:2:1:2	500
Q4339-B	66	1:1:2:1:2	500
S6057-A	47	1:1	500
S6000-A	47	1:1	500

Tabla III. 1 Características de los transformadores de la serie Simple Switcher fabricados por Coilcraft

Para facilitar el diseño, National provee un software, Switchers Made Simple, el cual es un sistema experto que determina el valor de los componentes pasivos (resistencias, capacitores e inductancias), así como cuales deben de ser los elementos semiconductores (diodos) y la mejor elección del circuito integrado. El mismo programa determina los valores máximos de rizo, corriente de conmutación y la resistencia térmica del disipador.

La gran ventaja del paquete es que podemos diseñar de acuerdo a los requerimientos de nuestro sistema, obteniéndose así una primera aproximación, que después podemos ajustar a los valores comerciales más cercanos, dándonos de esta manera el diseño final de la fuente. La mayor utilidad que representa esto, es que podemos ajustar el valor de la inductancia a los valores comerciales de la serie de Coilcraft, lo cual simplifica en gran medida la implementación.

Empleando esta herramienta, el diseño de la fuente es como sigue. se indican los valores de voltaje y corriente de salida, así como el intervalo de voltaje de entrada

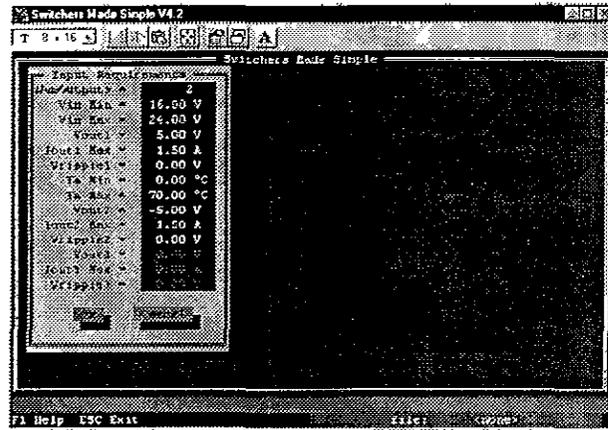


Figura III. 3 Pantalla de diseño del programa Simple Switcher

Los parámetros de temperatura de operación, voltaje de rizo pueden dejarse sin especificar, y entonces el sistema toma los valores que por default tiene especificados voltaje de rizo del 5% del valor nominal del voltaje de salida y el intervalo de temperatura de operación de 0 a 70 °C.

Después de oprimir Ok, el sistema determinará cuales son los componentes que deberán emplearse para la implementación. Debido a que seleccionamos dos salidas, la configuración que el sistema elegirá será la conocida como *fly back*, la cual involucra un transformador, que el sistema caracteriza únicamente por la magnitud de la inductancia del devanado primario del mismo, así como por la relación de transformación.

La siguiente figura muestra la pantalla que presenta el programa una vez que ha calculado los valores de los componentes de la fuente

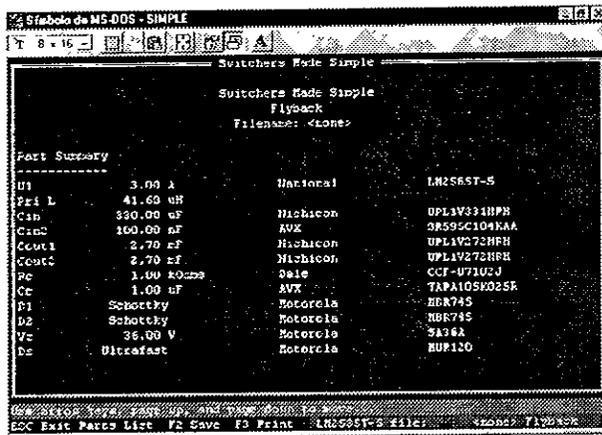


Figura III. 4 Pantalla que muestra los componentes calculados por el programa

Como los valores del transformador no corresponde a los valores comerciales que fabrica Coilcraft, se oprime ESC para tener acceso al menú principal, y de esta manera elegir la opción editar componentes, en donde especificaremos el valor deseado del mismo: valor de la inductancia del primario de 85 μ H y relación de transformación de 0.8 (transformador Q4343-B)

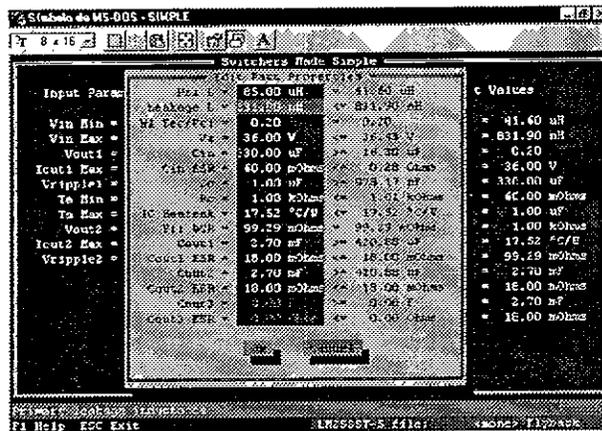


Figura III. 5 Pantalla para modificar los valores de los componentes calculados por el programa

Oprimiendo Ok, el sistema recalculará los valores de los componentes de la fuente sin modificar los parámetros que nosotros modificamos. De esta manera, los nuevos valores que determina el sistema experto son:

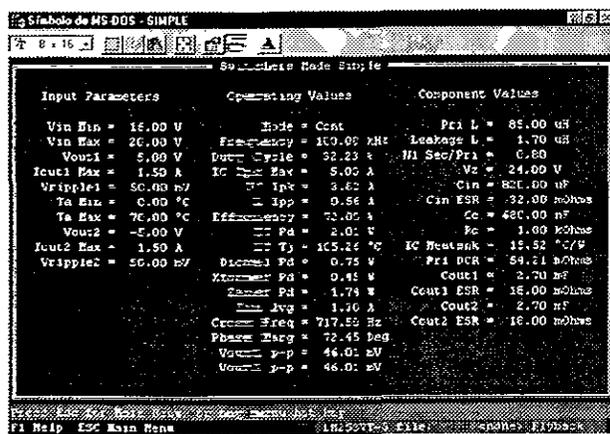


Figura III. 6 Pantalla de los resultados después de modificar los valores de algunos de los componentes

El software determina así mismo los análisis de estabilidad y térmico y con la opción esquemático podemos obtener el diagrama de la fuente

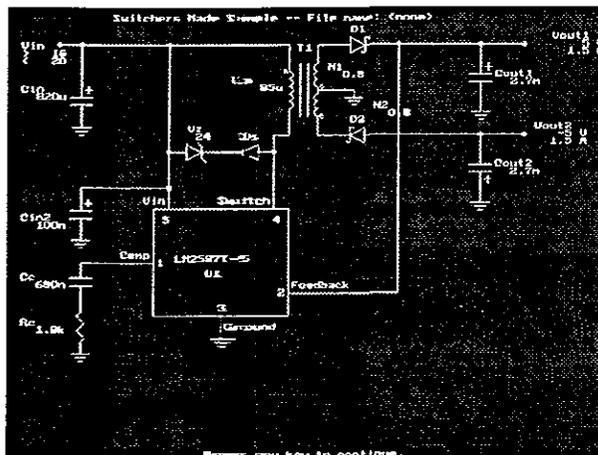


Figura III. 7 Diagrama esquemático producido por Simple Switcher

III.2.2 Sensores de temperatura

Para registrar la temperatura de la cámara, así como de la celda de referencia y la celda de reacción se emplean tres circuitos integrados LM335Z. Estos transductores poseen internamente una red de linealización, así como toda la circuitería asociada para proporcionar un voltaje de salida directamente proporcional a la temperatura absoluta. Este está regido por la siguiente ecuación

$$V_{oT} = V_{oT_0} \times \frac{T}{T_0} \quad [\text{V}]$$

siendo

V_{oT_0} - Voltaje de salida a la temperatura de referencia en Volts

T_0 - Temperatura de referencia en Kelvin

T - Temperatura a sensar en Kelvin

La configuración básica del circuito es mostrada en la figura. Se puede apreciar que sólo se necesita polarizar el CI por medio de una resistencia, la cuál debe ser seleccionada de tal forma que para escala máxima aseguremos que el circuito sea polarizado por la corriente mínima de operación 400 μA , mientras que a temperatura ambiente o de referencia la corriente de polarización sea de 5 mA. Mientras nos encontremos dentro de este margen de corrientes podemos asegurar que el circuito trabajará correctamente sin detrimento de sus características.

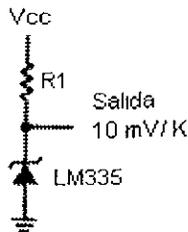


Figura III. 8 Configuración básica del sensor de temperatura LM335

Tomando en cuenta que el voltaje de la fuente es de 5 V, la temperatura máxima de operación de 45 °C y la temperatura de referencia de 20 °C, además de que la pendiente de la recta del voltaje de salida es de 10 mV/K, entonces la resistencia de polarización será de

$$\begin{aligned} V_{0 \text{ a } 45^\circ\text{C}} &= 2.931 \times \frac{318.15}{293.15} \\ &= 3.181 \text{ V} \end{aligned}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{0 \text{ a } 45^\circ\text{C}}}{I_{min}} = \frac{5 - 3.181}{4 \times 10^{-4}}$$

$$R_1 = 4547.5 \quad \Omega$$

y para temperatura ambiente:

$$V_{0 \text{ a } 20^\circ\text{C}} = 2.931$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{0 \text{ a } 20^\circ\text{C}}}{I_{max}} = \frac{5 - 2.931}{5 \times 10^{-4}}$$

$$R_1 = 413.8 \quad \Omega$$

por lo que una resistencia que caiga dentro del valor del intervalo $4547.5 \geq R_f \geq 413.8 \quad \Omega$ garantizará que el transductor se encuentra correctamente polarizado. Si escogemos R_f de 2 k Ω , el circuito estará polarizado por una corriente que va desde los 0.9 mA a 1 mA, lo cual se traduce en una corriente de polarización de $1\text{mA} \pm 10\%$. En el peor caso, cuando la temperatura alcanzara un valor de -40°C , la corriente de polarización tendría una magnitud de 1.33 mA, que aunque es un 33 % mayor a la corriente de diseño, no causa ningún daño al dispositivo ni afecta su funcionamiento. De igual forma, cuando se tuviera una temperatura de 125°C , la corriente sería de 509 mA, dando la máxima variación, pero aún así dentro del intervalo de corriente proporcionado por el fabricante.

III 2.3 Termómetro

Para facilitar el manejo del calorímetro, se requiere mostrar la magnitud de la temperatura tanto de la celda de referencia, como de la celda de reacción. Esto con el fin de poder agregar más titulante a la celda de reacción cuando la diferencia de temperatura entre esta y la celda de referencia sea cero. Además también se requiere de monitorear constantemente la temperatura del termostato (cámara adiabática) para verificar que esta permanece constante.

Para ello se propone la implementación de un termómetro, que permita tener la lectura de las temperaturas en un desplegado digital. Como los sensores de temperatura entregan un voltaje proporcional a la temperatura absoluta, y la escala que se emplea con más frecuencia en el laboratorio es la escala Celsius, pues es necesario realizar la conversión a esta, para ello contamos con la relación

$$T_{C} = T_{K} - 273.15$$

lo cual nos indica que debemos de restar 2.7315 V al voltaje proporcionado por el sensor de temperatura.

Para la implementación del termómetro es necesario una referencia de voltaje a 2.7315 V, un convertidor analógico digital y los drivers necesarios para los desplegados de siete segmentos.

El circuito integrado ICL7107J, el cual es un convertidor analógico digital de 3 ½ dígitos posee todos los bloques necesarios para este propósito (excepto la referencia de 2.7315 V). Este circuito es fabricado en tecnología CMOS, por lo que posee una impedancia de entrada muy alta, e internamente contiene una referencia de voltaje, reloj, driver para polaridad y decodificadores de siete segmentos. El diagrama de bloques de la sección analógica y digital se presenta en la siguiente figura.

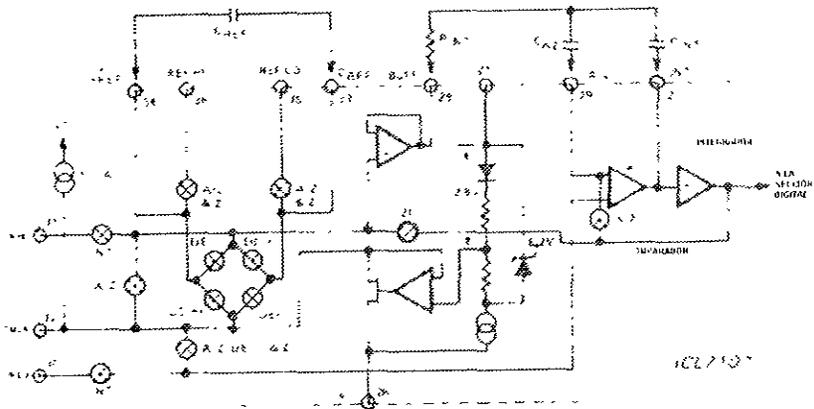


Figura III. 10 Sección analógica del ICL7107

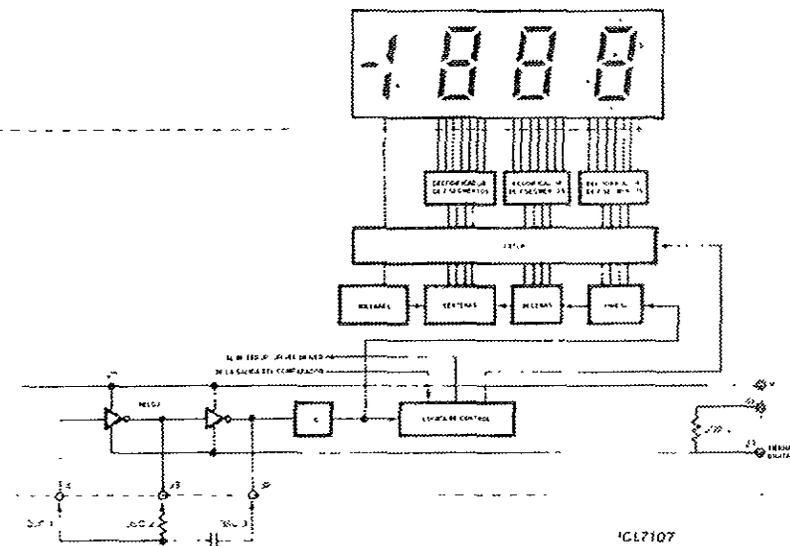


Figura III. 11 Sección digital del ICL7107

La aplicación típica de este circuito es como voltímetro digital, y de acuerdo a los valores de los componentes el intervalo de lectura puede estar entre los -200 a 200 mV, o bien de los -2 a 2 V. En este caso se empleó la configuración típica de -2 a 2 V

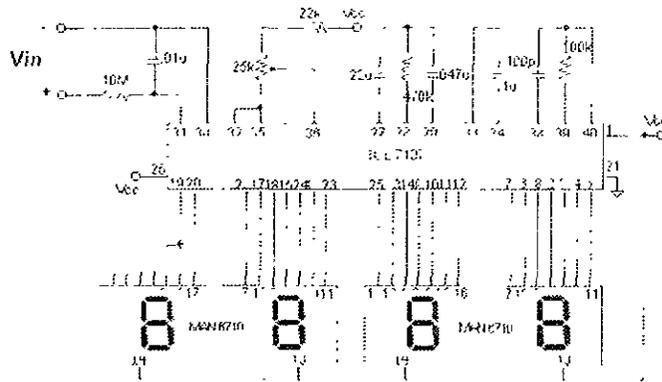


Figura III. 12 Configuración del ICL7107 como voltímetro digital

El circuito emplea una técnica de conversión de doble pendiente, la cual permite rechazar las señales de interferencia en modo común. Además, la versión fabricada por Maxim posee un integrador de fase cero, el cual permite eliminar efectos de histéresis del circuito.

Para asegurar que el integrador no se sature, se debe tener cuidado en la selección del capacitor. El valor nominal del capacitor deberá ser de $22 \mu\text{F}$ para tener tres lecturas por segundo, cuando el reloj corre a 48 kHz , además debe tener una baja absorción en el dieléctrico para minimizar errores de linealidad. También se debe tener cuidado con el ruido del sistema, ya que este influye directamente sobre la puesta a cero del circuito. Para esto se dispone de un capacitor de auto – cero, que para la escala de 2 V deberá tener un valor de $0.047 \mu\text{F}$. Aumentar el valor de este capacitor se traduce en una disminución de ruido, sin embargo introduce histéresis. Con el integrador de fase, esto no sucede.

La frecuencia del oscilador interno está dada por la siguiente relación

$$f = \frac{0.45}{RC} \quad [\text{Hz}]$$

si tomamos R igual a 100 kΩ, y una frecuencia de reloj de 48 kHz para tener tres lecturas por segundo, entonces el valor del capacitor será de 93.75 pF, que aproximándolo al valor comercial más cercano será de 100 pF

La referencia de voltaje interna deberá ser ajustada al valor de 1 V para escala completa de 2 V. El capacitor de referencia deberá tener un valor de 0.1 μF para prevenir errores de rollover cuando existen voltajes de modo común muy grandes. Si se emplea un capacitor de 0.1 μF este error permanecerá típicamente a la mitad de cuenta.

El calor generado dentro del circuito por la corriente drenada para el desplegado provoca fluctuaciones en la temperatura del chip, lo cual puede provocar cambios en la lectura debido a variaciones de voltaje en el voltaje de referencia. Reduciendo la potencia disipada por el circuito se puede disminuir este efecto. Una forma de reducirlo es empleando desplegados de ánodo común de bajo voltaje o bien una reducción del mismo. Esto se puede lograr colocando una resistencia en serie con la terminal del ánodo del desplegado. También se podría obtener el mismo efecto al colocar un diodo rectificador, ya que disminuiría el voltaje efectivo en el ánodo del desplegado. Esta última alternativa es más viable cuando no se quiere que la brillantez del desplegado no disminuya, como ocurre con la resistencia, ya que al estar más segmentos encendidos, y al estar limitada la corriente por la resistencia, la brillantez de los mismos disminuye.

Para generar el voltaje de referencia de 2.731 empleamos el arreglo siguiente

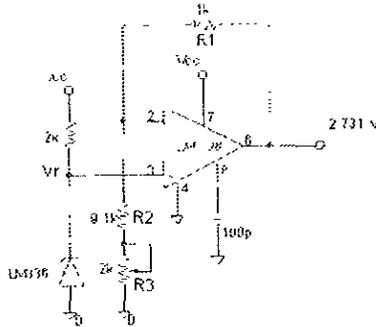


Figura III. 13 Referencia de 2.731 V

El amplificador operacional LM308 se emplea como amplificador no inversor. Este dispositivo tiene la característica de tener una baja deriva con respecto a la temperatura, además de poseer terminales que permiten compensar en frecuencia. El circuito LM336-2.5 es una referencia de voltaje fija a 2.5 V con un bajo coeficiente de temperatura e impedancia dinámica de 0.2 Ω. La combinación de ellos nos permite obtener el voltaje de referencia de 2.731 V. El voltaje de salida del amplificador está dado por:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3} \right) V_r \quad [V]$$

de manera que ajustando R_3 podemos obtener a la salida los 2.731 V necesarios para obtener la lectura en °C. Para obtener mayor precisión en el ajuste se emplea un potenciómetro multivoltas, y las demás resistencias deberán ser de película de metal, cuyas tolerancias son del 1%. La configuración final del circuito es la siguiente.

básicos. estos elementos proporcionan calentamiento o enfriamiento dependiendo del sentido en que se haga circular la corriente. Además tienen la ventaja de ser de tamaño reducido, no contienen partes móviles que se desgasten o requieran de mantenimiento y operan a bajos voltajes.

El control de temperatura cuenta con un elemento de este tipo, y opera en forma proporcional. El emplear este tipo de controlador es con el propósito de tener una mayor estabilidad, ya que en este caso siempre existe un pequeño error residual, aún cuando este ha alcanzado su respuesta final, de manera que el TEC no pasa de un estado de encendido a apagado (caso de un controlador ON/OFF) prolongando su vida útil. El diagrama del circuito propuesto se muestra enseguida.

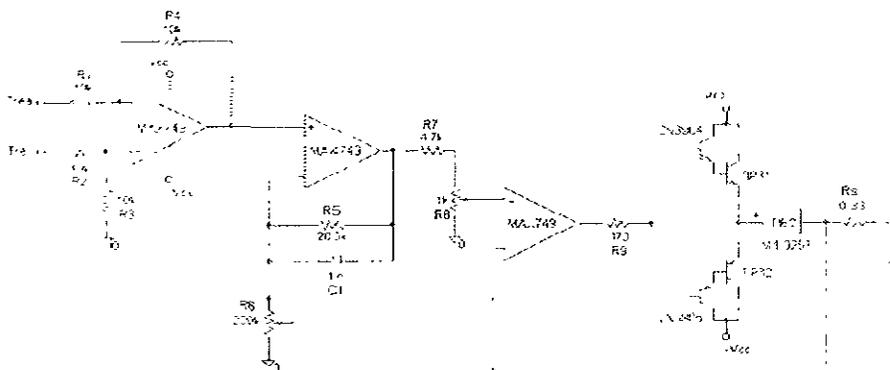


Figura III. 15 Control Proporcional Bipolar de Temperatura empleando un TEC

La primera parte del circuito constituye un amplificador de error. A este llegan las señales de temperatura de la celda de referencia (T_{ref}) y temperatura de la celda de reacción (T_{rea}). El voltaje de salida del amplificador de error es.

$$V_u = \left(\frac{R_1 + R_4}{R_1} \right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) V_{ref} - \frac{R_4}{R_1} V_{rea}$$

pero como $R_1=R_2=R_3=R_4=10\text{ k}\Omega$, entonces simplemente tenemos que:

$$V_o = V_{ref} - V_{ica}$$

de aquí que tengamos directamente la señal de error entre ambas temperaturas. Esta señal de error, es alimentada al segundo amplificador, el cual es un amplificador no inversor con ganancia ajustable. Este bloque constituye nuestro elemento proporcional del control, y el voltaje a la salida será

$$V_o = \frac{R_5 + R_6}{R_6} \cdot V_u$$

así de esta forma podemos tener control sobre la ganancia del amplificador únicamente con la manipulación de R_6 . Cuando el potenciómetro se encuentra en su posición de mínima resistencia, la ganancia del amplificador será muy alta, casi como en malla abierta, sin embargo cuando se encuentra en la posición máxima, la ganancia del amplificador será de 2, ya que $R_5=R_6$

Como podemos ajustar la ganancia del amplificador tan alta como queramos esto puede provocar que el control empiece a oscilar, para ello, es necesario colocar una red de compensación, y esto lo logramos a través de C_s . Un capacitor de $0.1\text{ }\mu\text{F}$ nos proporciona un amplio margen de estabilidad.

El último amplificador forma un amplificador de potencia de simetría complementaria. R_8 nos proporciona un ajuste en la corriente del amplificador. Como se recordara, el TEC enfriará o calentará dependiendo del sentido de la corriente que circule a través de él. En este caso, la corriente invertirá su sentido de acuerdo al voltaje de salida del amplificador proporcional, o bien lo mantendrá hasta que el error entre las temperaturas sea muy cercano a cero. Si el voltaje es $V_a < 0$, entonces los transistores PNP estarán encendidos, mientras que los

transistores NPN estarán cortados, cerrando entonces la trayectoria de corriente a través del TEC y en sentido $- a +$, por lo que el TEC enfriará (aquí en este caso $T_{ref} > T_{rea}$) En el caso de que $V_a > 0$, entonces ocurre lo contrario, siendo ahora el flujo de corriente a través del TEC de $+ a -$, y por tanto este calentará (este es el caso cuando $T_{ref} < T_{rea}$)

Un punto medular del diseño es la elección del amplificador operacional ya que este debe tener un bajo nivel de offset, además de respuesta rápida. Además debemos considerar una baja deriva con respecto a temperatura. Maxim fabrica el circuito integrado MAX 479, el cual contiene cuatro amplificadores operacionales con las siguientes características: $17 \mu A$ de corriente de polarización, $70 \mu V$ de voltaje de offset, $250 pA$ de corriente de offset de entrada y deriva de $0.5 \mu V/^{\circ}C$. Es fabricado en tecnología CMOS, por lo que posee una alta impedancia de entrada ($2 G\Omega$). También este integrado es capaz de trabajar con una sola fuente de $5 V$. además de permitir como entrada $0 V$. National Semiconductor fabrica el circuito LMC6064, el cual también es fabricado con tecnología CMOS y con características similares. Al implementar el control con ambos circuitos encontramos ciertas diferencias, resultando la mejor opción el MAX 749.

La resistencia R_s nos permite sensar la corriente que fluye a través del TEC, además de proporcionarnos mediante la polaridad de la caída de voltaje en ella su sentido.

Como se puede notar, la corriente demandada por el TEC, será proporcionada directamente de la fuente de alimentación, la cual deberá estar perfectamente regulada y con un contenido de rizo menor al 10% , lo cual se traduce en pérdidas menores al 1% en la potencia disipada por el dispositivo.

La elección del TEC deberá de estar en función de la cantidad de calor que deba ser removido y de la diferencia de temperatura máxima entre la cara caliente y la cara fría. Para la aplicación, no requerimos de grandes gradientes de

temperatura entre caras y la carga térmica es principalmente el calor desprendido o absorbido en la reacción. Las pérdidas por radiación y convección son mínimas ya que nos encontramos dentro de un ambiente controlado, y podemos despreciarlas. Las pérdidas por conducción también no son muy significativas, ya que el principal camino térmico lo constituye el disipador de calor y la barra de aluminio que lo sostiene. Así que para nuestra aplicación elegimos un TEC con una capacidad de disipación media fabricado por Marlow Industries. El modelo seleccionado es el MI1025T, cuya disipación de potencia máxima es de 5 W, consume una corriente máxima de 1.8 A y opera a voltajes máximos de 4.4 V. Las dimensiones del dispositivo son: 11 mm de largo, 8.8 mm de ancho y un grosor de 2.1 mm. Esto es importante, ya que este deberá ser montado en la celda de reacción, la cuál tiene 25.4 mm de diámetro, y por tanto las dimensiones no deben exceder este límite, para que todo el calor emitido por el TEC sea aprovechado en la celda.

La selección del disipador de calor que se debe usar es crucial para el buen funcionamiento del sistema. Todos los TEC requieren de un disipador, ya que de no tenerlo estos podrían destruirse. La diferencia de temperatura del sistema es típicamente muy diferente a la del gradiente de temperatura del TEC. Un parámetro de diseño típico es el límite de temperatura máximo al cual el disipador se va a elevar sobre la temperatura ambiente. La temperatura del disipador afecta directamente a la temperatura del lado caliente del enfriador, la cuál a su vez afecta a la temperatura que se puede alcanzar del lado frío. La resistencia térmica del disipador se puede evaluar por la siguiente expresión:

$$\theta = \frac{T_1 - T_2}{Q} \quad \left[\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right]$$

donde T_1 es la temperatura del disipador, T_2 es la temperatura ambiente o la temperatura del medio refrigerante y Q es la carga térmica total del disipador.

El objetivo del disipador es minimizar la resistencia térmica, y esto se logra a través de del área expuesta del mismo, además de que puede requerir circulación de aire forzada o de algún líquido. Los valores típicos de la resistencia del disipador van de los 0.5 a 5 °C/W, sin emplear ningún método de enfriamiento forzado. En el caso del calorímetro, podemos considerar que se tiene enfriamiento forzado, ya que el recirculador se encarga de mantener la temperatura de la cámara constante, por lo que la resistencia del disipador puede disminuir al rango de 0.02 a 0.5 °C/W. El disipador empleado para la celda es de aluminio de 5 cm de largo, 3.5 cm de ancho y 4 aletas de 1.2 cm.

Los métodos de montaje del TEC sobre el disipador pueden ser cualquiera de los tres siguientes: soldadura, pegado o compresión. En nuestro caso se decidió emplear el método de pegado con resina epóxica para lograr una mejor conducción térmica.

La preparación de la superficie es de suma importancia, ya que esta debe ser lo más plana posible, libre de polvo, aceite, rebabas o despostilladuras. Se deben limpiar la superficie del TEC y del disipador con alcohol isopropílico, o cualquier otro solvente y una vez limpias se coloca una capa uniforme de resina epóxica sobre el disipador. Enseguida se coloca el TEC presionándolo y rotándolo suavemente hasta remover el exceso de epóxico. Se aplica un peso o se sujeta por medio de un tornillo de banco y se deja secar el epóxico por 24 horas. Para acelerar el proceso de curado se puede aplicar calor al TEC, cuidando de no exceder los 65 °C, y entonces el tiempo de secado será de 2 horas.

III.2.5 Amperímetro

Una de las variables más importantes de conocer en el calorímetro es la corriente que circula a través del TEC, ya que esta nos indicara en cierta forma la cantidad de energía que se absorbe o desprende durante la reacción

La resistencia R_s (figura III.15) nos proporciona el elemento sensor de corriente del circuito. Esta resistencia debe de ser dimensionada de tal forma que nos permita detectar desde pequeñas corrientes hasta corrientes considerablemente altas. Debemos tener en cuenta que el factor más importante es la disipación de potencia que va haber en ella, ya que de no hacerlo, podríamos incurrir en un error, porque debemos recordar que uno de los factores que afectan a la resistencia es la temperatura. Si dimensionamos la resistencia para detectar corrientes en el rango de 1 mA a 1 A, eligiendo un valor de 0.33Ω , tendremos

$$V_r = R_s I = 0.33 \times 1 = 0.33 \text{ [V]}$$
$$P_r = VI = RI^2 = 0.33 \times 1^2 = 0.33 \text{ [W]}$$

pero como la corriente máxima del TEC puede llegar a casi 1.5 A, entonces tendríamos que:

$$V_r = R_s I = 0.33 \times 1.5 = 0.495 \text{ [V]}$$
$$P_r = VI = RI^2 = 0.33 \times 1.5^2 = 0.743 \text{ [W]}$$

por lo que entonces, la resistencia sensora deberá de ser de $0.33 \Omega @ 2 \text{ W}$, para tener un margen de seguridad. Es difícil conseguir resistencias con estas características con tolerancias pequeñas, pero tolerancias de un 5% nos darían un error de:

$$I'_{\alpha} = (1 + 0.05) \times 0.33 \times 1.5 = 0.52 \text{ [V]}$$

$$e = \frac{I'_{\alpha} - I'_{r}}{I'_{r}} \times 100 = \frac{0.52 - 0.495}{0.495} \times 100 = 5\%$$

y el mismo resultado obtendríamos si hacemos el cálculo pensando que la resistencia disminuye en lugar de aumentar

Si queremos tener un voltaje proporcional a la corriente, entonces se puede emplear un amplificador operacional en configuración inversora, tal y como se muestra en el siguiente diagrama

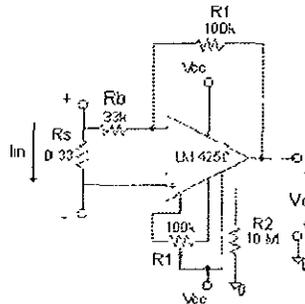


Figura III. 16 Diagrama esquemático del amperímetro

El LM4250 tiene dos características especiales en comparación a otros amplificadores operacionales. La primera es su capacidad de ajustar externamente los niveles de corriente de polarización, y la segunda es el uso de transistores PNP en el par diferencial de entrada.

Por medio de una sola resistencia (R_2) es posible ajustar el nivel de corriente de polarización del circuito. Cuando esta resistencia es conectada del pin 8 a tierra, el valor de la misma estará dado por la siguiente relación:

$$R_2 = \frac{V_{cc} - 0.5}{I_{set}} \quad [\Omega]$$

donde 0.5 es la caída de voltaje del diodo maestro de polarización del circuito integrado. La magnitud de I_{set} puede ser cualquiera de las indicadas en la tabla proporcionada por el fabricante en la hoja de especificaciones del circuito³ En nuestro caso al estar trabajando con un voltaje de polarización de 5 V, se requiere de hacer una interpolación en la tabla para determinar R_2 . En lugar de ello se propuso el valor de R_2 de $10 \text{ M}\Omega$ obteniéndose así I_{set}

$$I_{set} = \frac{V_{cc} - 0.5}{R_2} = \frac{5 - 0.5}{10 \times 10^6} \\ \approx 0.45 \mu\text{A}$$

Una vez fijada la corriente de polarización, procedemos al análisis del circuito. Este se encuentra conectado como amplificador inversor. Para cuestiones de diseño se propone que el circuito tenga un voltaje de salida, V_o , proporcional a la corriente que circula por R_s . Elegimos una proporción de 1 mV por mA, de forma tal que a escala completa tengamos un voltaje de salida de 1.5 V

El voltaje de salida del amplificador es

$$V_o = -\frac{R_f}{R_b} V_i$$

y sustituyendo valores encontramos

$$\frac{R_f}{R_b} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1.5}{0.495} = 3.03$$

³ Véase Apéndice A de esta tesis

de donde obtenemos que $3.03R_b = R_f$. Si R_b es de $33 \text{ k}\Omega$ tendremos que R_f deberá de ser $99.9 \text{ k}\Omega$, la cual podemos aproximar a $100 \text{ k}\Omega$. Ambas resistencias son de valor comercial y las podemos encontrar con tolerancias del 0.1%

El potenciómetro R_1 nos permite un ajuste del amperímetro, ya que fuerza a que el voltaje de salida sea 0 V cuando se encuentra en circuito abierto, es decir la corriente I_m es cero. Como el voltaje de salida es de polaridad opuesta a la corriente que está circulando por la resistencia, simplemente se mide el voltaje con respecto a la salida del amplificador, lo cual nos da la polaridad correcta. Cuando la corriente cambia de polaridad, el voltaje de salida también invertirá su polaridad.

III.2.6 Agitador

La celda de reacción es calentada o enfriada por medio del control de temperatura descrito líneas arriba. Sin embargo, el calentamiento no resulta uniforme, ya que se calienta primero la base de la celda, y después por convección, empieza a calentarse el resto de la solución. Para acelerar el proceso de calentamiento, introducimos un agitador, el cual se encargará de remover ligeramente la solución, de manera de lograr un calentamiento más uniforme y más rápido, sin que este interfiera con el proceso mismo.

El agitador está constituido por un regulador de velocidad, un motor de CD y una varilla de teflón en forma espiral, la cual va acoplada a la flecha del motor. El voltaje nominal del motor de CD es de 6 V , con el cual el motor gira a 1200 R P M .⁴

Como la velocidad angular del motor es proporcional al voltaje aplicado a la armadura, entonces podemos variar el voltaje aplicado al motor, de tal manera que nos permita ajustar la velocidad de agitación de la solución.

⁴ $1 \text{ R P M} = 2\pi / 60 \text{ rad/s}$

El esquema propuesto para la implementación del regulador de velocidad emplea la técnica de modulación por ancho de pulso. Para esta etapa del sistema se decidió emplear amplificadores tipo Norton, debido a que estos operan con corriente en lugar de voltaje, lo cual evita introducir ruido en el circuito, debido a que se está empleando un motor. El siguiente diagrama muestra el circuito regulador de velocidad

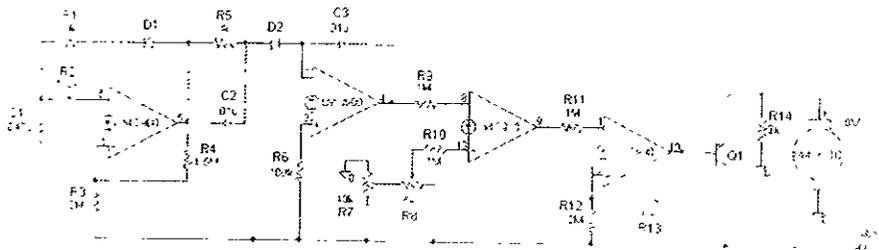


Figura III. 17 Regulador de velocidad

El primer amplificador, junto con R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , D_1 y C_1 forman un generador de pulsos. El funcionamiento del circuito es como sigue supóngase que el voltaje a la salida del amplificador está en un nivel bajo y el capacitor C_1 está cargado, entonces la corriente de descarga del mismo, via la resistencia R_2 es

$$I_d = \frac{V_{C1} - V_{BE}}{R_2}$$

y esta corriente es mayor que la corriente que está entrando en el pin de la entrada no inversora, la cual tiene una magnitud de.

$$I_+ = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_3}$$

el exceso de corriente drenado por la terminal no inversora provoca que el amplificador se sature. Esta condición dura el intervalo de tiempo que tarda en descargar el capacitor, hasta que la corriente sea igual a la de la terminal no inversora. El voltaje a través de C_1 está dado por la ecuación:

$$V_i = (V_{cc} - V_{BE}) \frac{R_2}{R_3}$$

Después el amplificador cambiara su estado, a un estado en el cual el voltaje será un nivel alto, por lo que la corriente de entrada a la terminal no inversora se incrementará a:

$$I_+ = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_3} + \frac{V_{oH} - V_{BE}}{R_4}$$

el diodo D_1 enciende y el capacitor se carga vía R_1 . Algo de esta corriente es desviada por R_2 a tierra, por lo que la entrada inversora se encuentra a V_{CE} de saturación durante este intervalo de tiempo. El espejo de corriente entonces demanda más corriente que lo que la terminal inversora puede dar. Por tanto el voltaje de salida es entonces

$$V_H = \left(\frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_3} + \frac{V_{oH} - V_{BE}}{R_4} \right) R_2$$

En consecuencia, las resistencias R_3 y R_4 afectan el ciclo de carga, mientras que la resistencia R_2 afecta el ciclo de carga y descarga. Entonces, para cuestiones de diseño, esta resistencia será la primera en determinarse su valor, el cual estará en función de la frecuencia requerida de repetición de pulsos. La magnitud de R_2 se puede determinar por la descarga exponencial de V_H a V_L :

$$V_L = V_H e^{-\frac{T_1}{R_2 C_1}}$$

donde T_1 estará dado por,

$$T_1 = \frac{1}{f}$$

o bien de la ecuación de V_L :

$$T_1 = R_2 C_1 \ln \frac{V_H}{V_L}$$

de aquí que R_2 sea

$$R_2 = \frac{T_1}{C_1 \ln \frac{V_H}{V_L}}$$

Si elegimos R_2 en el intervalo de 100 k Ω a 1 M Ω , podemos elegir el valor de C_1 , de manera que ahora podemos emplear la ecuación para determinar el valor de R_3 necesario para obtener V_L . También podemos calcular R_4 a partir de la ecuación para V_H . R_1 es calculada para un ancho de pulso determinado, por la carga de C_1 (despreciando la carga dada a través de R_2)

$$V_H \cong (V_{oH} - V_D) \left(1 - e^{-\frac{T_2}{R_1 C_1}} \right)$$

o bien

$$T_2 \cong -R_1 C_1 \ln \left[1 - \frac{V_H}{V_{oH} - V_D} \right]$$

de donde

$$R_1 \cong \frac{T_2}{-C_1 \ln \left[1 - \frac{V_H}{V_{oH} - V_D} \right]}$$

siendo T_2 el ancho de pulso deseado y V_D la caída de voltaje en el diodo cuando está polarizado en directa

Tomando como datos: $V_{cc} = 5 \text{ V}$, $V_{BE} = V_D = 0.65 \text{ V}$, $V_L = 0.3 \text{ V}$, $V_H = 0.7 \text{ V}$, $V_{oh} = 4.5 \text{ V}$ y $C_1 = 0.047 \mu\text{F}$ y que se generen pulsos de $300 \mu\text{s}$ de ancho cada 6 ms , obtenemos que

$$R_2 = \frac{5 \times 10^{-3}}{0.047 \times 10^{-6} \ln \frac{0.7}{0.3}}$$

$$R_2 = 125 \text{ k}\Omega$$

de aquí que R_3 sea:

$$R_3 = \frac{(5 - 0.65)125 \times 10^3}{0.3}$$

$$R_3 = 1.81 \text{ M}\Omega$$

y el cálculo de R_4

$$R_4 = \frac{4.5 - 0.65}{\frac{0.7}{125 \times 10^3} - \frac{5 - 0.65}{1.81 \times 10^6}}$$

$$R_4 = 1.2 \text{ M}\Omega$$

y finalmente R_1

$$R_1 = \frac{300 \times 10^{-6}}{0.047 \times 10^{-6} \ln \left[1 - \frac{0.7}{4.5 - 0.65} \right]}$$

$$R_1 = 31.8 \text{ k}\Omega$$

Como los valores obtenidos, a excepto de R_4 , no son valores comerciales debemos hacer el ajuste, quedando entonces. $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2 \text{ M}\Omega$

y $R_4 = 1.5 \text{ M}\Omega$, de manera que nos permiten obtener pulsos de aproximadamente $125 \mu\text{s}$ cada 6 ms

El siguiente amplificador junto con los elementos R_5 , R_6 , D_2 y C_3 conforman un generador diente de sierra. Dos tipos de forma de onda pueden ser generados dependiendo de la selección de R_5 y R_6 . El tiempo de reset es controlado también por la razón de R_5 a R_6 . Así, si $R_5 = 10 R_6$ entonces tendremos un diente de sierra cuya pendiente es positiva, y en el caso de que $R_6 = 10 R_5$ un diente de sierra con rampa negativa será generado.

El circuito propuesto corresponde un generador con rampa positiva, ya que la corriente que entra al pin no inversor es integrada. El pulso de reset es alimentado a través de R_5 y D_2 . Así el voltaje de salida va desde V_o mínimo hasta V_o máximo.

La siguiente etapa corresponde a un comparador inversor, en donde generamos la modulación por ancho de pulso. Por medio de los potenciómetros R_7 y R_8 generamos un voltaje de referencia, V_c , el cual es comparado con el voltaje del diente de sierra, V_s . Si V_c es mayor que V_s , entonces el voltaje de salida del comparador será un nivel alto. Por el contrario, si V_s es mayor que V_c , entonces el voltaje de salida será un nivel bajo. De acuerdo al nivel de V_c , entonces tendremos un pulso con diferentes anchos.

R_7 nos permite fijar el valor mínimo de voltaje, cuando R_8 está en la posición de mínima resistencia, para que el motor arranque, y recordando que la velocidad es proporcional al voltaje, este estará girando a la mínima velocidad. Para asegurar la buena operación del circuito, el voltaje de referencia deberá ser mayor que el voltaje V_{BE} , pero en contraste no existe un límite superior, sólo que la resistencia de entrada deberá ser de la magnitud adecuada para asegurar que la corriente de entrada no exceda los $200 \mu\text{A}$.

La última etapa es un disparador de Schmitt inversor. El punto bajo de conmutación es determinado por la cantidad de corriente que fluye dentro de la entrada inversora cuando el voltaje de salida es bajo. Cuando la corriente cae por debajo del nivel requerido por el espejo de corriente, la salida cambiara a estado alto. Con V_o en alto, la corriente demandada por el espejo es incrementada por una cantidad fija. Como resultado, la corriente necesaria para cambiar de estado el comparador se incrementa en la misma cantidad. De aquí que la corriente de referencia, que circula a través de R_{12} se calcule por medio de la siguiente ecuación

$$I_{ref} = \frac{V_{cc} - \phi}{R_{12}}$$

y la corriente de realimentación:

$$I_f = \frac{V_{oM41} - \phi}{R_{13}}$$

y ajustando los valores de R_{12} y R_{13} , además de R_{11} , podemos fijar los niveles de voltaje de entrada para que ocurra la transición. En nuestro circuito, teniendo $R_{12} = 2 \text{ M}\Omega$, $R_{13} = 10 \text{ M}\Omega$ y $R_{11} = 1 \text{ M}\Omega$, tenemos que los niveles de transición son alrededor de 4 y 4.5 V respectivamente. La ventaja de introducir el disparador de Schmitt, es que en primer lugar se invierte el pulso, quedando con la forma original, además de proporcionarnos un pulso sin distorsión.

El pulso final es alimentado a un transistor que se encarga de proporcionar la corriente necesaria para que el motor opere. Debido a que las soluciones que se pretenden estudiar con el calorímetro son esencialmente fluidos newtonianos, es decir, la viscosidad de las mismas es muy similar a la del agua, no requerimos un par muy elevado del motor, y en consecuencia la corriente demanda por el motor será pequeña. Esto nos permite seleccionar un transistor de propósito general, como por ejemplo un TIP 31, el cuál tendrá capacidad para manejar la corriente demanda por el motor sin disipar una gran cantidad de energía.

III.2.7 Tacómetro

Una vez implementado el regulador de velocidad, es necesario construir un tacómetro que nos permita indicarle al usuario el número de revoluciones por minuto (R.P.M) a las cuales se encuentra girando el motor. Para ello se coloca una muesca de lámina en el eje del motor, de manera que esta muesca interrumpirá el haz de luz emitido por un fotodiodo sobre un fototransistor. El arreglo se ilustra en la siguiente figura

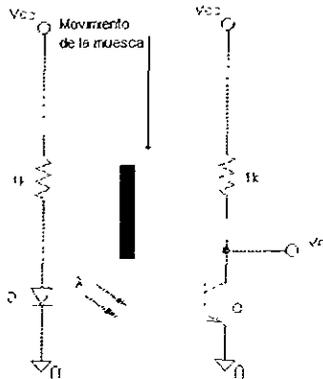


Figura III. 18 Arreglo para sensar la velocidad de giro del motor

Como se puede ver en la figura, V_0 será un nivel bajo cuando el haz de luz no es interrumpido por la muesca, y será un nivel alto cuando la muesca se interponga entre el fototransistor y el fotodiodo. Esto nos proporciona un tren de pulsos que variará su frecuencia, de acuerdo a como el motor aumente la velocidad de giro.

La frecuencia del tren de pulsos en función de las revoluciones por minuto del motor será

$$f = \frac{R.P.M.}{60} \quad [\text{Hz}]$$

Así, para cuando el agitador se encuentre girando en el límite inferior de velocidad (300 Hz), el tren de pulsos tendrá una frecuencia de 5 Hz, mientras que en el límite superior, el tren de pulsos tendrá una frecuencia de 8.3 Hz

Si se quisiera aumentar la frecuencia del tren de pulsos, se necesitará colocar más muescas, o en su caso un disco ranurado con el número adecuado para generar la frecuencia deseada

Una vez que se tiene el tren de pulsos, deseamos generar una señal de voltaje proporcional al número de R.P.M., y para ello empleamos el circuito integrado LM2917, el cual es un convertidor de frecuencia a voltaje. El diagrama de bloque del circuito es el que se muestra a continuación

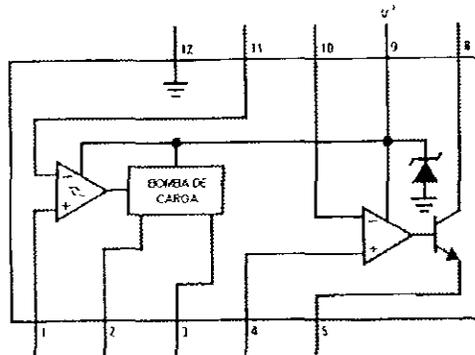


Figura III. 19 Diagrama de bloques del circuito integrado LM2917

el circuito consta principalmente de tres componentes básicos, un amplificador de entrada con histéresis, un convertidor de frecuencia a voltaje a través de la bomba de carga y un amplificador - comparador con transistor de salida. El amplificador con histéresis nos permite limpiar la señal de entrada si es que hay ruido presente, además de permitir el completo rechazo de ruido en ausencia de señal de entrada.

La bomba de carga, internamente fija el voltaje de base de un transistor a $\frac{1}{2}$ de V_{cc} , así un capacitor conectado al pin 2 y tierra es cargado y descargado hasta que el voltaje es igual a $\frac{1}{2}$ de V_{cc} . Como la descarga del capacitor es constante, el tiempo que tarda en descargar es

$$t = \frac{CV}{I}$$

durante este tiempo, la corriente en el pin 3 es idéntica a la corriente de descarga del capacitor, por lo que un capacitor conectado al pin 3 se cargará con la misma corriente del pin 2. La carga requerida para regresar el capacitor del pin 2 a un nivel alto es duplicada y usada para cargar el capacitor conectado al pin 3. Esto es durante un ciclo de entrada, y el capacitor en el pin 3 es cargado con el doble de carga.

$$Q = 2CV$$

y como V es $V_{cc}/2$, entonces:

$$Q = CV_{cc}$$

Si conectamos una resistencia al pin 3 y tierra, el capacitor se descargará, y entonces el total de carga drenada por ciclo de la señal de entrada será igual a

$$Q_1 = \frac{V_3 T}{R}$$

y en equilibrio $Q=Q_1$, por lo que.

$$CV_u = \frac{V_i T}{R}$$

$$V_i = \frac{RCV_u}{T}$$

$$V_i = RCV_u f$$

Así la configuración básica del circuito es la siguiente

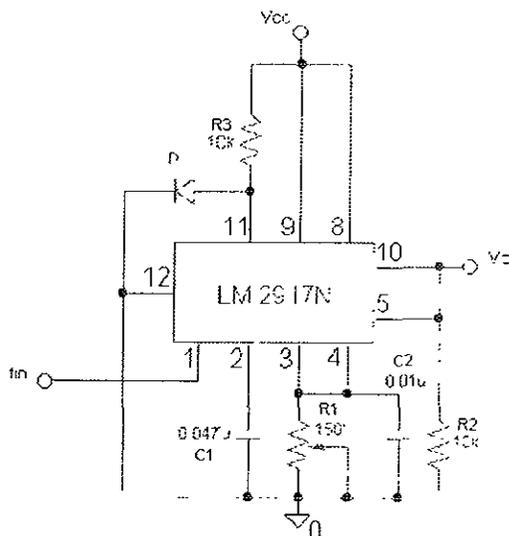


Figura III. 20 Configuración del tacómetro con el LM2917

La señal de frecuencia es aplicada al pin 1, de manera que el voltaje en el pin 2 cambia desde aproximadamente $\frac{1}{4} V_{cc} - V_{BE}$ hasta $\frac{3}{4} V_{cc} - V_{BE}$. El voltaje del pin 3 es proporcional a la frecuencia de entrada, y como el pin 5 es conectado al pin 10 del circuito, el voltaje de salida está dado por la expresión.

$$V_o = V_{cc} f_m C_1 R_1 k$$

donde k es el factor de ganancia, que generalmente es 1

Como la señal de salida es un voltaje, entonces empleamos nuevamente el circuito del voltímetro digital descrito en la sección III 2 3

Como el rango del voltímetro es de -2 a 2 V, necesitamos que la salida del LM2917 sea menor a 2 V. Así se fija que para una velocidad de 300 R.P.M., el voltaje de salida debería ser 300 mV, es decir, el tacómetro tendrá una respuesta de 1 mV / R.P.M. Tomando en cuenta que el voltaje de polarización es 5 V y proponiendo una R_1 de 100 k Ω , tenemos que C_1 tiene una magnitud de

$$C_1 = \frac{V_o}{V_{cc} R_1 f_k} = \frac{0.3}{5 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 5 \cdot 1}$$
$$C_1 = 0.12 \mu\text{F}$$

Debido a las tolerancias de los capacitores, colocamos un trimpot de 150 k Ω para ajustar el voltaje de salida a 1 mV / R.P.M.

III.2.8 Tarjeta de Adquisición de Datos

En CALORTERSO cuentan con una computadora 486 que tiene ya instalada una tarjeta de adquisición de datos funcionando correctamente.

La tarjeta analógico/digital instalada es el modelo 8109 -72 de Lawson Labs, cuyas principales características son las siguientes

- Tipo de conversión: 20 bits sigma delta
- Intervalo de entrada diferencial: ± 5 V o 0 a 5 V
- Intervalo de modo común: ± 6 V
- Rehazo en modo común: 100 dB
- Resolución: 10 μ V
- Linealidad: 0.005% de la escala completa
- Exactitud: 0.01% de la escala completa a temperatura de operación normal
- Reproducibilidad: ± 4 cuentas
- Impedancia de entrada: 100 000 M Ω
- Reloj: 224 kHz / 895 kHz / 3.58 MHz
- Frecuencia de corte: 0.55 Hz / 2.2 Hz / 8.7 Hz
- Taza de actualización: 2.27 s / 568 ms / 142 ms
- Entradas analógicas: 2 diferenciales protegidas hasta 120 V.
- Consumo: 15 mA @ 5V, 15 mA @ 12 V, 15 mA @ -12 V

La principal ventaja de la tarjeta es el empleo de la técnica de conversión sigma delta, lo cual hace posible que se tengan precisiones y linealidades extremadamente altas además de una excelente relación de rechazo a ruido

El fabricante proporciona el software para la adquisición, el cual está elaborado en BASIC, pero si se desea se pueden hacer interfaces en Visual Basic, C, o algún otro programa. También es completamente compatible con el software LabView.

La conexión a la tarjeta de las señales analógicas se realiza a través de un conector DB15, proporcionado por el fabricante, cuya asignación de pines es la siguiente.

```

PIN 8...CHANNEL 1+
PIN 7...UNUSED
PIN 6...CHANNEL 0+
PIN 5... UNUSED
PIN 4...GROUND
PIN 3...GUARD
PIN 2...OUTPUT D
PIN 1...OUTPUT A

PIN 15...CHANNEL 1-
PIN 14...UNUSED
PIN 13...CHANNEL 0-
PIN 12... UNUSED
PIN 11...DIGITAL INPUT
PIN 10...OUTPUT C
PIN 9...OUTPUT B
    
```

La tarjeta requiere de 4 direcciones de puerto que se emplean para entrada y salida. Cuando se usan como entrada, tres son necesarias para leer el resultado de la conversión, mientras la restante provee información sobre el estado de la misma. La asignación de estas direcciones se hace mediante software, y son de acuerdo a la posición de un dip switch. Las siguientes son las posibles combinaciones que puede tener

Base address	Hex	I= ON				O= OFF		
		7	6	5	4	3	2	1
544	220	0	1	1	1	0	1	1
552	228	0	1	1	1	0	1	0
560 (standard)	230	0	1	1	1	0	0	-
568	238	0	1	1	1	0	0	0
576	240	0	1	1	0	1	1	1
584	248	0	1	1	0	1	1	0
592	250	0	1	1	0	1	0	1
600	258	0	1	1	0	1	0	0
608	260	0	1	1	0	0	1	1
616	268	0	1	1	0	0	1	0
624	270	0	1	1	0	0	0	1

La selección de canales se realiza a través de software, y debido a la técnica de conversión empleada, se requiere de un tiempo de ajuste, el cual está de acuerdo a la selección de un jumper, para leer con exactitud el canal:

Jumper:	1 2 3 * * * * * *	1 2 3 * * * * * *	1 2 3 * * * * * *
Loop	224 KHz	895 KHz	3.58 MHz
Filter Cutoff	0.55 Hz	2.2 Hz	8.7 Hz
Output Update	218 Hz	874 Hz	3.50 KHz
Settling Time:	2.27 sec	568 msec	142 msec

El inconveniente de la tarjeta es que sólo posee dos canales de entrada, y nosotros necesitamos mínimo cinco canales, ya que las señales de interés son temperatura de la celda de referencia, temperatura de la celda de reacción, temperatura de la cámara, corriente del TEC y voltaje del TEC. Para ello es necesario multiplexar. En el laboratorio se cuenta con un multiplexor modelo 17 B, también fabricado por Lawson Lab, de 16 canales cuyas características son las siguientes:

- Intervalo de la señal de entrada: ± 5.5 V
- Tiempo de conmutación: 0.5 ms
- Resistencia del switch: 20 k Ω en encendido, 100 M Ω en apagado
- Corriente de control de entrada: 0.06 mA, activada en bajo
- Protección contra sobre voltajes de hasta 130 V transitorios o 60 V continuo

La ventaja de emplear este multiplexor es que es completamente compatible con la tarjeta instalada, y que permite que la tarjeta sea expandida a 16 canales independientes. Las líneas de control del multiplexor son conectadas a las líneas de control de la tarjeta, por lo que vía software se puede realizar el multiplexaje.

Pruebas y Resultados

IV. PRUEBAS Y RESULTADOS

Una vez implementados los distintos módulos, se realizaron pruebas de funcionamiento para efectuar su calibración. Los resultados de dichas pruebas se presentan a continuación.

IV.1 Termómetro

Para calibrar el termómetro, primero es necesario calibrar los sensores de temperatura. Cada sensor tiene asociado un potenciómetro por medio del cual se realiza este ajuste. Para ello, se coloca agua a temperatura ambiente en un vaso de Deware sellado herméticamente con un tapón de teflón e introducimos el sensor. Empleamos un termómetro digital Cole Parmer modelo 8502-25, calibrado en la Facultad de Química, como patrón de referencia.

Antes de realizar el ajuste debemos esperar tres minutos para que el sensor alcance el 100% de su respuesta final, ya que el fabricante así lo especifica. Ya que transcurrió este tiempo, si existe diferencia entre la temperatura del termómetro de referencia y el sensor, se ajusta el potenciómetro colocado para tal fin (figura III.9) hasta igualar con el termómetro patrón. Este procedimiento se realiza para cada uno de los tres sensores de temperatura.

Ya que el sensor está calibrado, se conecta al resto del termómetro; en donde se ajusta la referencia de 2.731 por medio del potenciómetro que controla la ganancia del amplificador (figura III.13). También es necesario ajustar el potenciómetro de referencia del circuito ICL7107, para evitar errores en la conversión, hasta tener 1 V en el pin 36.

Hasta aquí, tenemos calibrado tanto el sensor de temperatura como el voltímetro. Ahora para verificar la linealidad del circuito, con el mismo arreglo, introducimos una resistencia de calentamiento de 100 Ω . Por medio de un variac,

polarizamos la resistencia con un voltaje de tal forma que el agua que está contenida en el vaso de Deware aumente su temperatura en aproximadamente 1 °C permitiendo que se establezca la temperatura

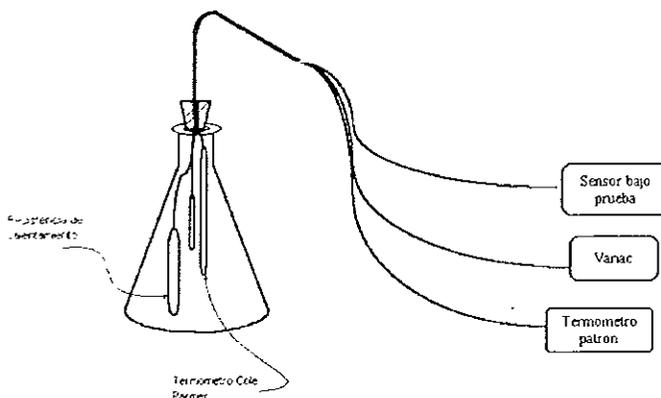


Figura IV. 1. Arreglo para calibración y prueba del termómetro

Con este arreglo, se tomaron los siguientes datos en el intervalo de temperaturas de 16 a 30 °C. El voltaje de salida fue medido con un multímetro Fluke 77.

Termómetro Cole Palmer (°C)	Termómetro Diseñado (°C)	Voltaje de salida (V)
16.34	16.34	0.1634
17.9	17.9	0.179
19.03	19.04	0.1904
20.01	20.01	0.2001
21.11	21.12	0.2112
22.02	22.03	0.2203
22.97	22.98	0.2298
23.97	23.97	0.2397

Tabla IV. 1 Tabla de valores obtenidos durante la calibración

Termómetro Cole Parmer (°C)	Termómetro Diseñado (°C)	Voltaje de Salida (V)
24.98	24.97	0.2497
25.97	25.96	0.2596
26.96	26.95	0.2695
27.97	27.94	0.2794
28.98	28.95	0.2895
29.98	29.94	0.2994
30.56	30.51	0.3051

Tabla IV. 1 (Continuación)

La razón de establecer como cota superior del intervalo de medición 30 °C es debido a que para resoluciones de 0.1 mV, el multímetro digital sólo cuenta con una escala (300 mV) capaz de ello. Más allá de esta, la resolución del multímetro se reduce a 1 mV. Aún así, este intervalo de valores nos proporciona información suficiente, ya que la mayoría de las "corridas calorimétricas" se realizan dentro de este intervalo. La curva que obtenemos al graficar estos datos es la siguiente:

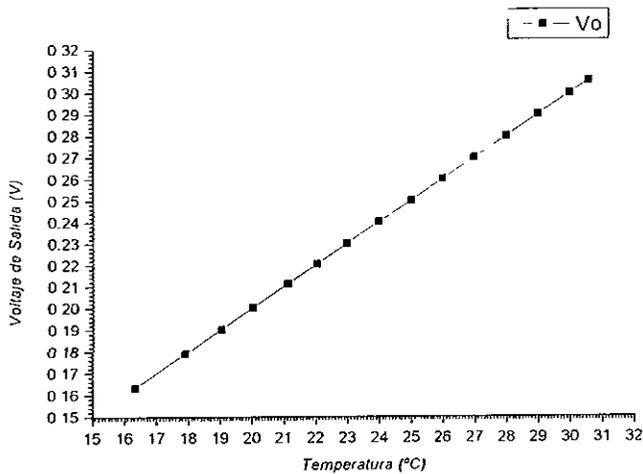


Figura IV. 2 Curva de Calibración del sensor de temperatura

Realizando un análisis por medio del método de mínimos cuadrados, podemos obtener la sensibilidad del instrumento. La forma de la ecuación tendrá que ser $y = ax + b$, y según el método, las constantes a y b están dadas por la siguientes relaciones

$$a = \frac{\sum y \sum x^2 - \sum xy \sum x}{n \sum x^2 - (\sum x)^2}$$

$$b = \frac{n \sum xy - \sum x \sum y}{n \sum x^2 - (\sum x)^2}$$

asi calculando a y b, obtenemos los siguientes valores

$$a = 0.00996 \quad b = 7.655 \times 10^{-4}$$

lo que nos indica que la sensibilidad del termómetro es de 9.96 mV / °C, lo cual era de esperarse, ya que en el diseño se considero que la sensibilidad del sensor era de 10 mV / °C

IV.2 Control de Temperatura

Ya calibrado los sensores de temperatura se probó el funcionamiento del control de temperatura. El arreglo consistió en colocar la celda con 10 ml de agua dentro del vaso de Deware, con el fin de reducir las pérdidas de calor. Se introdujo uno de los sensores en la celda y se selló herméticamente con el tapón de teflón

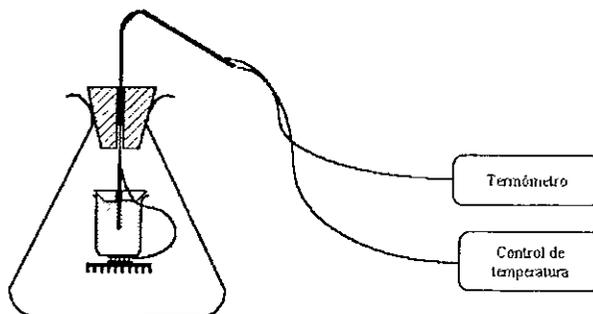


Figura IV. 3 Arreglo experimental para probar el control de temperatura

Una vez que se estabilizó el sistema a temperatura ambiente, se aumentó la temperatura de referencia en un grado Celsius. Esto se simuló mediante un potenciómetro. Para ajustar la ganancia del control, se ajustó el potenciómetro de control de ganancia (figura III 15) a la mitad (7 vueltas) y el control de corriente a la mitad se hizo el experimento y se tomó el tiempo que tardaba en calentarse. El tiempo de calentamiento estaba cercano a los 3 minutos, por lo que se dio más ganancia, esta vez se ajustó cercano a las 2 terceras partes de su valor nominal (10 vueltas) y el control de corriente a 3 cuartas partes, y el tiempo se redujo a cerca de 2 minutos. Los resultados con este ajuste se muestran a continuación:

tiempo (s)	Temperatura (°C)	Voltaje de salida (V)
0	19.3	0.193
5	19.31	0.1931
10	19.31	0.1931
15	19.32	0.1932
20	19.35	0.1935
25	19.39	0.1939
30	19.41	0.1941
35	19.43	0.1943
40	19.45	0.1945
45	19.54	0.1954
50	19.64	0.1964
55	19.71	0.1971
60	19.84	0.1984
65	19.96	0.1996
70	20.03	0.2003
75	20.12	0.2012
80	20.19	0.2019
85	20.24	0.2024
90	20.26	0.2026
95	20.27	0.2027
100	20.29	0.2029
105	20.31	0.2031
110	20.32	0.2032
115	20.34	0.2034
120	20.35	0.2035
125	20.36	0.2036
130	20.35	0.2035
135	20.35	0.2035
140	20.35	0.2035
145	20.34	0.2034
150	20.35	0.2035

Tabla IV. 2 Valores de temperatura en la celda de reacción

Durante estas pruebas, la corriente máxima que demandó el TEC fue de alrededor 500 mA, con un voltaje cercano a los 2 V. Además en este arreglo no se agito el contenido de la celda, lo cual lo hace el peor caso, ya que con agitación la temperatura de la celda se distribuye más uniformemente, y por lo tanto se alcanza la temperatura final más rápido. La gráfica de la tabla IV.2 es la siguiente.

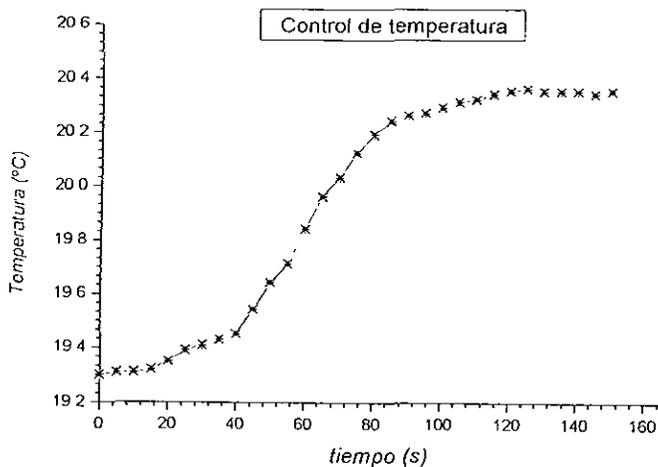


Figura IV. 4 Temperatura controlada de la celda de referencia

El control no logra que la diferencia entre las celdas sea cero, y generalmente ese error está alrededor de 0.05 °C, pero gracias a la técnica calorimétrica empleada, este error puede ser considerado al momento de obtener la constante del mismo.

IV. 3 Amperímetro

Para probar y calibrar el amperímetro se empleó una fuente de miliamperes de la marca Hewlett Packard, y dos multímetros Fluke 77, uno para medir el voltaje de salida del amperímetro bajo prueba, y el otro como amperímetro de comparación.

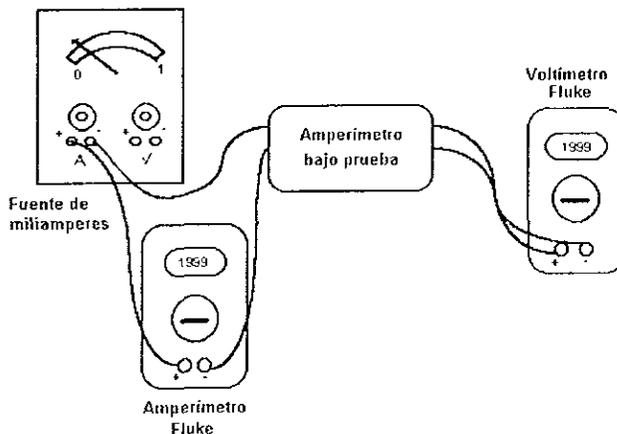


Figura IV. 5 .Arreglo experimental para calibrar el amperímetro

Una vez armado el arreglo experimental, se ajusta el potenciómetro del amperímetro bajo prueba (figura III.16), para tener cero volts, cuando la corriente de entrada es cero. Debido a las no idealidades del circuito, no se puede ajustar a cero, sin embargo, cuando la corriente es de 50 mA, se puede ajustar a que el voltaje de salida sea muy cercano a 50 mV

Los datos registrados después de la calibración y de haber repetido varias veces el experimento fueron

Corriente de la fuente (A)	Voltaje de salida (V)	Amperimetro comparador (A)
0.5	0.508	0.5
0.55	0.558	0.55
0.6	0.604	0.6
0.65	0.657	0.65
0.7	0.708	0.7
0.75	0.759	0.75
0.8	0.81	0.8
0.85	0.86	0.85
0.9	0.916	0.9
0.95	0.963	0.95
1	1.016	1
1.05	1.063	1.05
1.1	1.111	1.1
1.15	1.164	1.15
1.2	1.211	1.2
1.25	1.264	1.25
1.3	1.317	1.3
1.35	1.369	1.35
1.4	1.416	1.4
1.45	1.468	1.45
1.5	1.518	1.5

Tabla IV. 3 Valores obtenidos en la calibración del amperimetro

La curva de calibración que se obtiene con los datos es la siguiente:

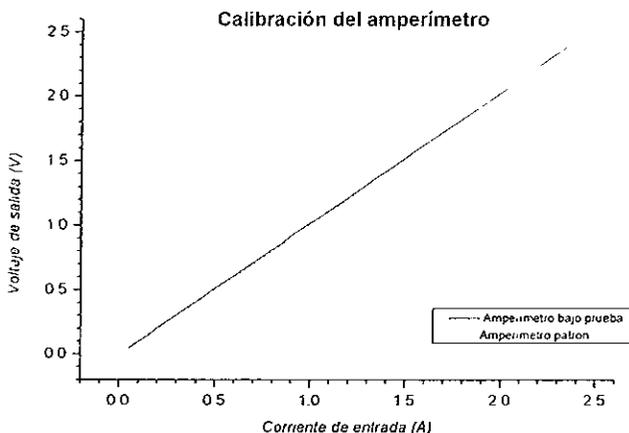


Figura IV. 6 Curva de calibración del amperimetro y comparación con amperimetro patrón

Empleando las ecuaciones de la sección IV 1, podemos obtener la sensibilidad del instrumento. Así nuevamente vemos que la ecuación que corresponde a la gráfica es de línea recta, $y = ax + b$, donde las constantes a y b tienen los siguientes valores:

$$a = 1.01657 \quad b = -0.00424$$

de donde vemos que la sensibilidad de nuestro amperímetro es de $1.02 \text{ mV} / \text{mA}$. Nuevamente se tiene un pequeño error ya que cuando no hay corriente de entrada el circuito tiene como salida alrededor de 5 mV , pero este error puede ser considerado en el cálculo de la constante del calorímetro.

IV. 4 Regulador de velocidad

El regulador de velocidad se probó con distintos motores de DC, verificando que efectivamente la velocidad de los mismos variaba. Las formas de onda para cuando la velocidad es máxima y cuando es mínima se muestran en la siguiente figura.

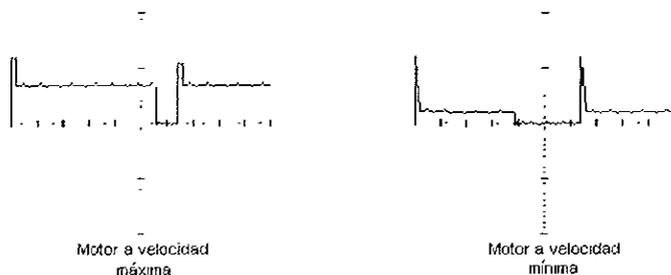


Figura IV. 7 Formas de onda para el regulador de velocidad. (5V por división escala vertical, 1 ms por división escala horizontal)

El arranque del motor es suave, aunque para evitar algún inconveniente se colocó un capacitor de $0.1 \mu\text{F}$ en paralelo con el motor.

Para caracterizar el motor se empleo un tacómetro digital marca Metex modelo 1893 Este tacómetro funciona con el mismo principio del tacómetro diseñado, sólo que en su caso la luz debe reflejar sobre alguna superficie. Los accesorios del tacómetro incluyen una cinta adhesiva plateada que puede ser colocada sobre la superficie de la flecha del motor al cual se va a medir la velocidad. En nuestro caso colocamos un disco de cartón, sobre el cual se adhirió la cinta. Se tuvo cuidado de que el disco estuviera bien centrado, además de que el diámetro de la perforación central del disco fuera del diámetro requerido de manera que no se balanceara al girar. Empleamos el multímetro digital para medir el voltaje aplicado al motor, y una fuente de DC variable

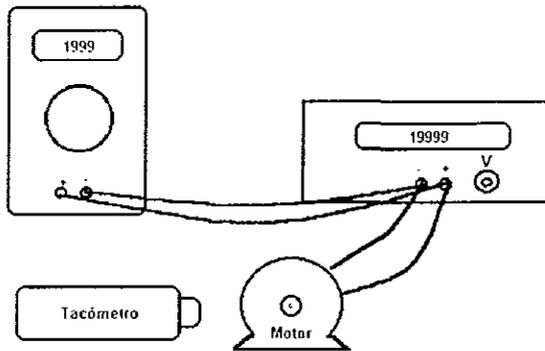


Figura IV. 8 Arreglo experimental para caracterizar el motor

Con este arreglo se obtuvieron los siguientes datos de voltaje, velocidad y frecuencia

Voltaje de excitación (V)	Velocidad del motor (R P.M.)	Frecuencia (Hz)
1.5	30	0.5
2	80	1.33
2.5	150	2.5
3	230	3.83
3.5	370	6.17
4	500	8.33
4.5	670	11.17
5	880	14.67
5.5	1050	17.5
6	1210	20.17

Tabla IV. 4 Caracterización del motor

La siguiente gráfica nos muestra el comportamiento del motor con respecto a la variación del voltaje de polarización.

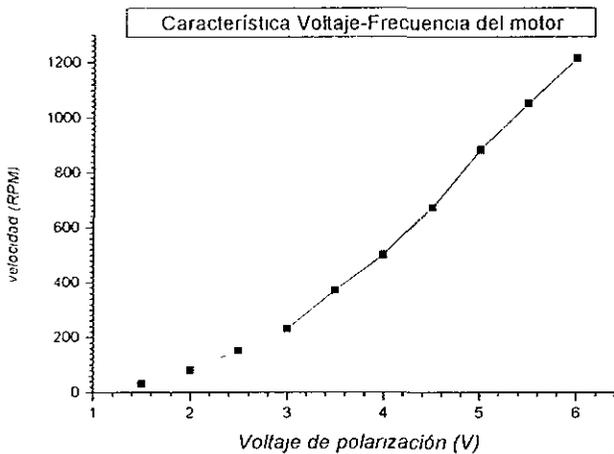


Figura IV. 9 Característica voltaje - frecuencia del motor de CD

Con estos datos podemos verificar el funcionamiento del tacómetro y efectuar su calibración.

IV.5 Tacómetro

Ya con los datos obtenidos en la sección anterior, podemos realizar la calibración del tacómetro. Primero se verifica el funcionamiento con un generador de funciones, el cual nos proporcionara pulsos para efectuar de la calibración. Según lo descrito en la sección III 2.7, debemos ajustar el potenciómetro R_1 de manera que a la salida del circuito tengamos 300 mV para cuando el motor este girando a 300 R.P.M. Este valor corresponde a una frecuencia de 5 Hz, por lo que el generador se ajusta para producir pulsos cuya frecuencia sea esta, y estos son alimentados al tacómetro, cuya salida tendrá que ser ajustada por medio de R_1 .

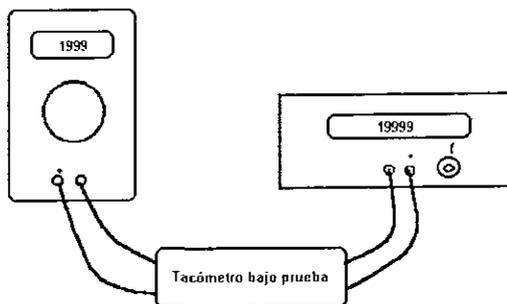


Figura IV. 10 .Arreglo experimental para calibrar el tacometro

Una vez hecho el ajuste se varía la frecuencia del generador, y se toma la lectura del voltaje de salida a 8.33 Hz, lo cual corresponde a una velocidad de 500 R P M Los resultados que se obtienen son los siguientes

frecuencia de entrada (Hz)	voltaje de salida (V)
5	0.315
8.33	0.518

Tabla IV. 5 Calibración del tacometro

Ya calibrado el regulador y el tacómetro se conectan ambos módulos, y se toma el voltaje alimentado al motor y la frecuencia indicada por el tacómetro para obtener una curva de calibración.

Voltaje del motor (V)	Velocidad del motor (RPM)	Voltaje de salida del tacómetro (V)
2	85	0.085
2.5	142	0.142
3	238	0.238
3.5	375	0.375
4	497	0.497
4.5	660	0.66

Tabla IV. 6 Valores obtenidos du ante la calibracion del tacometro

La gráfica correspondiente es la que a continuación se muestra.

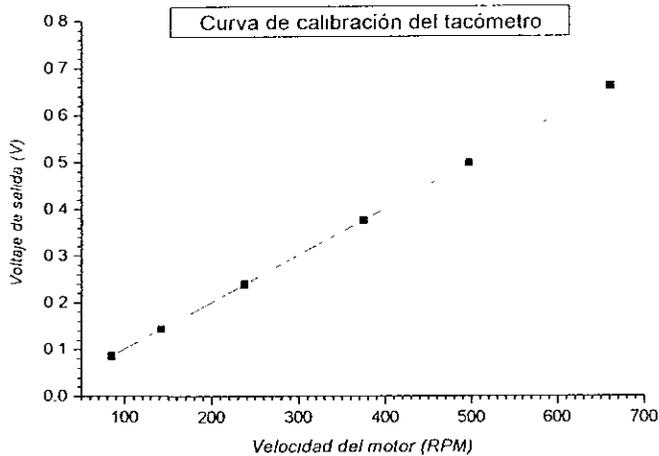


Figura IV. 11 Curva de calibración del tacómetro

Nuevamente aplicando las ecuaciones de la sección IV 1. encontramos la sensibilidad del tacómetro. Los valores de las constantes son:

$$a = 0.001 \quad b = -7.909 \times 10^{-17}$$

La sensibilidad del circuito es de 1 mV / R.P.M., sin embargo, como se observa de la tabla, existen desviaciones del comportamiento ideal, y esas desviaciones producen un error en la lectura de alrededor del 5 %. Un problema se puede presentar para cuando se tenga una señal que no varíe en el tiempo, es decir, DC. Para prevenir, se coloca un capacitor en serie con la entrada del LM2917.

IV.6 Tarjeta de adquisición de datos

En el caso de la tarjeta de adquisición de datos no fue necesario realizar ninguna prueba, ya que esta se encontraba instalada con anterioridad en el laboratorio y sus condiciones de funcionamiento eran buenas. Tampoco fue necesario la prueba del multiplexor, ya que este también había sido empleado con anterioridad con la tarjeta con muy buenos resultados.

El apéndice C proporciona detalles de la programación del software necesario para el control de ambos dispositivos.

Comentarios y conclusiones

V. COMENTARIOS Y CONCLUSIONES

El desarrollo del calorímetro es un esfuerzo interdisciplinario, ya que consta de varios componentes de tipo mecánico, térmico, además de los correspondientes a la parte electrónica. La operación y resultados del calorímetro por parte de la gente del Laboratorio CALORTERSO permitirá obtener la calibración final del instrumento, además de determinar la constante del mismo. Estos procesos involucran la manipulación de diversas soluciones químicas, comparación de resultados previamente obtenidos, además de un análisis de regresión no-lineal, que serán efectuados por dicho laboratorio.

Por parte del desarrollo electrónico, se ha logrado la construcción de distintos módulos que permiten una fácil operación del aparato, además de que el proceso en su totalidad ha sido automatizado. La interface con la computadora permite registrar los datos obtenidos para su posterior manipulación.

Se ha conseguido en este trabajo.

- La implementación de un termómetro digital con un rango de operación de -40 a 100 °C cuya resolución es de 0.01 °C y gran linealidad
- La implementación de un tacómetro digital cuyo rango de operación va desde 0 a 1200 RPM y con respuesta lineal.
- La implementación de un amperímetro con resolución de 1 mA en el rango de 0 a 1.5 A, cuya respuesta es altamente lineal.
- La construcción de un control proporcional de temperatura empleando un enfriador termoeléctrico, con una capacidad de respuesta de calentamiento o enfriamiento de 0.5 °C/min

- La construcción de un regulador de velocidad para motores de DC de gran versatilidad, ya que es capaz de manejar motores con demanda de corriente desde los cientos de miliampere hasta de 1 A, permitiendo bajas velocidades

Uno de los objetivos de la tesis fue implementar estos módulos con componentes de fácil adquisición y de bajo costo. En gran medida se pudo cumplir este objetivo, ya que la mayoría de los componentes se pueden conseguir en el mercado nacional, además de contar con toda la información técnica posible. Sin embargo, el calorímetro contiene algunos dispositivos, que bien pueden ser de alto costo, o de difícil adquisición en el mercado nacional. Tal es el caso del enfriador termoeléctrico, en el primer caso, y del regulador conmutado en el segundo. Debido a la amplia difusión que han tenido en últimas fechas, tanto los TEC, por sus más recientes aplicaciones, así como los reguladores por parte de National Semiconductor, se espera que en un futuro próximo se encuentren disponibles en el comercio local.

En lo referente al mantenimiento del equipo, este es muy simple, ya que no contiene partes móviles que pudieran desgastarse o romperse, además de que algunos aspectos de tipo mecánico y térmico fueron mejorados, gracias a la inclusión de los sistemas electrónicos. Todos los ajustes pueden hacerse siguiendo las instrucciones detalladas en el trabajo de tesis y no requieren de equipo especial, o equipo que no pueda ser encontrado tanto en el laboratorio CALORTERSO o en el Centro de Instrumentos.

A pesar de que en muchos aspectos se ha mejorado el diseño del calorímetro aún existen algunos puntos que pudieran ser optimizados, sobre todo en la parte mecánica, ya que sólo se hicieron modificaciones conforme se fueron requiriendo. Una buena opción sería replantear el diseño mecánico para reducir aún más sus dimensiones y aumentar su funcionalidad.

Uno de los aspectos que podrían mejorarse en el aspecto electrónico es el control de la agitación. Hasta el momento sólo se han intentado esquemas de agitación por medio de motores y poleas, sin embargo una opción muy atractiva es realizar la agitación por medio de ultrasonido. Además existe la posibilidad de emplear un microcontrolador para efectuar las tareas de sensado, control y transmisión de datos a la PC sin requerir de una tarjeta analógica – digital. Estos puntos, son en función del objetivo planteado de proporcionar un precedente para seguir trabajando en esta línea y lograr producir un equipo que pudiera ser competitivo en el mercado.

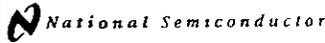
Bibliografía

VI. BIBLIOGRAFÍA

- Willard H., Merrit L., Dean J, *Métodos Instrumentales de Análisis*, CECSA, México 1981
- Daniels F et al, *Curso de Físicoquímica experimental*, McGraw Hill, 7ª Edición, México 1972
- Kanbour F, Joncich M., *Solution Calorimeter with Peltier Cooling for Operation at Constant Temperature*, The Review of Scientific Instruments, Vol 38, No 7, Julio 1967.
- Christensen J, Dee Johnston H, Izatt R, *An Isothermal Titration Calorimeter*, The Review of Scientific Instruments, Vol. 39. No 9, Septiembre 1967
- Tietze U, Schenk Ch, *Circuitos Electrónicos Avanzados*; Marcombo, Barcelona 1983.
- Williams A, *Dispositivos PLL, Fuentes Reguladas, Temporizadores y Telecomunicaciones*, Mc Graw Hill, México 1990
- *National Linear Seminar 1996*; National Semiconductor, USA 1996
- *National Power IC's Databook*; National Semiconductor, USA 1995
- *National Operational Amplifiers Databook*; National Semiconductor, USA 1995.
- *National Application Specific Analog Products Databook*, National Semiconductor, USA 1995

- *Data Acquisition Databook*, National Semiconductor, USA 1993
- *Linear Applications Handbook*, National Semiconductor, USA 1994.
- Bergquist C., *Using the 7107*; Electronics Now, Noviembre 1996
- *Thermoelectric Cooling Systems Design Guide*, Marlow Industries, USA 1994
- Lines R.; *Using Peltier Devices*, Electronics World, Marzo 1998
- Lines R; *Precision Temperature Control*, Electronics World, Abril 1998
- Ziemer R , Tranter W; *Principios de Comunicaciones: Sistemas, modulación y ruido*, Trillas, México 1988
- *Model 141 20 bit A/D Converter*; Lawson Labs, USA 1994.
- *Model 17B Differential Multiplexer*, Lawson Labs, USA 1994.
- *Maxim Full Line Data Catalog*, Maxim, CD ROM

Hojas de especificaciones



February 1993

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

General Description

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

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

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

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

Features

- Directly calibrated in Kelvin
- 1°C initial accuracy available
- Operates from 400 μA to 5 mA
- Less than 1% dynamic impedance
- Easily calibrated
- Wide operating temperature ranges
- 200°C overrange
- Low cost

Schematic Diagram

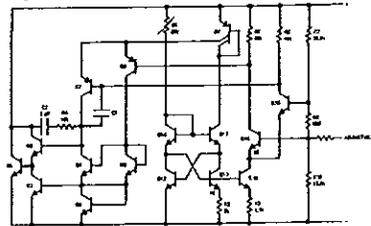


FIG. 1A-1

Connection Diagrams



FIG. 1A-2A

Bottom View
Order Number LM135Z or LM335AZ
See NS Package Number Z03A

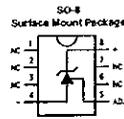


FIG. 1A-2B

Order Number LM335SM or LM335AM
See NS Package Number M05A



Bottom View

*Data is corrected to negative on
Order Number LM135H,
LM135H-NIL, LM235H, LM335H,
LM135AH, LM235AH or LM335AH
See NS Package Number H03H

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

Absolute Maximum Ratings
 If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 1)

Reverse Current: 15 mA
 Forward Current: 10 mA
 Storage Temperature: -60°C to +160°C
 TO-46 Package: -60°C to +150°C
 TO-92 Package: -60°C to +150°C
 SO-8 Package: -60°C to +150°C

Specified Operating Temp. Range:
 Continuous: LM135, LM135A: -55°C to +150°C; LM235, LM235A: -40°C to +125°C; LM335, LM335A: -40°C to +100°C
 TO-92 Package: 250°C
 TO-46 Package: 300°C
 SO-8 Package: 300°C
 Vapor Phase (90 seconds): 215°C
 Infrared (15 seconds): 250°C

Temperature Accuracy LM135/LM235, LM135A/LM235A (Note 1)

Parameter	Conditions	LM135A/LM235A			LM135/LM235			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_Q = 1\text{ mA}$	2.97	2.98	2.99	2.95	2.98	3.01	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_Q = 1\text{ mA}$	0.5			1			°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{MAX} < T_C < T_{MIN}$, $I_Q = 1\text{ mA}$	1.3			2.7			°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{MAX} < T_C < T_{MIN}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	0.3			1			°C
Calibrated Error at Extended Temperature	$T_C = T_{MAX}$ (Permitted)	2			2			°C
Non-Linearity	$I_Q = 1\text{ mA}$	0.3			0.5			°C

Temperature Accuracy LM335, LM335A (Note 1)

Parameter	Conditions	LM335A			LM335			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_Q = 1\text{ mA}$	2.95	2.98	3.01	2.92	2.98	3.04	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_Q = 1\text{ mA}$	1			3			°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{MAX} < T_C < T_{MIN}$, $I_Q = 1\text{ mA}$	2			5			°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{MAX} < T_C < T_{MIN}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	0.5			1			°C
Calibrated Error at Extended Temperature	$T_C = T_{MAX}$ (Permitted)	2			2			°C
Non-Linearity	$I_Q = 1\text{ mA}$	0.3			1.5			°C

Electrical Characteristics (Note 1)

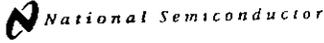
Parameter	Conditions	LM135/LM235 LM135A/LM235A			LM335 LM335A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Operating Output Voltage	$400\ \mu\text{A} < I_Q < 5\text{ mA}$ At Constant Temperature	2.5	10		3	14		mV
Change with Current	$I_Q = 1\text{ mA}$	0.5			0.5			Ω
Dynamic Impedance		+10			+10			mV/°C
Output Voltage Temperature Coefficient		50			50			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Time Constant	S8N Air	10			10			100
	100 ft/min Air	1			1			100
	Silicone Oil	0.2			0.2			100
Time Stability	$T_C = 125^\circ\text{C}$	0.2			0.2			°C/yr

Note 1: Accuracy measurements are made in a well-stirred oil bath. For other conditions, well-being shall be considered.
 Note 2: Continuous operation at these temperatures for 10,000 hours for H package and 5,000 hours for Z package may decrease the accuracy of the device.
 Note 3: Thermal Resistance: θ_{JA} TO-92: 250°C/W; TO-46: 400°C/W; SO-8: 180°C/W.
 θ_{JC} Junction to case: 17°C/W; N/A: N/A.
 Note 4: Refer to JEDEC 334 for military specifications.

FALTA PAGINA

No.

|||



November 1984

LM4250 Programmable Operational Amplifier

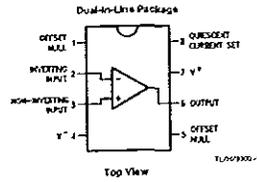
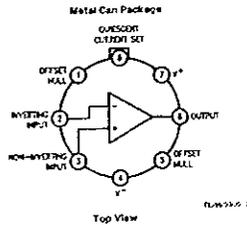
General Description

The LM4250 and LM4250C are extremely versatile programmable monolithic operational amplifiers. A single external master bias current setting resistor programs the input bias current, input offset current, quiescent power consumption, non-linear input noise, and the gain-bandwidth product. The device is a truly general purpose operational amplifier. The LM4250C is identical to the LM4250 except that the LM4250C has its performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range instead of the -55°C to +125°C temperature range of the LM4250.

Features

- ±1.7 to ±18V power supply operation
- 3 nA input offset current
- Standby power consumption as low as 500 nW
- No frequency compensation required
- Programmable electrical characteristics
- Offset voltage nulling capability
- Can be powered by two flashlight batteries
- Short circuit protection

Connection Diagrams



Ordering Information

Temperature Range		Package	MSC Package Number
Military -55°C < T _A < +125°C	Commercial 0°C < T _A < +70°C		
	LM4250CH	8-Pin Molded DIP	NO8E
	LM4250CM	8-Pin Surface Mount	MS8A
LM4250J LM4250J M/L		8-Pin Ceramic DIP	JO8E
LM4250H LM4250H M/L	LM4250CH	8-Pin Metal Can	HY8C

LM4250 Programmable Operational Amplifier

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 2)

	LM4250	LM4250C
Supply Voltage	-15V	+15V
Operating Temp. Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Differential Input Voltage	±30V	±30V
Input Voltage (Note 1)	±15V	±15V
I _{SET} Current	150 nA	150 nA
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous
T _{JMAX}		
H Package	150°C	100°C
N Package		100°C
J Package	150°C	100°C
M Package		100°C
Power Dissipation at T _A = 25°C		
H Package (Still Air)	500 mW	300 mW
H Package (400 LF/Min Air Flow)	1200 mW	1200 mW
N Package		500 mW
J Package	1000 mW	600 mW
L Package		350 mW
Thermal Resistance (Typical) θ _{JC}		
H Package (Still Air)	165°C/W	165°C/W
H Package (400 LF/Min Air Flow)	65°C/W	65°C/W
N Package		130°C/W
J Package	108°C/W	108°C/W
M Package		190°C/W
(Typical) θ _{JA}		
H Package	21°C/W	21°C/W
Storage Temperature Range	65°C to +150°C	-65°C to +150°C

Soldering Information

Dual In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (30 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD tolerance (Note 3)

800V

Note 1: For supply voltages less than ±15V, the maximum maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 2: Refer to PPT0250C for military specifications.

Note 3: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Resistor Biasing

Set Current Setting Resistors to V⁻

V _B	I _{SET}				
	0.1 μA	0.5 μA	1.0 μA	5 μA	10 μA
±1.5V	25.6 MΩ	5.04 MΩ	2.5 MΩ	492 kΩ	244 kΩ
±3.0V	55.6 MΩ	11.0 MΩ	5.5 MΩ	1.09 MΩ	544 kΩ
+6.0V	116 MΩ	23.0 MΩ	11.5 MΩ	2.29 MΩ	1.14 MΩ
+9.0V	176 MΩ	35.0 MΩ	17.5 MΩ	3.49 MΩ	1.74 MΩ
±12.0V	256 MΩ	47.0 MΩ	23.5 MΩ	4.69 MΩ	2.34 MΩ
+15.0V	296 MΩ	59.0 MΩ	29.5 MΩ	5.89 MΩ	2.94 MΩ

Electrical Characteristics (μA4250 [-55°C < T _A < +125°C unless otherwise specified]) T _A = T _J					
Parameter	Conditions	V _S = ±1.5V			
		I _{SET} = 1 μA		I _{SET} = 10 μA	
		Min	Max	Min	Max
V _{OS}	R _S = 100 kΩ T _A = 25°C		3 mV		5 mV
V _{OS}	T _A = 25°C		3 nA		10 nA
V _{OS}	T _A = 25°C		7.5 nA		50 nA
Large Signal Voltage Gain	R _L = 100 kΩ T _A = 25°C V _O = +0.6V, R _S = 10 kΩ	40k		50k	
Supply Current	T _A = 25°C		7.5 μA		60 μA
Power Consumption	T _A = 25°C		23 μW		240 μW
V _{OS}	R _S = 100 kΩ		4 mV		6 mV
V _{OS}	T _A = +125°C		5 nA		10 nA
V _{OS}	T _A = -55°C		3 nA		10 nA
I _{OS}			7.5 nA		50 nA
Input Voltage Range			±0.5V		±0.5V
Large Signal Voltage Gain	V _O = +0.5V, R _L = 100 kΩ R _S = 10 kΩ	30k		30k	
Output Voltage Swing	R _L = 100 kΩ R _S = 10 kΩ		±0.6V		+0.6V
Common Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ		70 dB		70 dB
Supply Voltage Rejection Ratio	R _S = 10 kΩ		76 dB		76 dB
Supply Current			8 μA		90 μA

Parameter	Conditions	V _S = ±15V			
		I _{SET} = 1 μA		I _{SET} = 10 μA	
		Min	Max	Min	Max
V _{OS}	R _S = 100 kΩ T _A = 25°C		3 mV		5 mV
V _{OS}	T _A = 25°C		3 nA		10 nA
V _{OS}	T _A = 25°C		7.5 nA		50 nA
Large Signal Voltage Gain	R _L = 100 kΩ, T _A = 25°C V _O = +10V, R _S = 10 kΩ	100k		100k	
Supply Current	T _A = 25°C		10 μA		90 μA
Power Consumption	T _A = 25°C		300 μW		2.7 mW
V _{OS}	R _S ≤ 100 kΩ		4 mV		6 mV
V _{OS}	T _A = +125°C		25 nA		25 nA
V _{OS}	T _A = -55°C		3 nA		10 nA
I _{OS}			7.5 nA		50 nA
Input Voltage Range			±12.5V		±13.5V
Large Signal Voltage Gain	V _O = ±10V, R _L = 100 kΩ R _S = 10 kΩ	50k		50k	
Output Voltage Swing	R _L = 100 kΩ R _S = 10 kΩ		±12V		+12V
Common Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ		70 dB		70 dB
Supply Voltage Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ		76 dB		76 dB
Supply Current			11 μA		100 μA
Power Consumption			350 μW		3 mW

LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter



National Semiconductor

February 1985

LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907 (LM2917 series) are monolithic, frequency to voltage converters with a high gain op amp/compensator designed to operate in a wide range of frequencies. They are ideal for use in frequency-to-voltage converters, frequency-to-current converters, and other frequency doubling for low resist, full input precision in two versions (LM2907- μ , LM2917- μ) and its output range is ground for a zero frequency input.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use: $V_{OUT} = f_{IN} / V_{IC} \times R1 / C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- 200 μ A bias current for zero frequency input
- Frequency to output or current conversion (LM2917)

Features

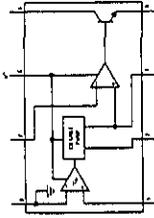
- Ground referenced loadmeter or input interface directly
- Non-volatile calibration
- 200 μ A bias current for zero frequency input
- 50 mA sink or source to operate other, bidirectional, LEDs, or LEDs

- Frequency doubling for low resist
- Full input precision with error detection
- Full input or ground referenced input
- Both in series on LM2917
- $\pm 0.2\%$ linearity typical
- Ground referenced loadmeter is fully protected from damage due to surge above V_{IC} and below ground

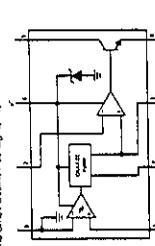
Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometers)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Motor speed indicator
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- CA_{220} control
- Horn control
- Touch or sound switches

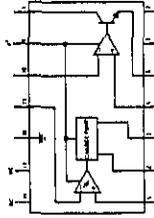
Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views



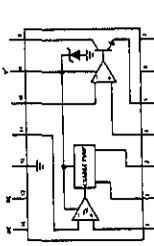
LM2907- μ
Order Number LM2907M- μ or LM2907N- μ
See NS Package Number M16A or M16A



LM2917- μ
Order Number LM2917M- μ or LM2917N- μ
See NS Package Number M16A or M16A



LM2907- μ
Order Number LM2907M- μ
See NS Package Number M16A



LM2917- μ
Order Number LM2917M- μ
See NS Package Number M16A or M16A

© 1985 National Semiconductor Corporation

NS-1770

NSC-200117-02 Rev. 4.1, U.S.A.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)		Power Dissipation	
If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.		LM2907-B, LM2917-B	1700 mW
		LM2907-14, LM2917-14	1580 mW
		(See Note 1)	
Supply Voltage	28V	Operating Temperature Range	-40°C to +65°C
Supply Current (Zener Optional)	25 mA	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Collector Voltage	28V	Soldering Information	
Differential Input Voltage	28V	Dual-In-Line Package:	
Tachometer	28V	Soldering (10 seconds)	260°C
Op Amp/Comparator	28V	Small Outline Package	
Input Voltage Range	+28V	Vapor Phase (30 seconds)	215°C
Tachometer LM2907-B, LM2917-B	0.0V to +28V	Infrared (15 seconds)	220°C
Op Amp/Comparator	0.0V to +28V	See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	

Electrical Characteristics $V_{CC} = 12V_{CC}$, $T_A = 25^\circ C$, see test circuit						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
TACHOMETER						
	Input Thresholds	$V_{IH} = 250\text{ mV}_{pp} @ 1\text{ kHz}$ (Note 2)	+10	-25	-40	mV
	Hysteresis	$V_{IH} = 250\text{ mV}_{pp} @ 1\text{ kHz}$ (Note 2)		30		mV
	Offset Voltage	$V_{IH} = 250\text{ mV}_{pp} @ 1\text{ kHz}$ (Note 2)		3.5	10	mV
				5	15	mV
	Input Bias Current	$V_{IH} = \pm 50\text{ mV}_{DC}$		0.1	1	μA
V_{OH}	Pin 2	$V_{IH} = +125\text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		8.0		V
V_{OL}	Pin 2	$V_{IH} = -125\text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		2.3		V
$I_{p, O}$	Output Current	$V_I = V_O = 8.0V$ (Note 4)	140	180	240	μA
I_{L}	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	μA
k	Gain Constant	(Note 3)	0.8	1.0	1.1	
	Linearity	$f_{IN} = 1\text{ kHz}, 5\text{ kHz}, 10\text{ kHz}$ (Note 5)	-1.0	0.3	+1.0	%
OP/AMP COMPARATOR						
V_{OH}		$V_{IH} = 6.0V$		3	10	mV
I_{BUS}		$V_{IH} = 6.6V$		50	500	nA
	Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5V$	V
	Voltage Gain			200		V/mV
	Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
	Output Source Current	$V_C = V_{CC} - 2.0$		10		mA
	Saturation Voltage	$I_{SAEK} = 5\text{ mA}$		0.1	0.5	V
		$I_{SAEK} = 20\text{ mA}$			1.0	V
		$I_{SAEK} = 50\text{ mA}$		1.0	1.5	V

Electrical Characteristics $V_{CC} = 12 V_{CC}, T_A = 25^{\circ}C$ See test circuit (Continued)						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ZENER REGULATOR						
	Regulator Voltage	Range = 470 ft		7.55		V
	Series Resistance			10.5	15	Ω
	Temperature Stability			+1		mV/C
	TOTAL SUPPLY CURRENT			5.6	6	mA
<p>Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 1.1°C/W junction to ambient for LM2974 and LM2974-2, and 70°C/W junction to lead for LM2974-1 and LM2974-3.</p> <p>Note 2: Maximum in the case of $V_{CE} = 10V$, $I_{C} = 10mA$ other values are their difference. See test circuit.</p> <p>Note 3: V_{CE} is equal to $V_{CC} - V_{CE} = 1V$, V_{CE} is equal to $V_{CC} - V_{CE} = 1V$, therefore $V_{CE} = V_{CC} = V_{CE}/2$. The difference $V_{CE} = V_{CC} = V_{CE}/2$ and the error gain γ^2 are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.</p> <p>Note 4: Be sure when choosing the time constant $R1 \times C1$ that $R1$ is such that the maximum anticipated output voltage at $t = 0$ can be reached with $t = R1 \times C1$. The maximum value for $R1$ is limited by the output resistance of the T which is greater than 10 kΩ initially.</p> <p>Note 5: Incompleteness is defined as the division of V_{OUT} (pin 5) for $f_{in} = 5 kHz$ from a straight line defined by the v_{OUT} at 1 kHz and V_{OUT} at 10 kHz. $C1 = 1000$ pF, $R1 = 88k$ and $C2 = 322$ nFD.</p>						
General Description (continued)						
<p>The op-amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 25V.</p> <p>The two basic configurations offered include an 8-pin device with a ground referenced tachometer input and an internal connection between the tachometer output and the op-amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.</p>						
<p>The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op-amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op-amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.</p> <p>Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.</p>						
Test Circuit and Waveform						
TLN07942-6						

120221 Rev. 2-1993



17µA Max, Dual/Quad, Single-Supply, Precision Op Amps

MAX478/MAX479

General Description

The MAX478 and MAX479 are dual and quad micro power precision op amps available in 8-pin and 14-pin DIP and small outline packages respectively. Both devices feature an extremely low, 17µA max supply current per op amp, 70µV max offset voltage, 2.2µV/°C max offset voltage drift (0.5µV/°C typ), and 250pA max output offset current.

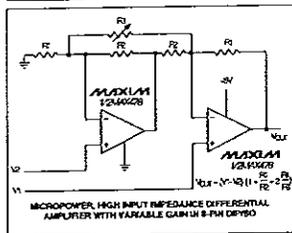
The MAX478 and MAX479 operate from a single supply. The input voltage range includes ground and the output swings to within a few millivolts of ground, which eliminates pull-down resistors and saves power.

Both devices are optimized for single 3V and 5V supply operation with guaranteed specifications at each supply voltage. Specifications for ±1.5V operation are also provided.

Applications

- Battery or Solar Powered Systems
- Portable Instrumentation
- Remote Sensor Amplifier
- Satellite Circuitry
- Micropower Sample-and-Hold
- Thermocouple Amplifier
- Micropower FETs
- Single Lithium Cell Powered Systems

Typical Operating Circuit



Call toll free 1-800-998-8800 for free samples or literature.

Features

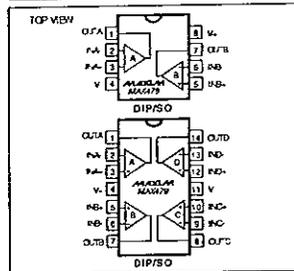
- 17µA Max Supply Current (MAX478A/MAX479A)
- 70µV Max Offset Voltage (MAX478A)
- Single-Supply Operation. Input Voltage Range Includes Ground. Output Swings to Ground While Sinking Current. No Pull-Down Resistors Required.
- Dual Op Amp in 8-Pin DIP/SO Package (MAX478), Quad Op Amp in 14-Pin DIP/SO Package (MAX479)
- 250pA Max Input Offset Current (MAX478A/MAX479A)
- 0.5µV/°C Offset Voltage Drift
- Output Sources and Sinks 5mA Load Current

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN PACKAGE
MAX478CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX478ECPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX478ESA	0°C to +70°C	8 SO
MAX478ESD	0°C to +70°C	Dice*
MAX478EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX478EPA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX479CPD	0°C to +70°C	14 Plastic DIP
MAX479ESD	0°C to +70°C	14 Plastic DIP
MAX479ESD	0°C to +70°C	14 SO
MAX479EPD	-40°C to +85°C	14 Plastic DIP
MAX479ESD	-40°C to +85°C	14 SO

* Dice are specified at $T_A = +25^\circ\text{C}$, DC parameters only.

Pin Configurations



Maxim Integrated Products 1

MAX478/MAX479

17µA Max, Dual/Quad, Single-Supply, Precision Op Amps

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	±22V	Operating Temperature Ranges	0°C to +70°C
Differential Input Voltage	±30V	MAX478 ACP, AC	-40°C to +85°C
Input Voltage	Equal to Positive Supply Voltage 5V Below Negative Supply Voltage	MAX479 E	65°C to +150°C
Output Short-Circuit Duration	Continuous	Storage Temperature Range	+300°C
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)		Lead Temperature (soldering, 10sec)	
3-Pin Plastic DIP (ceramic 9.00mm W/C above +70°C)	727mW		
4-Pin Plastic DIP (ceramic 10.00mm W/C above +70°C)	800mW		
4-Pin Wide SO (ceramic 9.52mm W/C above +70°C)	752mW		

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not guaranteed. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: 5V

V_S = 5V Or V_{DD} = 0.1V V_{SS} = 1.4V T_A = +25°C unless otherwise noted

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MAX478AC MAX479AC		MAX478CE MAX479CE		UNITS	
			MIN	TYP	MAX	MIN		TYP
Input Offset Voltage	V _{OS}	MAX478AC/CP/CEP		30	70	40	120	µV
		MAX479AC/CP/CEP		35	100	40	150	
		MAX478CE/ES				80	160	
		MAX479CE/ES				90	250	
Long-Term Input Offset Voltage Stability	$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T_{time}}$		0.5		0.6		µV/30	
Input Offset Current	I _{OS}		0.05		0.25		nA	
Input Bias Current	I _B		3		5		nA	
Input Noise Voltage	e _n	0.1Hz to 10kHz (R _{IN} = 1)	0.9		2.0		µV _{rms}	
Input Noise Voltage Density		f ₀ = 10kHz (Note 1)	50		75		nV/√Hz	
		f ₀ = 1000Hz (Note 4)	49		65			
Input Noise Current	i _n	0.1Hz to 10kHz (Note 1)	1.5		2.5		pA _{rms}	
		f ₀ = 10kHz (Note 1)	0.03		0.07			
Input Noise Current Density		f ₀ = 1000Hz	0.01		0.01		pA/√Hz	
		Differential mode (Note 1)	0.8		2.0			
Input Resistance	R _{IN}	Common mode	12		12		GΩ	
		Differential mode	3.5		3.9			
Input Voltage Range	V _{IN(peak)}}	Upper limit	0		-0.3		V	
		Lower limit	0		-0.3			
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	V _{CM} = 0V to 3.5V	93		103		dB	
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR	V _S = 2.2V to 12V	94		104		dB	
Large-Signal Voltage Gain	A _{OL}	V ₀ = 0.03V to 4V, no load (Note 1)	140		700		V/mV	
		V ₀ = 0.03V to 3.5V, R _L = 50kΩ	80		200			

17µA Max, Dual/Quad, Single-Supply, Precision Op Amps

MAX478/MAX479

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: 5V (continued)
 $V_S = 5V$, $V_{CM} = 0.1V$, $V_O = 1.4V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MAX478AC MAX479AC		MAX478CE MAX479CE		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	
Output Voltage Swing	V_{out}	Output low, no load	6.5	9.0	6.5	9.0	mV
		Output low, 2kΩ to GND	0.2	0.6	0.2	0.6	
		Output low, $I_{sink} = 100\mu A$	-20	-60	-120	-160	V
		Output high, no load	4.2	4.4	4.2	4.4	
		Output high, 2kΩ to GND	3.5	3.8	3.5	3.8	
Slew Rate	SR	$A_V = +1$, $C_L = 1pF$ (Note 1)	0.013	0.025	0.013	0.025	V/μs
Gain-Bandwidth Product	GBW	$f_o \leq 5kHz$	60		60		MHz
Supply Current per Amplifier	I_S	$V_S = \pm 1.5V$, $V_O = 6V$	13	18	14	21	μA
		$V_S = 2.5V$, $V_O = 6V$	12	17	13	20	
Crosstalk Separation		$5k\Omega = 3V$, $R_L = 10k\Omega$	130		130		dB
Minimum Supply Voltage	V_S	(Note 2)	2.0	2.2	2.0	2.2	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: 5V
 $V_S = 5V$, $V_{CM} = 0.1V$, $V_O = 1.4V$, $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$, unless otherwise noted

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MAX478AC MAX479AC		MAX478C MAX479C		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	
Input Offset Voltage	V_{OS}	MAX478ACPCP	50	170	65	250	μV
		MAX478ACPCP	60	200	70	290	
		MAX478CS			120	390	
		MAX479CS			130	400	
		MAX479CPCP			140	430	
Input Offset Voltage Drift	ΔV_{OS} ΔT	MAX478ACPCP (Note 1)	0.5	2.2	0.6	3.0	μV/°C
		MAX479CS (Note 1)			0.8	4.5	
Input Offset Current	I_{OS}		0.06	0.35	0.06	0.50	nA
Input Bias Current	I_B		3	6	3	7	nA
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = 0V$ to 3.4V	90	101	86	100	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = 2.5V$ to 12V	99	102	88	102	dB
Large-Signal Voltage Gain	A_{VOL}	$V_O = 0.05V$ to 4V, no load (Note 1)	105	500	80	500	V/mV
		$V_O = 0.05V$ to 3.5V, $R_L = 50k\Omega$	55	160	45	160	
Output Voltage Swing	V_{out}	Output low, no load	8	11	8	11	mV
		Output low, $I_{sink} = 100\mu A$	140	190	140	190	
		Output high, no load	4.1	4.3	4.1	4.3	V
		Output high, 2kΩ to GND	3.3	3.8	3.3	3.8	
Supply Current per Amplifier	I_S		14	21	15	24	μA



MAXIM

3 1/2 Digit A/D Converter

ICL7106/7107

General Description

The Maxim ICL7106 and ICL7107 are monolithic analog to digital converters. They have very high input impedances and require no external display drive circuitry. On-board active components include polarity and digit drivers, segment decoders, voltage reference and a clock circuit. The ICL7106 will directly drive a non-multiplexed liquid crystal display (LCD) whereas the ICL7107 will directly drive a common anode light emitting diode (LED) display.

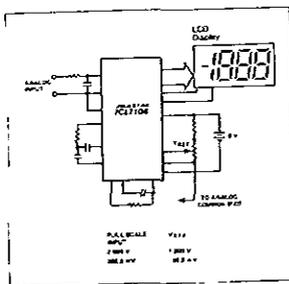
Versatility and accuracy are inherent features of these converters. The dual-slope conversion technique automatically rejects interference signals common in industrial environments. The true differential input and reference are particularly useful when making ratioometric measurements (ohms or bridge transducers). Maxim has added a zero-integrator phase to the ICL7106 and ICL7107 eliminating overrange hangover and hysteresis effects. Finally, these devices offer high accuracy by lowering rollover error to less than one count and zero reading drift to less than 1µV/°C.

Applications

These devices can be used in a wide range of digital panel meter applications. Most applications, however, involve the measurement and display of analog data.

Pressure	Conductance
Voltage	Current
Resistance	Speed
Temperature	Material Thickness

Typical Operating Circuit



The "Maxim Advantage" symbol is an upgraded quality level. It also adds "normal cost" to offer a second source device that is subject to the following guaranteed performance over temperature along with typical test specifications on many key parameters and device enhancements when needed. This results in enhanced performance without changing the functionality.

MAXIM

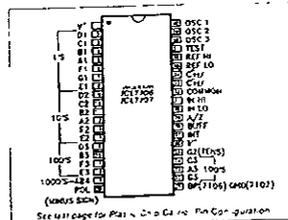
Features

- Improved 2nd Source! (See 3rd page for "Maxim Advantage")
- Guaranteed first reading recovery from overrange
- On board Display Drive Capability—no external circuitry required
LCD-ICL7106
LED-ICL7107
- High Impedance CMOS Differential Inputs
- Low Noise (< 15µV p-p) without hysteresis or overrange hangover
- Clock and Reference On-Chip
- True Differential Reference and Input
- True Polarity Indication for Precision Null Applications
- Monolithic CMOS design

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PACKAGE
ICL7106CPL	0°C to +70°C	40 Lead Plastic DIP
ICL7106CBL	0°C to +70°C	40 Lead CERDIP
ICL7106CQH	0°C to +70°C	44 Lead Plastic Chip Carrier
ICL7106C/D	0°C to +70°C	Die
ICL7107CPL	0°C to +70°C	40 Lead Plastic DIP
ICL7107CBL	0°C to +70°C	40 Lead CERDIP
ICL7107CQH	0°C to +70°C	44 Lead Plastic Chip Carrier
ICL7107C/D	0°C to +70°C	Die

Pin Configuration



See last page for Pin 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40 Pin Configuration.

Maxim Integrated Products 1

ICL7106/7107

3 1/2 Digit A/D Converter

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	ICL7106 V ⁺ to V ⁻	15V	Power Dissipation (Note 2)	1000mW
ICL7107 V ⁺ to GND		6V	Plastic Package	0°C to +70°C
ICL7107 V ⁻ to GND		-6V	Operating Temperature	-65°C to +150°C
Analog Input Voltage (either input)(Note 1)	V ⁺ to V ⁻		Storage Temperature	-300°C
Reference Input Voltage (either input)	V ⁺ to V ⁻		Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	+300°C
Clock Input	ICL7106	TEST to V ⁻		
ICL7107	GND to V ⁻			

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages, provided the input current is limited to $\pm 10 \mu\text{A}$.

Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted on a leaded soldered printed circuit board.

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (page 2)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	V _{IN} = 0.0V Full Scale = 200.0mV	000.0	000.0	000.0	Digital Reading
Reference Reading	V _{IN} = V _{REF} V _{REF} = 100mV	999	999-1000	1000	Digital Reading
Rounded Error: Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale	-V _{IN} = -V _{IN} - 200.0mV	-1	-2	-1	Counts
Linearity: Max. deviation from best straight line fit	Full scale = 200.0mV full scale = 2.000V	-1	-2	-1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	V _{CM} = ±1V, V _{IN} = 0V Full Scale = 200.0mV		50		μV/V
Noise: Pk-Pk value not exceeded 95% of time	V _{IN} = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Input Leakage Current	V _{IN} = 0		1	10	nA
Zero Reading Drift	V _{IN} = 0 0° ≤ T _A ≤ 70°C		0.2	1	μV/°C
Slope Factor: Temperature Coefficient	V _{IN} = 199.0mV 0° ≤ T _A ≤ 70°C (Ext. Ref. Input/C)		1	5	ppm/°C
V ₊ Supply Current (Does not include LED current for 7107)	V _{IN} = 0		0.8	1.8	mA
V ₋ Supply current (7107 only)			0.6	1.8	mA
Analog Common Voltage (with respect to Pos. Supply)	±5kΩ between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common with respect to Pos. Supply	±5kΩ between Common & Pos. Supply		80		ppm/°C
7106 ONLY P _A : Pk Segment Drive Voltage P _B : Pk Background Drive Voltage Note 5	V ₊ to V ⁻ - 9V	4	5	6	V
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except P _A P _B Pin 19 only)	V ₊ = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
		10	15		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at T_A = 25°C, I_{DDC} = 100μA. 7106 is tested in the circuit of Figure 1. 7107 is tested in the circuit of Figure 2.

Note 4: Refer to "Differential Input" description.

Note 5: Background drive is in phase with segment drive for "off" segment, 180° out of phase for "on" segment. Frequency is 25 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

The electrical characteristics above are a reproduction of a portion of Intel's copyrighted 1987/1984 data book. This information does not constitute any representation by Intel that Intel's products will perform in accordance with these specifications. The "Electrical Characteristics Table" along with the descriptive material from the original manufacturer's data sheet have been included in this data sheet solely for comparative purposes.

MAXIM

MAXIM

3 1/2 Digit A/D Converter

ICL7106/7107

- ◆ Guaranteed Overload Recovery Time
- ◆ Significantly Improved ESD Protection (Note 7)
- ◆ Low Noise
- ◆ Key Parameters Guaranteed over Temperature
- ◆ Negligible Hysteresis
- ◆ Maxim Quality and Reliability
- ◆ Increased Maximum Rating for Input Current (Note 8)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS: This device conforms to the Absolute Maximum Ratings in adjacent page.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Specifications below satisfy or exceed all listed parameters on adjacent page.
 * $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 4.85\text{V}$, test circuit. † Figure 1, unless noted.

PARAMETERS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	$V_{IN} = 0\text{V}$, Full Scale = 200 mV / $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 5) $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ (Note 10)	-000.0 -000.0	+000.0 +000.0	+000.0 +000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	$V_{IN} = V_{REF}$, $V_{REF} = 100\text{mV}$ / $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 5) $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ (Note 10)	999 998	999/1000 999/1000	1000 1001	Digital Reading
Pos. over Error (0% to 100% reading); Adj. pos. and neg. reading near Full Scale	$-V_{IN} = -V_{IN} = 200\text{mV}$ / $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 5) $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, No's 10, 11	1	± 2	+ 1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full Scale = 200 mV / or Full Scale = 2.000 V	- 1	± 2	+ 1	Counts
Common Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = \pm 1\text{V}$, $V_{IN} = 0\text{V}$ / Full Scale = 200 mV		50		$\mu\text{V/V}$
Noise (Pk-Pk value not exceeded 65% of time)	$V_{IN} = 0\text{V}$ / Full Scale = 200 mV		15		μV
Input Leakage Current	$V_{IN} = 0$ / $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 5) $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$		± 10	± 200	μA
Zero Reading Drift	$V_{IN} = 0$ / $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ (Note 6)		0.2	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Scale Factor Temperature Coefficient	$V_{IN} = 100\text{mV}$ / $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ (Ext. Full $0\text{ppm}/^\circ\text{C}$) (Note 6)		± 5		$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
V^+ Supply Current (Does not include LED current for 7107)	$V_{IN} = 0$ / $T_A = 25^\circ\text{C}$ / $0^\circ \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$		0.6	1.8	mA
V^- Supply Current (7107 only)			0.2	1.8	mA
Analog Common Voltage (with respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply	2.4	2.9	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common (with respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply		75		$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
7106 Only (Note 5) Pi-Pi Segment Drive Voltage, Pi-Pi Backplane Drive Voltage	$V^+ \text{ to } V^- = 5\text{V}$	4	5	6	V
7107 Only—Segment Sinking Current (Except Pin 15) (Pin 15 only)	$V^- = 5\text{V}$ / Segment Voltage = 3V	5	8.0		mA
7106 Only—Test Pin Voltage	With Respect to V^+	4	5	6	V
Overload Recovery Time (Note 8)	V_{IN} changing from $\pm 10\text{V}$ to 0V		0	1	Measurement Cycles

Note 1: Test condition is V_{IN} step at between pin 15 and pin 14 through a 1M Ω series resistor as shown in Figure 1 and 2.
 Note 2: All pins are designed to withstand electrostatic discharge (ESD) stress in excess of 2000V (Test Circuit per IEC 504-883, Method 3015.11).
 Note 3: Input voltage may exceed the supply voltage provided the input current is limited to 5mA (This reverses Note 1 on adjacent page).
 Note 4: Number of measurement cycles for display to give accurate reading.
 Note 5: 1M Ω resistor is removed in Figures 1 and 2.

February 1985

National Semiconductor

LM2900/LM3900/LM3301 Quad Amplifiers

General Description

The LM2900 series consists of four independent, dual input, externally compensated amplifiers which were designed specifically to operate off of a single power supply voltage and to provide a large output voltage swing. These amplifiers make use of a current mirror to achieve the non-inverting input function. Application areas include: AC amplifiers, PC active filters, low frequency integrator, square-wave and pulse waveform generation circuits, tachometers and low speed, high voltage digital logic gates.

Features

- Wide single supply voltage range of dual supplies: 4 V_{DC} to 32 V_{DC} / -2 V_{DC} to -16 V_{DC}
- Supply current drain independent of supply voltage: 30 nA
- Low input biasing current: 70 dB
- High open-loop gain: 2.5 MHz (unity gain)
- Wide bandwidth: (10³ - 1) V_{p-p}
- Large output voltage swing
- Internally frequency compensated for unity gain
- Output short-circuit protection

Schematic and Connection Diagrams

TLN7236-1

Dual-In-Line and S.O.

Top View
TLN7236-2

Order Number LM2900N, LM3900M, LM2900N or LM3301H
See NS Package Number M14A or M14A

LM2900/LM3900/LM3301 Quad Amplifiers

© 1985 National Semiconductor Corporation, TLN7236

NSC406111 Printed in U.S.A.

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LM2900/LM3900	LM3301
Supply Voltage	3.7 VDC +15 VDC	28 VDC +14 VDC
Power Dissipation (T _A = 25°C) (D=22.11)	1060 mW	1050 mW
MicroSOP	765 mW	760 mW
SO Package	20 mAmps	Continuous
Input Currents (I _{in} or I _{in})	Continuous	Continuous
Output Short-Circuit Duration—One Amplifier		
T _A = 25°C (See Application Hint)		
Operating Temperature Range	-40°C to +65°C 0°C to +70°C	-40°C to +65°C
LM2900		
LM3900		
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering 10 sec)	260°C	260°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package	260°C	260°C
Soldering (10 sec)		
Small Outline Package	215°C	215°C
Jumper (Heat 60 sec)	220°C	220°C
Reflow (15 sec)		
See AN-450 Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD tolerance (Note 7)	2000V	2000V

Electrical Characteristics T_A = 25°C, V⁺ = 15 VDC, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM2900			LM3900			LM3301			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Open Loop	Voltage Gain	Over Temp									V/mV
	Voltage Gain	ΔV _Q = 10 VDC									
	Inverting Input	1.2	2.8		1.2	2.8		1.2	2.8		
	Input Resistance	1			1			1			MΩ
Output Resistance	8			8			8			MΩ	
Unity Gain Bandwidth	Inverting Input	2.5			2.5			2.5			MHz
Input Bias Current	Inverting Input, V ⁺ = 5 VDC Inverting Input	50	200		50	200		50	300		nA
Slew Rate	Positive Output Swing	0.5			0.5			0.5			V/μs
	Negative Output Swing	20			20			20			
Supply Current	R _L = ∞ On All Amplifiers	6.2	10		6.2	10		6.2	10		mAmps
Output Voltage Swing	V _{OUT} High	R _L = 2k V ⁻ = 15.0 VDC		I _{IN} ⁺ = 0, I _{IN} ⁻ = 0	13.5		13.5		13.5		VDC
	V _{OUT} Low			I _{IN} ⁺ = 10 μA, I _{IN} ⁻ = 0	0.09	0.2	0.09	0.2	0.09	0.2	
	V _{OUT} High	V ⁻ = Absolute Maximum Ratings		I _{IN} ⁺ = 0, I _{IN} ⁻ = 0 R _L = ∞	29.5		29.5		25.0		
Output Current Capability	Source	6	18		6	10		5	18		mAmps
	Sink	(Note 2)			0.5	1.3		0.5	1.3		
	I _{OUT}	V _{CC} = 1V, I _{IN} ⁻ = 5 μA			5			5			

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Input Voltage	-0.4V < V _{IN} < 45V
Switch Voltage	-0.4V < V _{SW} < 85V
Switch Current (Note 2)	Internally Limited
Compensation Pin Voltage	-0.4V ≤ V _{COMP} ≤ 2.4V
Feedback Pin Voltage	-0.4V ≤ V _{FB} ≤ 2 V _{OUT}
Power Dissipation (Note 3)	Internally Limited

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	260°C
Maximum Junction Temperature (Holding)	150°C
Maximum ESD Rating (C = 100 pF, R = 15 kΩ)	2 kV

Operating Ratings

Supply Voltage	4V < V _{IN} < 40V
Output Switch Voltage	0V < V _{SW} < 69V
Output Switch Current	I _{SW} < 5.0A
Junction Temperature Range	-40°C ≤ T _J ≤ +125°C

Electrical Characteristics

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C and those in bold type face apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V_{IN} = 5V

LM2587-3.3

Symbol	Parameters	Conditions	Typical	Min	Max	Units
SYSTEM PARAMETERS Test Circuit of Figure 2 (Note 4)						
V _{OUT}	Output Voltage	V _{IN} = 4V to 12V I _{LOAD} = 400 mA to 1.75A	3.3	3.17/3.14	3.43/3.46	V
ΔV _{OUT} / ΔV _{IN}	Line Regulation	V _{IN} = 4V to 12V I _{LOAD} = 400 mA	20		50/100	mV
ΔV _{OUT} / ΔI _{LOAD}	Load Regulation	V _{IN} = 12V I _{LOAD} = 400 mA to 1.75A	20		50/100	mV
η	Efficiency	V _{IN} = 12V, I _{LOAD} = 1A	75			%
UNIQUE DEVICE PARAMETERS (Note 5)						
V _{REF}	Output Reference Voltage	Measured at Feedback Pin V _{COMP} = 1.0V	3.3	3.242/3.224	3.359/3.366	V
ΔV _{REF}	Reference Voltage Line Regulation	V _{IN} = 4V to 40V	2.0			mV
G _M	Error Amp Transconductance	I _{COMP} = -50 μA to +30 μA V _{COMP} = 1.0V	1193	0.678	2.289	nmho
A _{VOL}	Error Amp Voltage Gain	V _{COMP} = 0.5V to 1.6V R _{COMP} = 1.0 MΩ (No 1.6)	260	151/75		V/V

LM2587-5.0

Symbol	Parameters	Conditions	Typical	Min	Max	Units
SYSTEM PARAMETERS Test Circuit of Figure 2 (Note 4)						
V _{OUT}	Output Voltage	V _{IN} = 4V to 12V I _{LOAD} = 500 mA to 1.45A	5.0	4.80/4.73	5.20/5.23	V
ΔV _{OUT} / ΔV _{IN}	Line Regulation	V _{IN} = 4V to 12V I _{LOAD} = 500 mA	20		50/100	mV
ΔV _{OUT} / ΔI _{LOAD}	Load Regulation	V _{IN} = 12V I _{LOAD} = 500 mA to 1.45A	20		50/100	mV
η	Efficiency	V _{IN} = 12V, I _{LOAD} = 750 mA	80			%

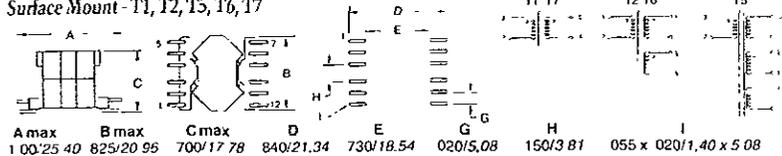
Electrical Characteristics						
Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$ and those in bold type face apply over the Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, $V_{IN} = 5\text{V}$ (Continuous).						
LM2587-5.0 (Continued)						
Symbol	Parameters	Conditions	Typical	Min	Max	Units
UNIQUE DEVICE PARAMETERS (Note 5)						
V_{REF}	Output Reference Voltage	Measured at Feedback Pin $V_{COUPL} = 1.0\text{V}$	5.0	4.913/4.900	5.088/5.100	V
ΔV_{REF}	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V to } 40\text{V}$	33			mV
G_{EA}	Error Amp Transconductance	$I_{COUPL} = -30\ \mu\text{A to } +30\ \mu\text{A}$ $V_{COUPL} = 1.0\text{V}$	0.750	0.447	1.401	mho
A_{VOL}	Error Amp Voltage Gain	$V_{COUPL} = 0.5\text{V to } 1.6\text{V}$ $R_{COUPL} = 1.0\ \text{M}\Omega$ (Note 6)	165	99/49		V/V
LM2587-12						
Symbol	Parameters	Conditions	Typical	Min	Max	Units
SYSTEM PARAMETERS Test Circuit of Figure 3 (Note 4)						
V_{OUT}	Output Voltage	$V_{IN} = 4\text{V to } 10\text{V}$ $I_{LOAD} = 300\ \text{mA to } 1.2\text{A}$	12.0	11.52/11.40	12.48/12.60	V
$\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$	Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V to } 10\text{V}$ $I_{LOAD} = 300\ \text{mA}$	20		100/200	mV
$\Delta V_{OUT}/\Delta I_{LOAD}$	Load Regulation	$V_{IN} = 10\text{V}$ $I_{LOAD} = 300\ \text{mA to } 1.2\text{A}$	20		100/200	mV
η	Efficiency	$V_{IN} = 10\text{V}$, $I_{LOAD} = 1\text{A}$	80			%
UNIQUE DEVICE PARAMETERS (Note 6)						
V_{REF}	Output Reference Voltage	Measured at Feedback Pin $V_{COUPL} = 1.0\text{V}$	12.0	11.79/11.78	12.21/12.24	V
ΔV_{REF}	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V to } 40\text{V}$	7.8			mV
G_{EA}	Error Amp Transconductance	$I_{COUPL} = -30\ \mu\text{A to } +30\ \mu\text{A}$ $V_{COUPL} = 1.0\text{V}$	0.328	0.188	0.621	mho
A_{VOL}	Error Amp Voltage Gain	$V_{COUPL} = 0.5\text{V to } 1.6\text{V}$ $R_{COUPL} = 1.0\ \text{M}\Omega$ (Note 6)	70	41/21		V/V
LM2587-ADJ						
Symbol	Parameters	Conditions	Typical	Min	Max	Units
SYSTEM PARAMETERS Test Circuit of Figure 3 (Note 4)						
V_{OUT}	Output Voltage	$V_{IN} = 4\text{V to } 10\text{V}$ $I_{LOAD} = 300\ \text{mA to } 1.2\text{A}$	12.0	11.52/11.40	12.48/12.60	V
$\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$	Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V to } 10\text{V}$ $I_{LOAD} = 300\ \text{mA}$	20		100/200	mV
$\Delta V_{OUT}/\Delta I_{LOAD}$	Load Regulation	$V_{IN} = 10\text{V}$ $I_{LOAD} = 300\ \text{mA to } 1.2\text{A}$	20		100/200	mV
η	Efficiency	$V_{IN} = 10\text{V}$, $I_{LOAD} = 1\text{A}$	90			%

Magnetics for LM258X Flyback Regulator

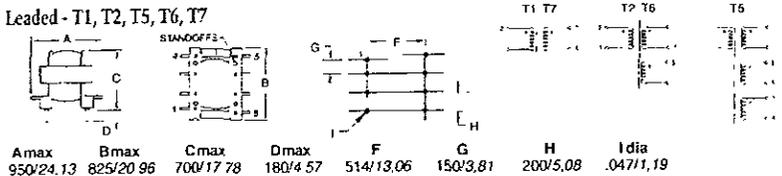
These standard flyback regulator transformers and boost converter inductors are designed for use with National Semiconductor LM2585, LM2586, LM2587 and LM2588 SIMPLE SWITCHER[®] switching regulators. They are available in both surface mount and through hole configurations. All feature 500 V isolation between windings and a variety of available turns ratios.

Ref number	Part number	L ±15% (µH)	Turns ratio	Isolation pri/sec (Vrms)
T1 (SM)	Q4435-B	22	1 1	500
T1 (PC)	Q4434-B	22	1 1	500
T2 (SM)	Q4436-B	22	1.25:2.5	500
T2 (PC)	Q4337-B	22	1.25 2.5	500
T3 (PC)	Q4343-B	85	1 8 8	500
T4 (PC)	Q4344-B	85	1.35 8 8	500
T5 (SM)	Q4437-B	55	1.5 1167 1167	500
T5 (PC)	Q4338-B	66	1.5 1167 1167	500
T6 (SM)	Q4438-B	65	1 12 12	500
T6 (PC)	Q4339-B	66	1 12 12	500
T7 (SM)	S6057-A	47	1 1	500
T7 (PC)	S6000-A	47	1 1	500

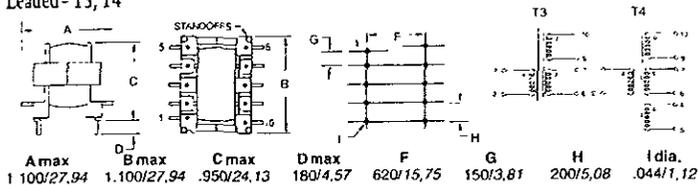
Surface Mount - T1, T2, T5, T6, T7



Leaded - T1, T2, T5, T6, T7



Leaded - T3, T4



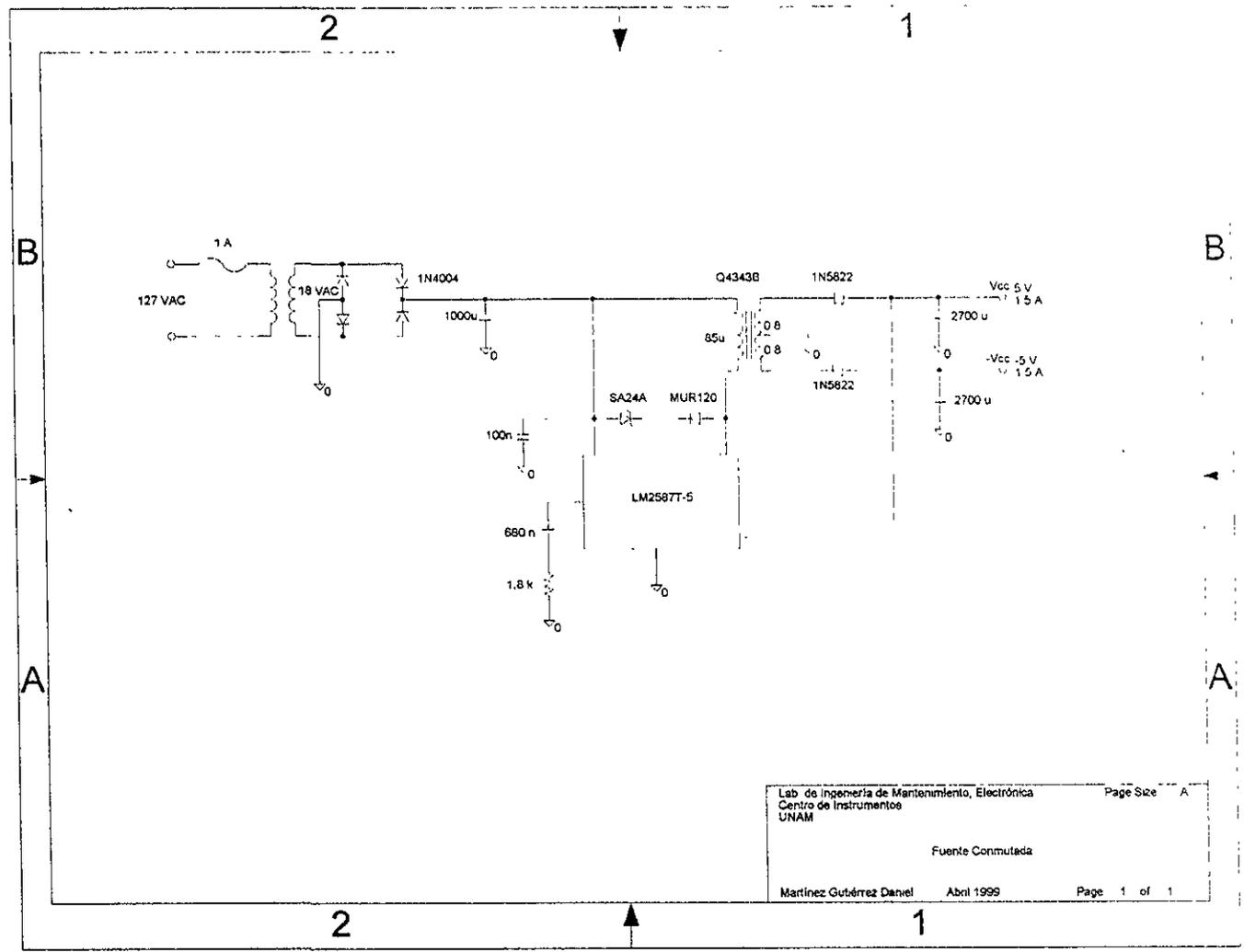
Coilcraft

Revised 9/23/96

1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/639 6400 Fax 847/639-1469
E-mail info@coilcraft.com Data by Fax 800/651-6974 Web http://www.coilcraft.com

Diagramas electrónicos

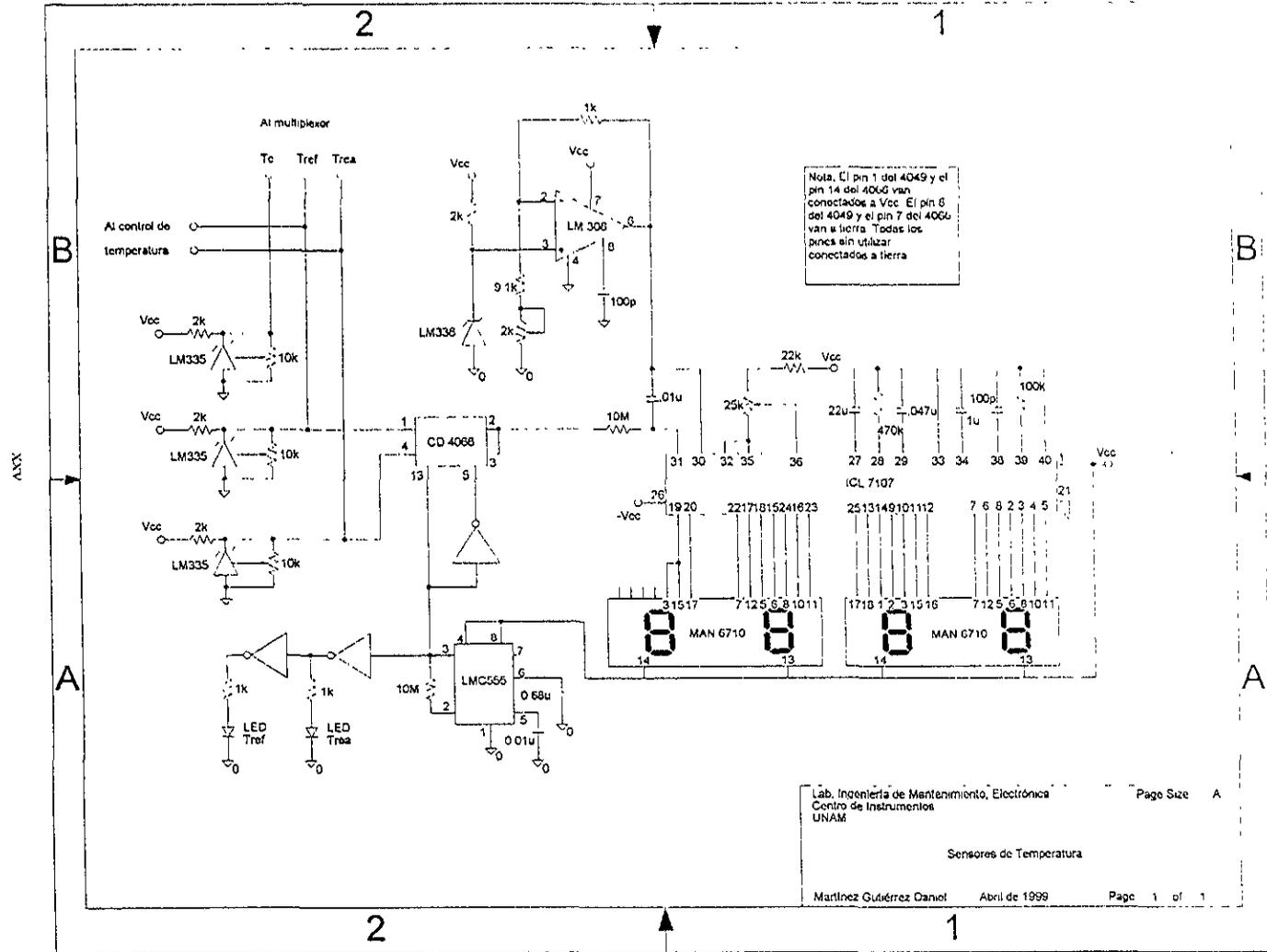
XXXI



Lab de Ingeniería de Mantenimiento, Electrónica Page Size A
 Centro de Instrumentos
 UNAM

Fuente Conmutada

Martínez Gutiérrez Daniel Abril 1999 Page 1 of 1

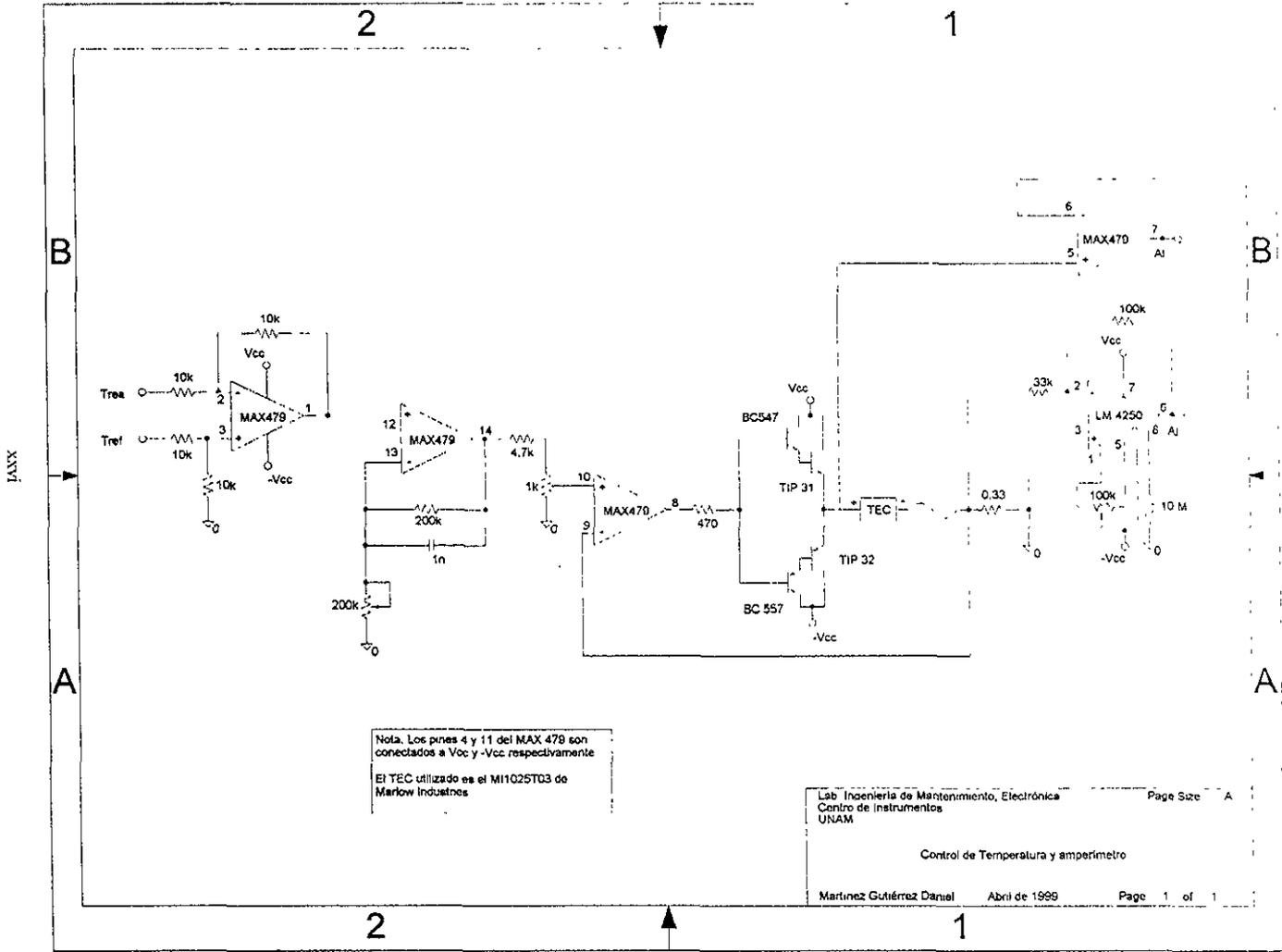


Lab. Ingeniería de Mantenimiento, Electrónica
 Centro de Instrumentos
 UNAM

Page Size A

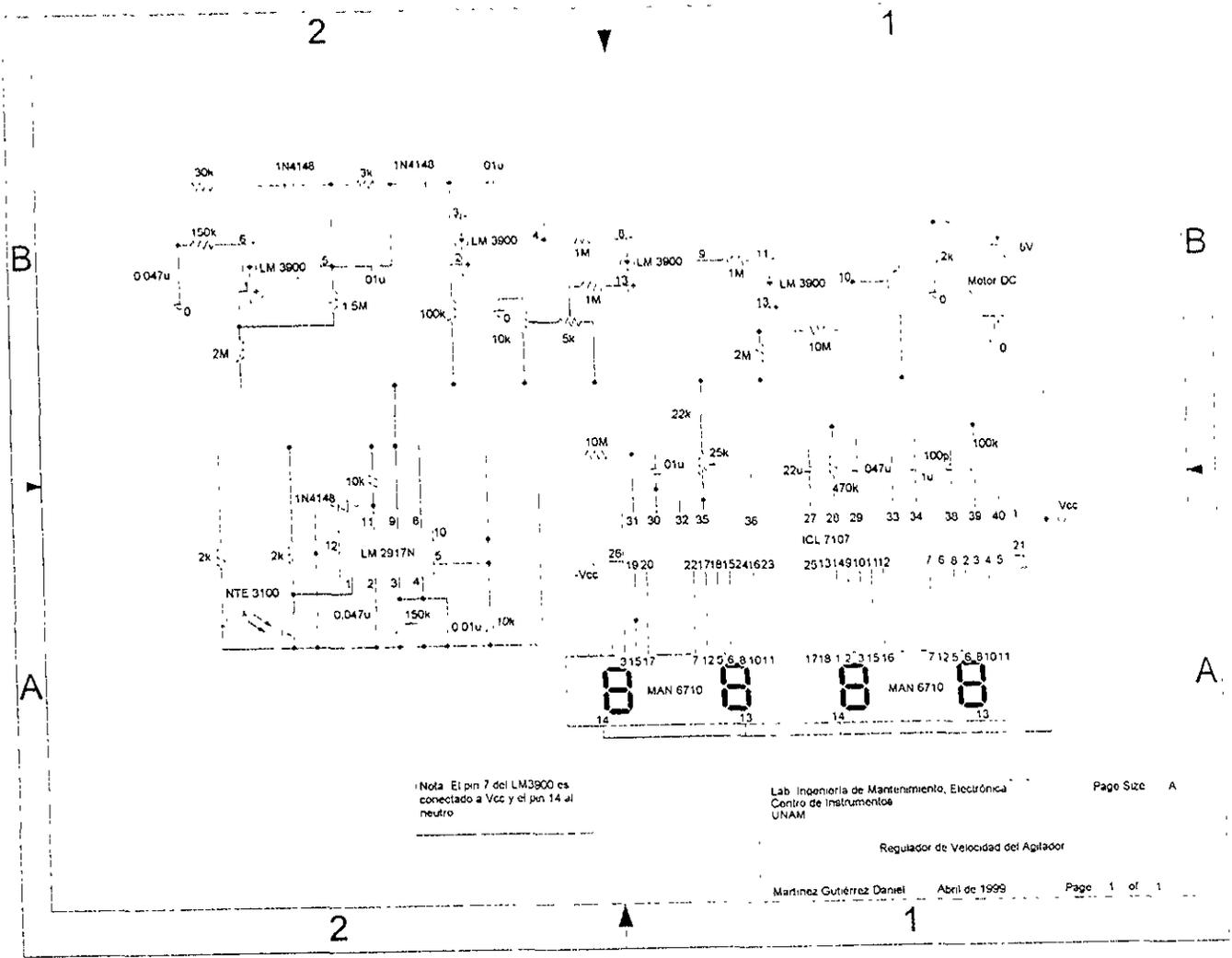
Sensores de Temperatura

Martínez Gutiérrez Daniel Abril de 1999 Page 1 of 1



Nota. Los pines 4 y 11 del MAX 478 son conectados a Vcc y -Vcc respectivamente
 El TEC utilizado es el MI1025T03 de Marlow Industries

Programas de control para la tarjeta A/D



Nota: El pin 7 del LM3900 es conectado a Vcc y el pin 14 al neutro

Lab. Ingeniería de Mantenimiento, Electrónica
 Centro de Instrumentos
 UNAM

Page Size A

Regulador de Velocidad del Agitador

Martínez Gutiérrez Daniel

Abril de 1999

Page 1 of 1

UNAM

Programa principal del convertidor A/D

```

1  KEY OFF: CLS
2  BP% = 12%          ' Modo Bipolar (0 para unipolar)
3  CH% = 0           ' canal de entrada, 0 or 1
4  ADC% = %H23C     ' dirección de puerto por default
5  GOSUB 250         ' calibración
6  IF INP(ADC%+3) > 127 THEN GOTO 140 'esperar hasta
7  OUT ADC% + 1, 1  ' asegurar congelamiento
8  H = (INP(ADC% + 2) AND %HF) ' obtener los cuatro bits altos
9  M = INP(ADC% + 1) ' obtener la mitad del byte
10 L = INP(ADC%)   ' obtener la parte baja del byte
11 OUT ADC% + 1, 0 ' descongelar
12 COUNT% = L + M * 256 + H * 65536! ' combinar cuentas
13 PRINT USING "#####"; COUNT%, ' imprimir cuenta
14 VOLTS = COUNT% * 9.536743E-06 - 5 ' convertir a volts
15 PRINT USING "#####.#####"; VOLTS ' imprimir volts
16 IF INKEY$="" THEN GOTO 140 ELSE END ' presionar tecla para parar
17 PRINT "Calibrating" ' empezar rutina de calibración
18 OUT ADC% + 1, 1 ' congelar
19 OUT ADC%, 48 + BP% ' calibración de offset
20 OUT ADC%, 48 + 64 + BP% ' ajustar bit de calibración
21 OUT ADC%, 48 + BP% ' limpiar bit de calibración
22 OUT ADC% + 1, 0 ' descongelar
23 IF INP(ADC%+3) > 127 THEN GOTO 310 'esperar hasta
24 OUT ADC% + 1, 1 ' congelar
25 OUT ADC%, 32 + BP% ' calibración a escala completa
26 OUT ADC%, 32 + 64 + BP% ' ajuste de bit de calibración
27 OUT ADC%, 32 + BP% ' limpiar bit de calibración
28 OUT ADC% + 1, 0 ' descongelar
29 IF INP(ADC%+3) > 127 THEN GOTO 370 'esperar hasta
30 OUT ADC%, CH% * 16 + BP% ' seleccionar canal
31 RETURN ' fin de la calibración

```

Programa proporcionado por Lawson Labs para control de la tarjeta A/D.

```

100 ' Lawson Labs
110 ' 15 Phoenixville Pike
120 ' Malvern, PA 19355
130 ' 800 321-5355 610 725-8800
140 '
150 ' Sample driver program for Model 141 20-bit A/D converter board
160 ' Usable with interpreted BASIC, QuickBASIC or QBASIC
175 ' Rev. 0 February 3, 1992
180 '
190 ' Card base address :
200 ' The delta sigma card requires 4 consecutive port addresses.
210 ' To obtain the base address from the DIP switch settings, use
220 ' 0 for ON and 1 for OFF in the following formula :
230 '
240 ' 8 * (SW7 * 64 + SW6 * 32 + SW5 * 16 + SW4 * 8 + SW3 * 4 + SW2 * 2 + SW1)
250 '
260 ' The default setting is Hex 230 (decimal 560)
270 ' SW7, SW3 and SW2 are OFF and all others are ON
280 '
290 ' Conversion Clock :
300 ' The jumper in the upper left hand corner of the board sets
310 ' the clock rate for the card.
320 ' The jumper in position 1 yields 224 KHz.
330 ' The jumper in position 2 yields 895 KHz.
340 ' The jumper in position 3 yields 3.58 MHz.
350 ' The corner frequency at 224 KHz is 0.55 Hz, with
360 ' calibrations requiring 10 seconds to complete.
370 ' The update rate is 218 Hz.
380 ' The corner frequency at 895 KHz is 2.2 Hz, with calibrations
390 ' requiring 2.5 seconds to complete. Update rate= 874 Hz.
400 ' The corner frequency at 3.58 MHz is 8.7 Hz, with calibrations
410 ' requiring 0.7 seconds to complete. Update rate= 3.5 KHz.
420 '
430 ' Inputs:
440 ' maximum differential input +/- 5.0 volts
450 ' common mode voltage range +/- 6.0 volts
460 ' overvoltage protection 120 volts continuous
470 '
480 ' 20-bit resolution with no missing codes. +/- 4 counts reproducibility
490 ' (bipolar mode with 895 KHz clock)
500 '
510 ' READS: Base address = low byte of answer
520 ' Base + 1 = middle byte of answer
530 ' Base + 2 = high byte of answer
540 ' Base + 3 = status most sig bit= CONVERTING
550 ' 4th most sig bit= DIGITAL INPUT
560 ' WRITES: Base address = control word
570 ' least sig nibble is A, B, C & D output
580 ' bit 7 is BIPOLAR RANGE
590 ' bit 6 is CALIBRATE
600 ' bits 5 & 4 are Channel Selection code
610 ' code 00 selects input channel 0

```

```

      ' code 01 selects input channel 1
      ' code 10 selects the full scale calibration
      ' code 11 selects the offset (zero) calibration
      ' Base + 1 least sig bit is FREEZE

100 FREE OFF. CLS ' start with screen clear
110 ADC% = &H230 : GOSUB 1680 ' get board base address
120 MIN = 5 : MAX = -5 ' initialize max and min
130 BP% = 128 ' BIPOLAR MODE (use 0 for unipolar)
140 CH% = 0 ' default input channel
150 CC% = 0 ' default output control code
160 AVG% = 1 ' default number of counts to average
170 GOSUB 1230 ' print column headings, etc.
180 GOSUB 900 ' offset, fullscale calibration
190 H = 0: M = 0: L = 0 ' initialize data readout
200 FOR N = 1 TO AVG% ' average loop counter
210 OUT ADC% + 1, 1 ' assert freeze
220 H = H + (INP(ADC% + 2) AND &HF) ' get the 4 most significant bits
230 M = M + INP(ADC% + 1) ' get middle byte
240 L = L + INP(ADC%) ' get low byte
250 OUT ADC% + 1, 0 ' unfreeze
260 NEXT ' get next data for averaging
270 GOSUB 1080 ' convert data to volts and print
280 AS$ = INKEY$ ' check for keypress
290 IF AS$ = " " THEN MIN = 5 : MAX = -5 ' "SPACE" hit, reset max and min
300 IF AS$ = "m" OR AS$ = "M" THEN GOSUB 1290 ' offer menu
310 IF CSRLIN = 23 THEN LOCATE 3, 1 ' wrap around to top of screen
320 GOTO 760 ' do another average loop
330 PRINT "Calibrating"; : LOCATE , 1 ' beginning of calibration routines
340 OUT ADC% + 1, 1 ' freeze
350 OUT ADC%, 48 + BP% ' offset calibration code
360 OUT ADC%, 48 + 64 + BP% ' set calibration bit
370 START=TIMER ' remember the time
380 OUT ADC%, 48 + BP% ' clear calibration bit
390 OUT ADC% + 1, 0 ' unset freeze
400 IF INP(ADC%+3) > 127 THEN GOTO 970 'wait til done
410 OUT ADC% + 1, 1 ' freeze
420 OUT ADC%, 32 + BP% ' fullscale calibration code
430 OUT ADC%, 32 + 64 + BP% ' set calibration bit
440 OUT ADC%, 32 + BP% ' clear calibration bit
450 OUT ADC% + 1, 0 ' unset freeze
460 IF INP(ADC% + 3) > 127 THEN GOTO 1030 'wait til done
470 CALTIM = TIMER - START ' compute time required for calibration
480 OUT ADC%, CH% * 16 + BP% + CC% ' select channel
490 ' wait for settling can go here
500 RETURN ' end of calibration
510 REM volts ' start of count to volts conversion routine
520 COUNT! = L / AVG% + (M / AVG%) * 256 + (H / AVG%) * 65536! ' merge counts
530 PRINT USING "#####"; COUNT!; ' print count
540 VOLTS = COUNT! * 9.536743E-06 - 5 ' convert to volts
550 IF BP% = 0 THEN VOLTS = COUNT! * 4.768372E-06 ' for unipolar
560 PRINT USING "#####.#####"; VOLTS; ' print volts
570 IF VOLTS < MIN THEN MIN = VOLTS ' set minimum reading
580 IF VOLTS > MAX THEN MAX = VOLTS ' set maximum reading
590 PRINT USING "#####.#####"; MIN; ' print minimum reading
600 PRINT USING "#####.#####"; MAX; ' print maximum reading
610 PRINT USING "#####.#####"; MAX - MIN ' print the spread

```

```

1000 CLS : SCREEN
1010 LOCATE 25,77: IF /INP (ADC +2, AND 16) THEN PRINT "OFF"; ELSE PRINT "ON ";
1020 LOCATE ROW, 1
1030 RETURN
1040 CLS : LOCATE 25, 1
1050 PRINT "Press space to reset Max and Min or M for Menu";
1060 LOCATE 25, 63 : PRINT "Digital Input ",
1070 LOCATE 1, 1: PRINT " Count Volts Min Max Spread";
1080 LOCATE 3, 1
1090 RETURN
1100 CLS : LOCATE 25, 10
1110 PRINT "A/D clock = ";
1120 IF CALTIM >= 5 THEN PRINT "224 KHz";
1130 IF (CALTIM > 1.5 AND CALTIM < 5) THEN PRINT "895 KHz";
1140 IF CALTIM < 1.5 THEN PRINT "3.58 MHz";
1150 LOCATE 1, 1
1160 PRINT "(1) # points to average (1-32767)";
1170 PRINT "(2) input channel";
1180 PRINT "(3) digital output code (0-15)";
1190 PRINT "(4) input mode";
1200 IF BP% = 128 THEN PRINT "bipolar";
1210 IF BP% = 0 THEN PRINT "unipolar";
1220 PRINT "(5) recalibrate";
1230 PRINT "(6) exit program";
1240 PRINT "(7) resume operation";
1250 PRINT : INPUT "Select"; Q% : PRINT
1260 IF Q% < 1 OR Q% > 7 THEN GOTO 1290
1270 IF Q% = 7 THEN GOSUB 1230 : RETURN
1280 ON Q% GOSUB 1490,1520,1560,1600,1640,1670
1290 GOTO 1290
1300 INPUT "# points to average "; AVG%
1310 MIN = 5 : MAX = -5
1320 RETURN
1330 IF CH% = 0 THEN CH% = 1 ELSE CH% = 0
1340 OUT ADC%, CH% * 16 + BP% + CC%
1350 MIN = 5 : MAX = -5
1360 RETURN
1370 INPUT "digital output code "; CC%
1380 CC% = CC% MOD 16
1390 OUT ADC%, CH% * 16 + BP% + CC%
1400 RETURN
1410 IF BP% = 128 THEN BP% = 0 ELSE BP% = 128
1420 CLS : GOSUB 900
1430 MIN = 5 : MAX = -5
1440 RETURN
1450 CLS : GOSUB 900
1460 MIN = 5 : MAX = -5
1470 RETURN
1480 CLS : LOCATE 23, 1 : END
1490 PRINT "ADC address = "; ADC% ; "?" (Y/N)
1500 AS$ = INPUT$(1)
1510 IF AS$ = "Y" OR AS$ = "y" THEN GOTO 1900
1520 IF AS$ <> "N" AND AS$ <> "n" THEN GOTO 1680
1530 PRINT "Enter ADC% or DIP switch setting in binary."
1540 PRINT "(For binary, use 1 for ON and 0 for OFF. ";
1550 PRINT " Start with switch #7)";
1560 INPUT AS$

```

```

100 IF LEN(A$) <> 7 THEN GOTO 133.
110 ADC = 0
120 FOR N = 1 TO 7
130 DIGIT = (2 ^ (7 - N)) * ABS(VAL(MID$(A$, N, 1)) - 1)
140 ADC = ADC + DIGIT
150 NEXT N
160 ADC = ADC * 8: A$ = STR$(ADC)
170 IF LEN(A$) > 4 THEN GOTO 1720
180 ADC = VAL(A$)
190 PRINT "ADC: in decimal="; ADC;
200 PRINT "ADC: in Hex="; HEX$(ADC)
210 PRINT "Enter space to continue or Esc to re-enter."
220 A$ = INPUT$(1)
230 IF A$ = CHR$(27) THEN CLS : GOTO 1720
240 GOSUB 1980
250 IF FOUND% THEN RETURN
260 BEEP : PRINT "A Model 141 board was not";
270 PRINT " found at address "; ADC%; " (";
280 PRINT HEX$(ADC%); " Hex)"
290 PRINT "Enter space to exit program or Esc to re-enter."
300 A$ = INPUT$(1)
310 IF A$ <> CHR$(27) THEN GOTO 1670 ELSE CLS : GOTO 1720
320 PRINT "Testing for presence of A/D board . . ."
330 OUT ADC%, 128
340 OUT ADC% + 1, 1
350 IF INP(ADC% + 3) < 128 THEN FOUND% = 0 : RETURN
360 OUT ADC% + 1, 0
370 IF TIMER > 86390 THEN GOTO 2030
380 START = TIMER
390 IF TIMER < START+10 AND INP(ADC%+3) > 127 THEN GOTO 2050
400 IF INP(ADC% + 3) > 127 THEN FOUND% = 0 : RETURN
410 OUT ADC% + 1, 0
420 IF INP(ADC% + 3) > 127 THEN FOUND% = 0 : RETURN
430 FOUND% = -1 : RETURN

```

' assume decimal if <> 7 chrs
' accumulate weighted binary
' 7 bits to add up
' weight the bit
' add it to the sum
' do all of them
' 8-byte boundaries for address
' if > 4, invalid
' assign value input to ADC:
' display new value in decimal
' also display it in hex
' allow another round
' select choice
' if Esc, go get a new value
' test for presence of 141
' 141 found at ADC%, all done
' beep and display message that
' 141 board not found at the
' current address
' allow exit here
' select choice
' exit or try again
' print message
' make sure not calibrating
' assert the FREEZE bit
' CONVERTING bit missing
' now remove the FREEZE bit
' avoid imminent rollover
' remember the time
' wait and watch
' spurious CONVERTING bit
' start conversion if 140 board
' must be a 140
' A/D card appears to be there