



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE  
MÉXICO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**Implantación de un sistema de agitación integral  
para laboratorios de investigación y desarrollo  
Tecnológico**

**T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:**

**Ingeniero Mecánico Eléctrico y  
Electrónico en el Área de Electrónica**

**P R E S E N T A:**

**Lino Ricardo Delgrande Cid**

**ASESOR:**

**Ing. Juan Manuel Gómez González**



**México, D.F.**

**Enero, 2003**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**



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.

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recepcional.

NOMBRE: Lino Ricardo Delgado  
Cid

FECHA: 5/11/02

FIRMA: [Firma]

DE LA BIBLIOTECA

# AGRADECIMIENTOS

★ En primer lugar a mi Madre, que ha sido más que un ejemplo, mi familia entera, su apoyo, amor, observaciones con la sabiduría no solo de una madre si no de una persona que lo puede ser todo. Su enseñanza de valentía, libertad y justicia ante cualquier circunstancia han hecho de mí lo que soy, en fin es mi origen. En donde empieza esta historia.

♥ A Leticia Flores (tisha tisha) que ha sido el complemento de mi ser, el Yang para lograr el equilibrio, mi apoyo moral y mi conciencia. Gracias por tu cariño, tolerancia, alegría y amor.

⌘ Mis grandes ausentes, mi abuelita María Villamil, y mi gran amigo Horacio Lubinzki que en donde estén su recuerdo me inspira.

♣ A Juan Manuel Gómez, Por su apoyo incondicional, amistad y compartir mismos intereses, mejorar las cosas.

⌘ Dr. Helio Flores y Dra. Elvira Santos, Primero que nada por ser los padres de Leticia. Por compartir su sabiduría.

♣ Quim. Oscar Viruega. Gracias por compartir tu ingenio, sencillez y humildad, Siempre te admiraré por lo que eres y lo que haces.

⌘ Dra. Erika Martin- Gracias por tu apoyo académico, moral y como una amiga que sabe de todo un poco y esta dispuesta a compartir buenos momentos.

Ing. Torres Godínez por enseñarme que la sencillez y simplicidad de los problemas se encuentran con la lupa de la imaginación.

Ing. Craig Snader Como la definición de alguien admirable. Y por compartir su filosofía de KIS (Keep It Simple) como base de un diseño.

Ing. Moisés Rueda, por su amistad y su capacidad analítica simple.

♣ A mi cuasi hermano Alfonso Rojas por sus críticas constructivas, bromas y por aceptar, compartir y entender nuestras diferencias.

⌘ Al hermano mayor que no tuve, Francisco Castañeda Robledo. Siendo él emblema del trabajo, esfuerzo y amistad incondicional.

♣ Hebert Arguello y Alejandra, mi compadre y comadre que de un accidente llamado Softball surgió la mejor amistad.

Sería innumerables las personas y sus razones pero simplemente me gustaría mencionar sus nombres o apodos.

En la Facultad de Ingeniería: Por haber compartido su sabiduría y ser ejemplo de un excelente ingeniero. A:

Ing. Marco Aurelio Torres Herrera,  
Fis. Edgar López Tellez,  
Ing. Eduardo Carranza,  
Ing. Vazquez Ortiz,

Ing. Leduc,  
Ing. Soria Villegas,  
Ing. Salva Calleja,  
Ing. Ismael Martínez

**Fac. de Química**

**Gustavo Trujillo (viernes)  
Rosana Ferrari  
Adriana Gómez  
Edgar Mijangos  
Paula Ximena**

**Edgar Malvaez (Cheche)  
Charly Rivera  
Gina  
Victor Ugalde  
Angel**

**Jorge Tiburcio  
Ruy Cervantes  
Paola (Pollo)**

**Reyna, Sarita y Elia Botello, que durante el servicio social y hasta la fecha son amistades para toda la vida.**

**De la Facultad de Ingeniería**

**Cesar "Chayanne" Velez  
Juan Alfonso  
Lalo Muñoz de Cote  
Juan Carlos Álvarez  
(pacman)  
Ing. Rafael Ochoa  
Eliás Perales  
Mauricio Rivera**

**Carlos Siqueiros Shimada  
Arturo Osorio  
Armando Balmori  
Marco Batiz  
Gerardo Campos  
Carlos García  
Juan Carlos Horita  
Enrique Muñoz Gonce**

**Jaime Márquez  
Ricardo Cervantes  
Christopher  
Ivan Micheli  
Toño de León Brito  
Eduardo Piña**

**De mi casa**

**Octavio Robles  
Carlo Robles  
Marco Antonio Robles  
Carlos Alberto Sánchez  
Charly Espejo**

**Carlos Mondragón  
Andrés Peña  
Armando Peters  
Charly Cuellar  
Edgar Pérez**

**Hector Castañeda  
Oscar Castañeda  
Jorge Chaboya  
Joaquín**

**Mi más profundo agradecimiento a las personas del Laboratorio Abierto, no sólo por permitirme trabajar en él, si no apoyarme con ideas, comentarios y observaciones al prototipo. En particular a:**

**Rafael  
Nelly  
Paco**

**Guillermo  
Raúl**

**Implantación de un sistema de agitación integral para laboratorios de investigación y desarrollo Tecnológico** \_\_\_\_\_ **0**

**CAPITULO 1** Introducción y objetivos \_\_\_\_\_ **3**

**CAPITULO 2** Marco teórico \_\_\_\_\_ **4**

2.1 Transferencia de calor y calentamiento de fluidos \_\_\_\_\_ **4**

2.2 Agitación de fluidos \_\_\_\_\_ **5**

2.3 Diodos, LEDs, transistores y optoacopladores \_\_\_\_\_ **6**

2.3.1 Diodo y diodo zener \_\_\_\_\_ **6**

2.3.2 LED (light emitting diode o diodo emisor de luz) \_\_\_\_\_ **7**

2.3.3 Fotodiodo \_\_\_\_\_ **8**

2.3.4 El transistor \_\_\_\_\_ **8**

2.3.5 Optoacopladores \_\_\_\_\_ **10**

2.4 Amplificadores operacionales \_\_\_\_\_ **11**

2.4.1 Etapa de entrada \_\_\_\_\_ **13**

2.4.2 Etapa intermedia: desplazador de nivel \_\_\_\_\_ **13**

2.4.3 Etapa de salida: en Push-Pull \_\_\_\_\_ **14**

2.4.4 Terminales para polarización \_\_\_\_\_ **14**

2.4.5 Terminales de salida \_\_\_\_\_ **14**

2.4.6 Terminales de entrada \_\_\_\_\_ **15**

2.4.7 Corrientes de polarización de entrada y voltaje de desvío \_\_\_\_\_ **15**

2.4.8 Rechazo en modo común \_\_\_\_\_ **15**

2.4.9 Amplificador inversor \_\_\_\_\_ **16**

2.4.10 Amplificador no-inversor \_\_\_\_\_ **17**

2.4.11 Amplificador diferenciador \_\_\_\_\_ **18**

2.4.12 Sumador inversor \_\_\_\_\_ **18**

2.4.13 Temporizadores \_\_\_\_\_ **19**

2.5 Convertidor de frecuencia a voltaje \_\_\_\_\_ **21**

2.6 Tiristores \_\_\_\_\_ **22**

2.7 Termopares \_\_\_\_\_ **26**

2.7.1 El termistor \_\_\_\_\_ **26**

2.7.2 El RTD (resistance temperature detector) \_\_\_\_\_ **26**

2.7.3 El Termopar \_\_\_\_\_ **27**

2.8 Elemento calefactor \_\_\_\_\_ **27**

2.8.1 Resistencia \_\_\_\_\_ **28**

2.9 Motor de inducción \_\_\_\_\_ **31**

2.9.1 Motor \_\_\_\_\_ **31**

2.9.2 Motor de inducción \_\_\_\_\_ **31**

2.10 Convertidor analógico digital y convertidor a 7 segmentos \_\_\_\_\_ **32**

2.11 Fuente de poder \_\_\_\_\_ **35**

2.11.1 Fuente de  $\pm 12V$  de corriente directa \_\_\_\_\_ **35**

2.11.2 Fuente de 5V de corriente directa \_\_\_\_\_ **37**

**CAPITULO 3** Análisis del problema y solución \_\_\_\_\_ **38**

3.1 El estado actual de los agitadores magnéticos con termoregulación \_\_\_\_\_ **38**

3.1.1 El sistema de agitación magnética con calentamiento \_\_\_\_\_ **39**

3.1.2 Análisis del funcionamiento \_\_\_\_\_ **41**

3.2 Solución \_\_\_\_\_ **44**

3.2.1 Sistema térmico \_\_\_\_\_ **44**

3.2.1.1 Sistema para medición de temperatura \_\_\_\_\_ **45**

3.2.1.2 Acondicionamiento de la señal de temperatura. \_\_\_\_\_ **47**

3.2.1.3 Sistema para control de temperatura \_\_\_\_\_ **48**

3.2.1.4 Sistema para regulación de la potencia eléctrica \_\_\_\_\_ **54**

3.2.1.5 Sistema para el despliegue de información \_\_\_\_\_ **59**

3.2.2	Sistema de agitación magnético	60
3.2.2.1	Sistema de medición de velocidad de agitación	60
3.2.2.2	Sistema para control de la velocidad de agitación	66
3.2.2.3	Sistema para la regulación de la potencia eléctrica	69
3.2.2.4	Sistema para el despliegue de la información	77
<b>CAPITULO 4 Conclusiones</b>		<b>80</b>
4.1	Resultados	80
4.2	Aspectos técnicos	81
4.3	Aspectos económicos	81
<b><i>Bibliografía</i></b>		<b>84</b>
<b><i>Artículos</i></b>		<b>85</b>
<b><i>Páginas de Internet</i></b>		<b>86</b>
<b><i>ANEXO #1 ARTÍCULOS SOBRE AGITACIÓN</i></b>		<b>87</b>
<b><i>ANEXO# 2 PÁGINAS DE INTERNET</i></b>		<b>88</b>
<b><i>ANEXO #3 LISTA DE MATERIALES Y EVALUACIÓN DE COSTOS</i></b>		<b>89</b>
<b><i>ANEXO # 4 HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE CIRCUITOS INTEGRADOS</i></b>		<b>90</b>

# **CAPITULO 1      Introducción y objetivos**

## **Introducción**

Las parrillas con agitación magnética o agitadores magnéticos con termoregulación son sistemas utilizados en cualquier laboratorio que trabaje con fluidos. Estos sistemas no han tenido grandes modificaciones desde su integración como un solo equipo. Las empresas nacionales realizan estos equipos en México, su sistema para regular la velocidad de agitación y temperatura es inconstante, ineficiente y no es confiable.

El sistema para control de temperatura hasta ahora utilizado es lento, con poca precisión en el control de la temperatura. El control para la velocidad de agitación como no cuenta con una realimentación, presenta inconsistencia en la agitación. No se cuenta con sistemas para la medición de las variables a controlar, haciendo ambiguos los informes del proceso realizado con estos equipos, además de requerir equipos externos que realicen las mediciones de temperatura y velocidad de agitación.

## **Objetivos**

El objetivo general es diseñar una parrilla de calentamiento con agitación magnética y control automático, que incluya sistemas de medición legibles para la normalización y estandarización. El sistema será funcional y versátil. Superando las características que ofrecen hasta el momento las empresas nacionales en sus equipos.

El sistema tendrá la capacidad de calentar una superficie de 7 pulgadas x 7 pulgadas, teniendo la versatilidad para mostrar en una pantalla la temperatura de la parrilla. Contará con un control automático para la temperatura, mostrando el valor deseado o *set-point* en pantalla y ofreciendo la posibilidad de ser alterado por el usuario en cualquier momento.

El sistema mecánico contará de una realimentación de la velocidad para realizar el ajuste de la velocidad de la flecha del motor. Tanto el valor deseado de la velocidad, como la velocidad instantánea del motor podrán ser visualizados en pantalla.

Con el apoyo de la visualización de las variables del proceso que controla el equipo, se pueden normalizar y estandarizar procesos en su totalidad, asegurando la reproducibilidad del experimento.

La meta es que el equipo tenga mayor precisión y control tanto en el calentamiento como en la agitación que otros productos similares del mercado nacional; y que la operatividad del equipo sea sencilla, lógica y accesible para todo tipo de usuario.



## CAPITULO 2 Marco teórico

### 2.1 Transferencia de calor y calentamiento de fluidos

Para un objeto que se encuentra a cierta temperatura distinta a la ambiental, se observa que después de un cierto tiempo, el objeto se encuentra a la misma temperatura que el ambiente que lo rodea, esto nos indica una transferencia de energía entre el objeto y el ambiente. Cuando se juntan dos sistemas cuyas temperaturas son diferentes, la temperatura final que ambos alcanzan tiene un valor comprendido entre las dos temperaturas iniciales. (Ref. 14)

El calor es una energía que fluye de un cuerpo a otro en virtud de que entre ellos existe una diferencia de temperaturas (Ref. 14). El calor se denomina como  $Q$ , y se define cuantitativamente en términos de un cambio específico producido en un cuerpo durante un proceso dado. Como unidad se utiliza la caloría (cal).

Las sustancias difieren entre sí en la cantidad de calor que se necesita para producir, en una masa dada, un determinado aumento en su temperatura. La relación del calor proporcionado a un cuerpo  $\Delta Q$  y el aumento correspondiente de su temperatura  $\Delta T$ , se llama capacidad calorífica del cuerpo y se denomina  $C$ ; es decir.

$$C = \text{Capacidad calorífica} = \frac{\Delta Q}{\Delta T} \text{ [cal/K]} \dots \dots (2.1)$$

La capacidad calorífica por unidad de masa de un cuerpo, es llamado, calor específico, y es una característica del material del cual está compuesto el cuerpo:

$$c = \frac{\text{capacidad calorífica}}{\text{masa}} = \frac{\Delta Q}{m\Delta T} \text{ [cal/kg } ^\circ\text{K]} \dots \dots (2.2)$$

La ecuación anterior sólo proporciona valores promedio del calor específico en el intervalo de temperaturas  $\Delta T$ .

El calor que se debe suministrar a un cuerpo dado, de masa  $M$ , y cuyo material constituyente tiene una capacidad calorífica específica  $c$ , para aumentar su temperatura desde  $T_i$  hasta  $T_f$  es

$$Q = \sum \Delta Q = \sum_{T_i}^{T_f} mc\Delta T \text{ [cal]} \dots \dots \dots (2.3)$$

A la transferencia de energía causada por la diferencia de temperaturas entre dos partes adyacentes de un cuerpo se le llama conducción de calor.

La ley fundamental de la conducción de calor, en la que el flujo de calor  $H$ , es:

$$H = -kA \frac{dT}{dx} \text{ [cal/s]} \dots \dots \dots (2.4)$$

Donde

$H$  se mide en cal/s y es la rapidez de la transferencia de calor a través del área  $A$ .

$\frac{dT}{dx}$  es el gradiente de temperatura.

K es una constante de proporcionalidad llamada conductividad térmica. (cal/s m K)

La dirección de flujo de calor será aquella en la que aumenta x; como el calor fluye en la dirección que disminuye la temperatura T, es la razón del signo negativo (lo que significa que H sea positiva cuando  $\frac{dT}{dx}$  sea negativa).

## 2.2 Agitación de fluidos

Existen una gran cantidad de funciones de procesamiento que se llevan a cabo en recipientes agitados mediante hélices giratorias. Algunos ejemplos son: 1) mezcla de líquidos miscibles; 2) puesta en contacto o dispersión de líquidos no miscibles; 3) dispersión de un gas en un líquido; 4) fomento de la transferencia de calor entre el líquido agitador y una superficie de intercambio de calor; 5) suspensión o dispersión de partículas sólidas en un líquido, para producir uniformidad, fomentar la transferencia de masas (como disolución) o iniciar una reacción química y estimularla, y 6) reducir el tamaño de partículas aglomeradas.

Las hélices o impulsores se pueden dividir, aproximadamente en dos clases amplias: flujo axial y flujo radial. La clasificación depende del ángulo que forman las aspas con el plano de rotación de la hélice. Las dos clases son, hélices de flujo axial, y hélices de flujo radial. (Ref. 11)

Las hélices de flujo axial incluyen todas las que tienen aspas que forman un ángulo de menos de 90° con el plano de rotación. También se pueden montar hélices cerca del fondo de la pared cilíndrica de un recipiente. Estos agitadores de entrada lateral se utilizan para mezclar fluidos de baja viscosidad (< 100 centipoises<sup>1</sup>) o para mantener sedimentos de asentamiento lento suspendidos en el contenedor, pero el montaje es exterior, y no se puede tener una atmósfera inerte a presión dentro del contenedor. (Ref. Sterbacek y Tausk, " Mixing in the chemical industry" Ed. Bourne 1965).

Las hélices de flujo radial tienen aspas paralelas al eje del husillo impulsor. Las aspas forman un ángulo de 90° con el plano de rotación. Esta clase de agitadores pueden ser montados de manera exterior o por medio de un agitador magnético ( que es un imán recubierto de teflón). Estos agitadores se utilizan para la mezcla de todo tipo de fluidos contenidos en envases pequeños, (menos de 10 litros) variando la velocidad de agitación dependiendo de la viscosidad del fluido.

La presencia o ausencia de turbulencia en un recipiente agitado mediante una hélice, se puede correlacionar con un número de Reynolds de la hélice, que se define como sigue:

$$N_{Re} = \frac{D_a^2 N \rho}{\mu} \dots\dots\dots(2.5)$$

---

<sup>1</sup> unidad para medir la viscosidad de un líquido igual a 1 Poises = 1 gramo/(cm\* s)

en donde: :

$N$  = velocidad de rotación, (rev/s);

$D_a$  = diámetro de la hélice, [ft]

(ft)  $\rho$  = densidad del fluido, (lb/ft<sup>3</sup>)

$\mu$  = viscosidad (lb/(ft·s)).

El flujo en el tanque es turbulento cuando  $N_{Re} > 10,000$ . Así, pues, la viscosidad, por sí sola, no constituye una indicación válida del tipo de flujo que se puede esperar. Entre números de Reynolds de 10,000 y, aproximadamente, 10, hay un intervalo de transición en el cual el flujo es turbulento en la hélice y laminar en las partes alejadas del recipiente; cuando  $N_{Re} < 10$ , el flujo sólo es laminar. No sólo se relaciona con el número de Reynolds de la hélice este tipo de flujo, sino también algunas características de rendimiento del proceso, como el tiempo de mezclado, el índice de bombeo de la hélice, el consumo de energía de la hélice y los coeficientes de transferencia de calor y masas, que se pueden correlacionar con ese grupo adimensional. (Ref. Rushton y Boutros "Kirk-Othmer Encyclopedia of chemical technology", 2ª Ed. Vol. 13)

## 2.3 Diodos, LEDs, transistores y optoacopladores

### 2.3.1 DIODO Y DIODO ZENER

El diodo es un dispositivo semiconductor el cual por sus propiedades físicas del material que lo compone, puede conducir corriente eléctrica en un sentido, pero en sentido opuesto se comporta como un interruptor abierto. En la figura 2.1.- se observa el símbolo del diodo y su característica de encendido. La polarización para que haya una circulación de corriente, se le conoce como polarización directa. La pérdida o caída de voltaje a través del diodo al estar en su estado de conducción es aproximadamente entre 0.2 -a 0.9 Volts, dependiendo del material que este hecho el diodo. Si es de germanio, el voltaje necesario para que haya conducción es de 0.3 V mientras que para un diodo de silicio es necesario 0.7 V. (Ref. 1)

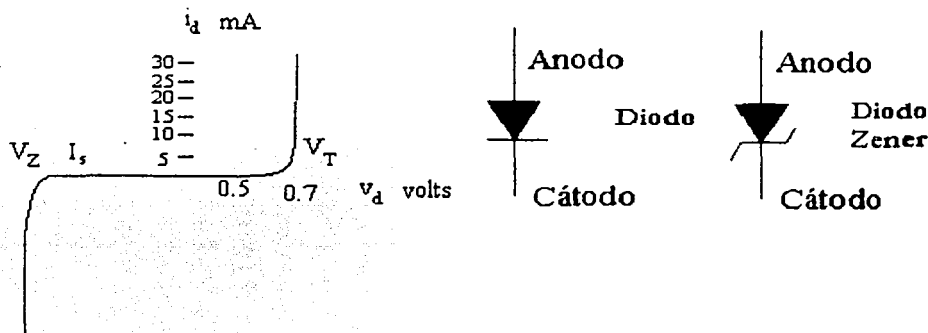


figura 2.1.- Características de encendido del diodo, encendido del diodo Zener y sus símbolos

Un diodo es polarizado en inversa, cuando se aplica el potencial positivo de una fuente de voltaje al cátodo y el voltaje negativo al ánodo. Lo que sucede es que no habrá circulación de corriente, hasta que el nivel de polarización sea lo suficientemente grande que el material del diodo permita la conducción de corriente, este voltaje se le conoce como voltaje Zener ( $V_z$ ), ésta característica se aprovecha en ciertos diodos, que en particular se utilizan con voltajes zener específicos y son polarizados en inversa para aprovechar esa característica, como referencia constante de voltaje. Como se muestra en la figura 2.1.-.

Un diodo permite la conducción de corriente en un sentido, al ser polarizado en directa. Cuando le es aplicado un voltaje, de corriente alterna, sólo el voltaje que polariza en directa al diodo lo hará conducir una corriente. A este proceso se le llama rectificación de una señal, como se muestra en la figura 2.2.-. Donde con una señal senoidal como la que se aplica a un puente de diodos y aprovechando la cualidad de conducción de los diodos, se puede obtener a partir de una señal de corriente alterna, una señal de corriente directa con la mayor cantidad de potencia posible, por medio de este puente rectificador de onda completa o puente de diodos. (Ref. 1)

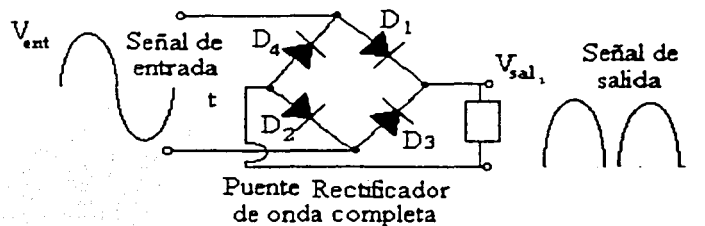
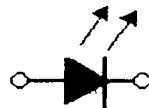


figura 2.2.- Puente de diodos y señal senoidal

### 2.3.2 LED (LIGHT EMITING DIODE O DIODO EMISOR DE LUZ)

El diodo emisor de luz (LED) es, como su nombre lo indica, un diodo que producirá luz visible cuando se encuentre energizado. En todas las uniones p-n de semiconductor una parte de la energía utilizada para la conducción de corriente se convertirá en calor y otro tanto en la forma de fotones. En el silicio y el germanio, el mayor porcentaje se transforma en calor y la luz emitida es insignificante. En otros materiales, como el fosforo arseniuro de galio (GaAsP) o el fluoruro de galio (GaP), el número de fotones es suficiente para crear una fuente luminosa ya sea de luz visible o radiación infrarroja. (Ref. 1) En la figura 2.3.- se muestra el símbolo del diodo emisor de luz.



Diodo emisor de luz  
(LED)

figura 2.3.- Símbolo del diodo emisor de luz

### 2.3.3 FOTODIODO

Es un dispositivo semiconductor de unión p-n cuya región de operación está limitada a la región de polarización inversa. El arreglo de la polarización básica, la construcción y el símbolo correspondiente al dispositivo aparecen en la figura 2.4.-.

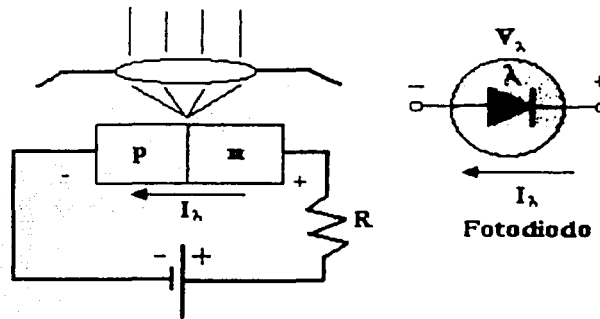


figura 2.4.- Fotodiodo(a) arreglo básico de la polarización y construcción (b) símbolo

La corriente de saturación inversa está normalmente limitada a unos cuantos microamperes. La aplicación de luz en la unión dará como resultado una transferencia de energía de las ondas luminosas incidentes (en la forma de fotones) a la estructura atómica, lo que origina un nivel de corriente inversa. En la figura 2.4.- se muestra un lente que concentra la luz sobre la región de la unión de esta manera la incidencia de la luz es en el punto donde ésta genera el efecto de conducción. (Ref. 1)

### 2.3.4 EL TRANSISTOR

Es un dispositivo de tres capas de material semiconductor, el cual tiene diferentes acciones dependiendo de la polarización que se le aplique. Estas regiones de polarización pueden ser: Activa, corte y saturación. (Ref.5)

Los transistores dependiendo de la configuración de las capas de material semiconductor pueden ser de dos tipos, pnp o npn como se muestra en la figura 2.5.-.

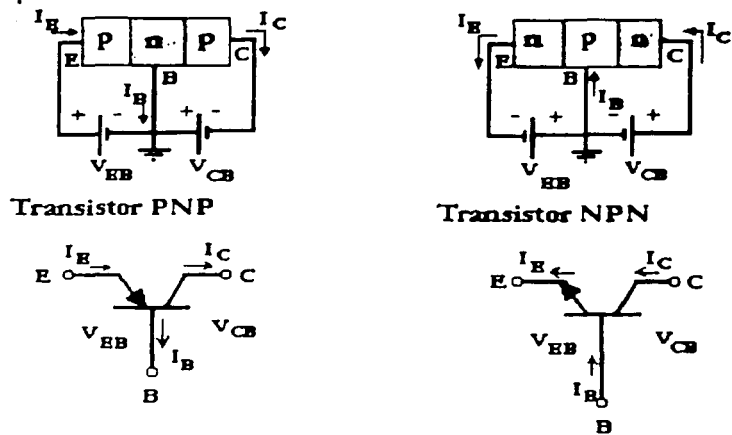


figura 2.5.- Notación y símbolos

La polarización de un transistor en la región activa tiene gran utilidad para la amplificación de señales.

La polarización en corte y saturación, es muy útil como para la conducción o no-conducción, esta operación es como un interruptor de corriente. En la siguiente figura se muestra la curva de regiones de un transistor y su símbolo.

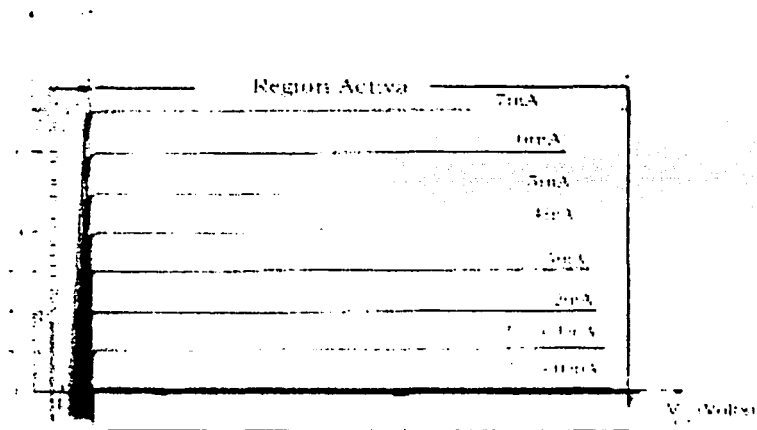


figura 2.6.- Curva de regiones de operación para un transistor

Para operar un transistor npn en la región de corte y saturación se polariza el colector con un voltaje positivo mientras que el emisor se conecta directamente a tierra. En la base se conecta a

una resistencia para limitar la corriente, y es la terminal por la que se introduce la señal para activar el transistor y pasen de las terminales de colector a emisor de un estado de no-conducción a conducción que se le conoce comúnmente como "disparar" el transistor. El voltaje del colector medido a tierra, tendrá la variación desde el voltaje de polarización hasta un nivel de 0.2 V por la caída de voltaje que se genera a través del transistor.

La corriente para la base de un transistor es del orden de microamperes para iniciar la conducción, en tanto que la corriente a través del colector y del emisor es del orden de miliamperes. Así pues en tanto se tenga la presencia de una señal en la base, el transistor conducirá produciendo una caída de voltaje en el colector, y en caso contrario el voltaje del colector sea el mismo que el de la fuente.

### 2.3.5 OPTOACOPLADORES

Son elementos que permiten acoplar dos etapas aislándolas eléctricamente entre sí. Por medio de las propiedades de los semiconductores sensibles a la luz, se lleva a cabo este acoplamiento. Dando por resultado un gran aislamiento eléctrico (Ref. 17).

El opto-acoplador se compone simplemente de un paquete que contiene un LED Infrarrojo y un fotodetector tal como un diodo de silicio como se observa en la figura 2.7.-, un par de transistores Darlington o un SCR. La respuesta de longitud de onda de cada dispositivo se ajusta para que sea lo más idéntica posible y permitir el mejor acoplamiento posible. Hay una capa aislante transparente entre cada conjunto de elementos incrustada en la estructura (no visible) para permitir el paso de la luz. Se diseñan con tiempos de respuesta tan pequeños que pueden emplearse para transmitir datos en el rango de megahertz.

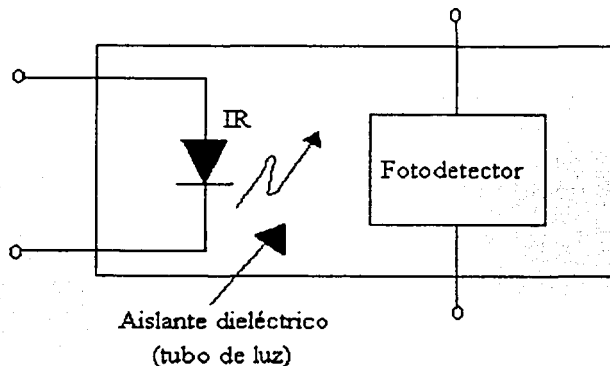


figura 2.7.- Diagrama de bloques del opto-acoplador

La corriente de salida de un opto-acoplador siempre es muy pequeña (kco) del orden de nanoamperes y la disipación de potencia del LED y el opto-detector es del orden de milWats.

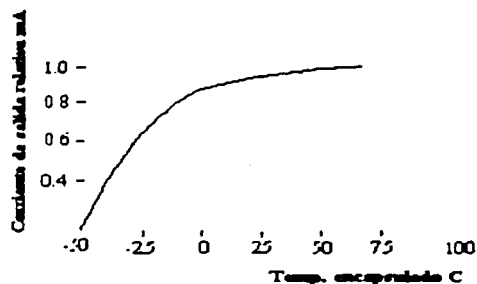


figura 2.8.- Curva de respuesta del opto-acoplador con respecto a la temperatura del encapsulado

Obsérvese que en la figura 2.8.- el pronunciado efecto de la temperatura sobre la corriente de salida a bajas temperaturas, pero la respuesta regular en la temperatura ambiente (25°C) y por encima es prácticamente estable.

Como la función esencial del opto-acoplador es aislar eléctricamente dos etapas, pero al acoplar la señal de control entre ambas, no es indispensable que cuenten con gran capacidad de corriente, al contrario, entre menor sea su disipación y su consumo de corriente, esto da por resultado un acoplamiento de alta impedancia. (Ref. 17)

Como la salida de un opto-acoplador maneja poca corriente, generalmente es necesario asociarla a otro dispositivo de control que maneje la corriente deseada en la etapa. (Anexo 4)

## 2.4 Amplificadores operacionales

La magnitud de las señales que provienen de un sensor son de magnitudes pequeñas, por lo tanto se necesitan amplificar y en algunos casos, eliminar ruido y voltajes no deseados que están sobrepuestos en la información. Por lo tanto se manipula la señal del sensor para que esté en el intervalo de voltaje acordes al diseño del sistema de control, y con la mayor información posible.

Un dispositivo de gran utilidad para estas funciones es el amplificador operacional. El amplificador operacional es un amplificador de CD de alta ganancia.

El símbolo de un circuito de un amplificador operacional es una punta de flecha que representa la alta ganancia y apunta, de la entrada a la salida, en dirección del flujo de la señal. Los amplificadores operacionales tienen cinco terminales básicas: dos para polarización, dos para las señales de entrada y una para la salida, su símbolo es el que se muestra en la figura 2.9.-.



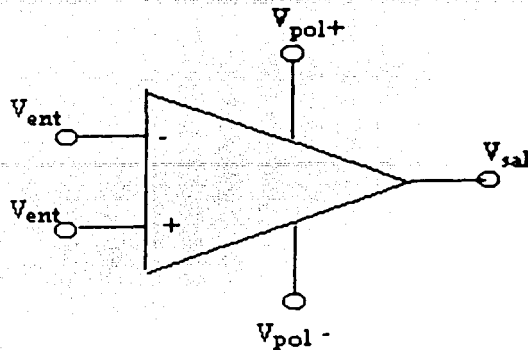


figura 2.9.- Símbolo del amplificador operacional y sus terminales

Se cuenta con dos terminales de entrada, una que recibe el nombre de entrada no inversora que se simboliza por la marca (+), y la otra, que es la entrada inversora está marcada por (-). La ganancia de voltaje de lazo abierto  $A_{v0}$  es, típicamente, de 100 dB ( 100,000 con relación al voltaje) de manera que sólo se necesita una pequeña entrada para producir un cambio grande de salida. El amplificador responde a la diferencia de voltaje entre las dos terminales de entrada y cuando esta diferencia es igual a cero, la salida debe ser un valor cercano a cero (Ref 2).

Con cualquier amplificador acoplado por corriente directa la desviación (offset) de la señal de salida se debe mantener a un valor bajo. La desviación se define como cualquier cambio del voltaje de salida cuando la entrada está en cortocircuito o, de otro modo, cuando se mantiene en el nivel cero ambas terminales de entrada. Dos de las principales causas de la desviación son los cambios de temperatura que originan alteraciones en el valor del voltaje de la base al emisor ( $V_{BE}$ ) de los transistores alrededor de  $-2$  mV por  $^{\circ}\text{C}$  y los cambios del voltaje de alimentación de energía.

Los amplificadores operacionales para propósito general son sistemas de etapas múltiples. El circuito simplificado de un amplificador operacional se ve en la figura 2.10.- .

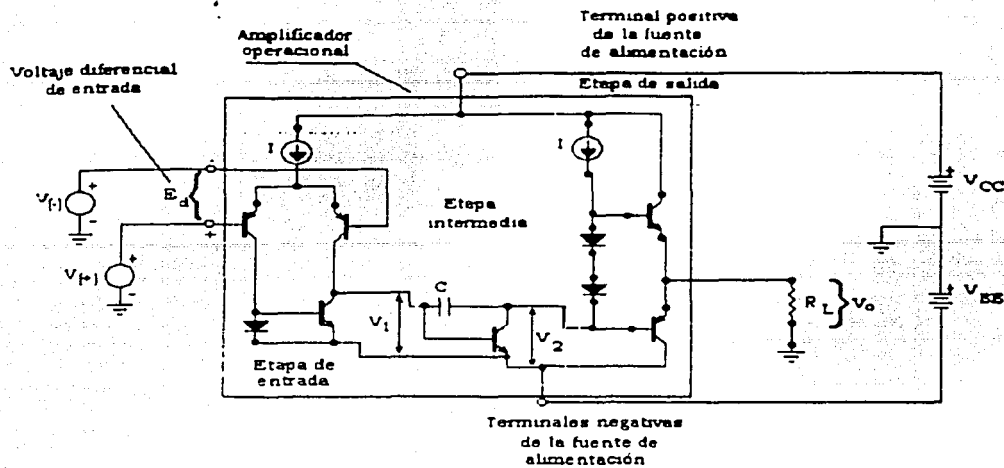


figura 2.10.- Diagrama interno de un amplificador operacional de propósito general, simplificado

Una fuente bipolar de corriente directa se conecta a las terminales de alimentación del amplificador operacional y, por lo tanto, a cada una de sus etapas internas. Dependiendo de la aplicación de que se trate, las señales de entrada pueden ser positivas, negativas o cero. El voltaje de salida obtenido se mide por medio de la resistencia de carga  $R_L$ , la cual se conecta entre la terminal de salida del amplificador operacional y la tierra. El voltaje de salida,  $V_o$ , depende de las señales de entrada y de las características del amplificador operacional (Ref. 2)(Anexo 4) .

### 2.4.1 ETAPA DE ENTRADA

La etapa de entrada del amplificador operacional se conoce como amplificador diferencial. Su impedancia de entrada es muy elevada y su ganancia de voltaje también es grande. Cuando se aplican las señales de entrada  $V_{(+)}$  y  $V_{(-)}$  (figura 2.10.-) el voltaje diferencial,  $E_d$ , se amplifica en esta etapa y aparece como un voltaje de salida  $V_1$ .

### 2.4.2 ETAPA INTERMEDIA: DESPLAZADOR DE NIVEL

La señal de voltaje  $V_1$  a la salida del amplificador diferencial se acopla directamente a la entrada de la etapa intermedia del desplazador de nivel como se observa en la figura 2.10.-. En esta etapa se llevan a cabo dos funciones. La primera consiste en desplazar el nivel del voltaje de la salida, corriente directa, el amplificador diferencial hasta el valor necesario para polarizar la etapa de salida. La segunda permite que pase la señal de entrada  $V_1$  casi sin modificación y convertirse en la señal de entrada  $V_2$  de la etapa de salida (Ref 2).

### 2.4.3 ETAPA DE SALIDA: EN PUSH-PULL

El voltaje de salida  $V_2$  de la etapa intermedia se acopla directamente a la etapa de salida. La etapa de salida que comúnmente se utiliza es la configuración del transistor *pnp-npn* en contrafase. Usar un circuito de contrafase como etapa final permite que el amplificador operacional tenga una resistencia de salida muy baja. La resistencia de carga  $R_L$  se conecta entre la terminal de salida y la tierra para obtener el voltaje de salida  $V_o$  como se observa en la figura 2.10.--(Ref 2)

El circuito real es más complicado, si bien las funciones son similares.

### 2.4.4 TERMINALES PARA POLARIZACIÓN

Las terminales del amplificador operacional identificadas como  $+V$  y  $-V$  designan las terminales del amplificador operacional que deben conectarse a la fuente de poder. La fuente de alimentación para un amplificador operacional generalmente cuenta con tres terminales: positiva, negativa y común. La terminal común de la fuente puede estar o no conectada a tierra mediante el tercer alambre del cable de la línea. Sin embargo, se ha vuelto frecuente en la práctica de mostrar el común de la alimentación como un símbolo de tierra en el diagrama. El uso del término "tierra" o el símbolo es una convención que sirve para indicar que todas las mediciones de voltaje se hacen con respecto a "tierra".

Las fuentes de alimentación utilizadas para los amplificadores operacionales en general son bipolares o simétricas, como por ejemplo de  $+15V$  a  $-15V$  con una terminal de tierra. A pesar de que esta modalidad sea lo común, existen varios circuitos que pueden utilizar una sola fuente de polaridad única. Esto proporciona la ventaja de no tener una fuente simétrica o de un voltaje elevado entre las terminales, pero la desventaja es que no puede amplificar de manera simétrica aportando a la salida valores de voltaje negativos. La solución general a dicho problema es tener menor amplificación y agregar una componente de corriente directa (sumar un voltaje de corriente directa) a la señal a amplificar, lo cual nos permitirá oscilar dentro de un rango de voltaje solo positivo. (Ref. 2)

### 2.4.5 TERMINALES DE SALIDA

La terminal de salida del amplificador operacional está conectada a un extremo de la resistencia de carga  $R_L$ . El otro extremo de  $R_L$  está conectado a tierra y el voltaje de salida  $V_o$  se mide con respecto a tierra. Debido a que sólo hay una terminal de salida en un amplificador operacional, se le denomina salida sencilla única. Existe un límite para la corriente que puede proporcionar la terminal de salida de un amplificador operacional, por lo común es de entre 5 y 10 mA. También hay límite en cuanto a los niveles de voltaje en la terminal de salida; estas fronteras se determinan por los voltajes de alimentación y por los transistores de salida. Estos transistores necesitan cerca de 1 a 2 V del colector al emisor para asegurarse de que actúen como amplificadores y no como interruptores. Por lo tanto, la salida en la terminal puede llegar hasta 1 V abajo del valor del voltaje de polarización positivo ( $+V$ ) y hasta 2V por encima del voltaje de polarización negativo ( $-V$ ). El límite superior de  $V_o$  se denomina voltaje de saturación positivo,  $+V_{sat}$  y el límite inferior voltaje de saturación negativo,  $-V_{sat}$ . (Ref. 2)

La mayor parte de los amplificadores operacionales, tienen circuitos internos que limitan la corriente de la terminal a la salida. Aún cuando ocurriera un cortocircuito en  $R_L$  la corriente de salida estaría limitada a unos 25mA. Esta característica impide la destrucción del amplificador operacional en caso de producirse un cortocircuito.

## 2.4.6 TERMINALES DE ENTRADA

Las entradas se denominan terminales de entrada diferencial ya que el voltaje de salida  $V_o$  depende de la diferencia de voltaje entre ellas,  $E_d$ , y la ganancia del amplificador,  $A_{ol}$ . La terminal de salida es positiva en relación con la tierra cuando la entrada no inversora (+) es positiva respecto a la entrada inversora (-) o mayor que ésta. Cuando  $E_d$  está invertida, la entrada no inversora (+) es negativa respecto a la entrada (-), o menor que ésta y  $V_o$  se vuelve negativo con respecto a la entrada inversora (-).

Puede concluirse que la polaridad de la terminal de salida es igual a la de entrada no inversora (+) con respecto a la entrada inversora (-). Incluso la polaridad de la terminal de salida es opuesta o inversa respecto a la polaridad de la terminal de entrada inversora (-) Por estas razones, la entrada (-) se denomina entrada inversora y la entrada (+) se conoce como entrada no inversora.

Es importante ver que la polaridad de  $V_o$  depende sólo de la diferencia de voltaje entre las entradas inversora y no inversora. Tal diferencia de voltaje puede encontrarse mediante la relación

$E_d = \text{voltaje en la entrada (+)} - \text{voltaje en la entrada (-)}$

Ambos voltajes de entrada se miden con respecto a tierra. El signo de  $E_d$  indica: (1) la polaridad de la entrada (+) respecto a la entrada (-); y (2) la polaridad de la terminal de salida con respecto a tierra. Esta ecuación es válida si la entrada inversora está puesta a tierra, si la entrada no inversora se encuentra también puesta a tierra, e inclusive si ambas entradas están por encima o por debajo del potencial tierra. (Ref. 2).

## 2.4.7 CORRIENTES DE POLARIZACIÓN DE ENTRADA Y VOLTAJE DE DESVÍO

Las terminales de entrada de los amplificadores operacionales consumen corrientes muy pequeñas de polarización y de señal para activar a los transistores internos. Las terminales de entrada presentan además un pequeño desequilibrio conocido como voltaje de desvío de entrada  $V_{io}$ . Tal voltaje funciona como fuente de voltaje  $V_{io}$  en serie con la entrada no inversora. (Ref. 1)

## 2.4.8 RECHAZO EN MODO COMÚN

Una de las características más importantes de un amplificador diferencial es su capacidad para cancelar o rechazar ciertos tipos de señales de voltaje indeseables. Estas señales no deseadas se conocen como "ruido" y pueden ocurrir como voltajes inducidos por campos magnéticos parásitos en tierra o alambres de señal, como variaciones de voltaje en la alimentación de voltaje. Su rasgo distintivo es que la señal de ruido aparece igualmente en las dos entradas del circuito. (Ref. 1)

Se afirma entonces que cualesquiera señales indeseables (ruido) que aparezcan en polaridad, o comunes a ambas terminales de entrada, serán rechazadas (canceladas) en la salida del amplificador diferencial. La señal que se va a amplificar aparece en una sola entrada, o bien con polaridad opuesta en ambas entradas. (Ref. 1)

Con este circuito integrado, se pueden obtener muchas funciones, la principal es la amplificación de una señal, pero se pueden obtener suma de voltajes, diferencia entre voltajes y acoplar dos etapas de impedancias distintas.

## 2.4.9 AMPLIFICADOR INVERSOR

Un amplificador es un circuito que recibe una señal en su entrada y produce una versión más grande sin distorsión de la señal recibida en su salida. Cuando los circuitos cuentan con una resistencia externa de alimentación se conecta entre la terminal de salida y la de entrada inversora. Este tipo de circuito se conoce como circuito de realimentación negativa. La configuración se puede observar en la figura 2.11.- (Ref. 2)

En cualquier aplicación lineal se conecta el amplificador operacional con una red externa de realimentación para proporcionar una ganancia estable.

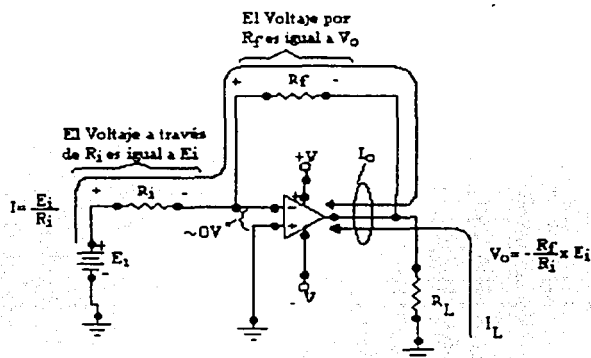


figura 2.11.- Configuración de un amplificador inversor

La ganancia que le aporta a la señal de entrada es

$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} \times E_i \quad \text{Ec. (2.6)}$$

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

De la ecuación 2.6 se observa que la ganancia solo depende del valor de las resistencias externas al circuito, por lo tanto se puede controlar la amplificación con gran versatilidad (Ref.2).

## 2.4.10 AMPLIFICADOR NO-INVERSOR

Esta configuración se realiza al introducir el voltaje a amplificar por la entrada no inversora (+) del amplificador operacional. Cuenta con una realimentación para el control de ganancia, esta realimentación va de la salida hacia la entrada inversora (-). Se requiere de otra malla que va de la entrada inversora hacia tierra. (Ref. 2)

La salida del amplificador no inversor tiene la misma polaridad que el voltaje de entrada. La resistencia de entrada es muy grande, por lo general excede a  $100\text{M}\Omega$ . Dado que prácticamente el voltaje entre las terminales inversora y no inversora del amplificador operacional es 0, ambas están conectadas al mismo potencial  $V_n$ , aparece a través de  $R_i$ , lo cual provoca que la corriente fluya hacia tierra.

Para obtener la ganancia que puede aportar esta configuración, haremos el análisis por corrientes, sólo los pasos más relevantes, a partir de la figura 2.12.-

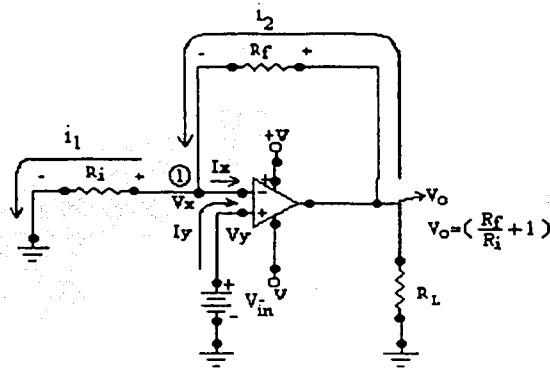


figura 2.12.- Configuración de un amplificador no inversor

La ganancia de amplificación con esta configuración es mayor que la que se puede obtener en la configuración inversora. Otra ventaja es que mantiene la polaridad de la señal a amplificar, lo que nos facilita el seguimiento de una señal.

En la siguiente ecuación se observa la ganancia que puede aportar esta configuración.

$$V_o = \left( \frac{R_f}{R} + 1 \right) \times V_i \dots\dots\dots \text{Ec. (2.7)}$$

## 2.4.11 AMPLIFICADOR DIFERENCIADOR

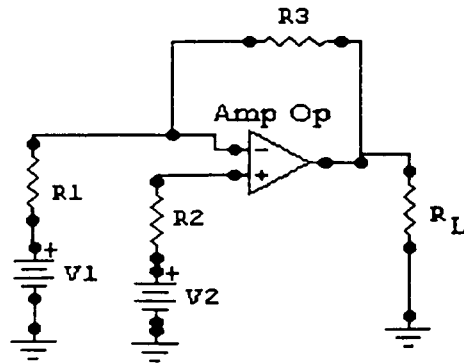


figura 2.13.- Configuración diferenciador

La configuración de amplificador diferenciador hace uso de su capacidad para amplificar la diferencia de voltaje que hay en las entradas del amplificador operacional.

La señal de salida del amplificador operacional es:

$$V_o = V_2 \left( \frac{R_3 + R_1}{R_1} \right) - V_1 \left( \frac{R_3}{R_1} \right) \dots\dots\dots \text{Ec. (2.8)}$$

(Ref. 5)

## 2.4.12 SUMADOR INVERSOR

La configuración de sumador se lleva a cabo por medio de aplicar diferentes voltajes a un mismo nodo con una resistencia intermedia. Esta acción por si misma lleva a cabo la suma de los voltajes aplicados. Pero al aplicar el arreglo a un amplificador, lo que sucede con el voltaje de salida es igual a la suma de los voltajes con signo contrario, que matemáticamente se expresa de la siguiente manera:

$$V_o = -(V_1 + V_2 + V_3) \dots\dots\dots \text{ec. (2.9)}$$

Para obtener dicha ganancia, se analiza el circuito de la figura 2.14.- por medio de las corrientes, en la siguiente figura se muestra el circuito del sumador inversor, con las corrientes para el análisis.

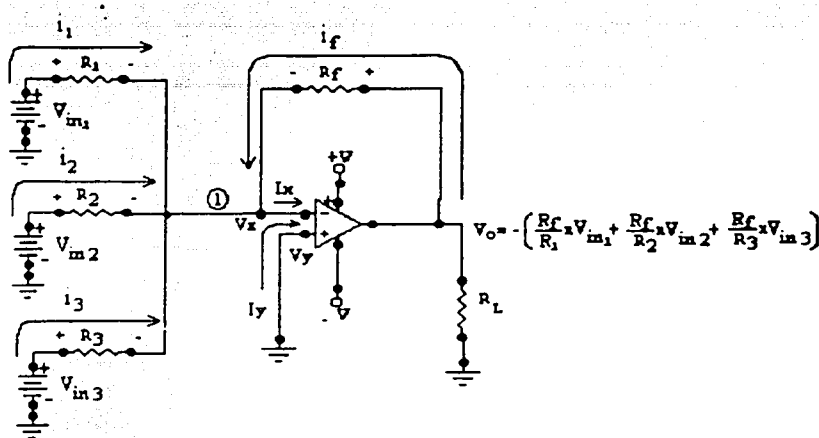


figura 2.14.- Amplificador sumador inversor

Haciendo el análisis en el nodo (1):

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_f - i_x = 0 \dots\dots\dots ec.(2.10)$$

Considerando que  $V_x = V_y = 0$ ,  $i_x = i_y = 0$ , y obteniendo las expresiones de corrientes, queda que:

$$\frac{V_{in1}}{R_1} + \frac{V_{in2}}{R_2} + \frac{V_{in3}}{R_3} + \frac{V_o}{R_f} = 0 \dots\dots\dots ec.(2.11)$$

$$V_o = - \left( \frac{R_f V_{in1}}{R_1} + \frac{R_f V_{in2}}{R_2} + \frac{R_f V_{in3}}{R_3} \right) \dots\dots\dots ec.(2.12)$$

Si  $R_f = R_1 = R_2 = R_3$  entonces cada ganancia es unitaria, y el voltaje de salida es igual a la suma de los voltajes, pero con polaridad invertida. (Ref 5)

### 2.4.13 TEMPORIZADORES

Es un circuito integrado que entrega una señal con dos estados, alto o bajo, con un intervalo de tiempo predeterminado. El circuito integrado generador de pulsos a utilizar es el LM555. Al igual que los amplificadores operacionales de propósito general, el LM555 es confiable, fácil de usar en diversas aplicaciones y de gran rendimiento. Además, el 555 puede trabajar con fuentes de alimentación que van desde +5 hasta +18V, con lo que es compatible con circuitos TTL como con circuitos de amplificadores operacionales. Puede considerarse que el temporizador 555, es un bloque funcional formado por dos comparadores, dos transistores, tres resistencias iguales, un multivibrador biestable (flip-flop) y una etapa de salida. Como se muestra en la figura 2.15.-.



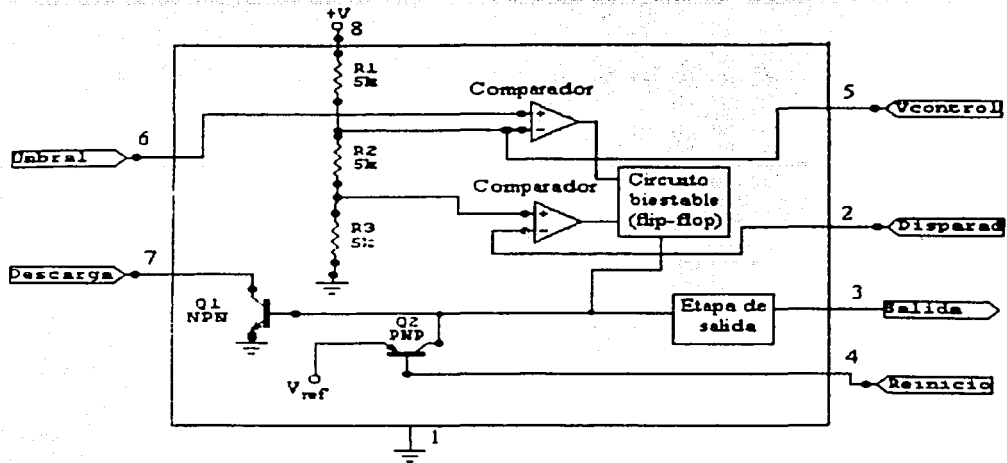


figura 2.15.- Temporizador integrado 555

El temporizador 555 puede funcionar lo mismo como multivibrador astable (oscilación libre) que como multivibrador monoestable (de un disparo). Para nuestro propósito se utilizó como multivibrador monoestable, el voltaje de salida es bajo, hasta que un pulso de disparo de flanco negativo se aplica al temporizador; en este momento el voltaje de salida pasa a nivel alto. El tiempo durante el que la salida permanece en este nivel alto está determinado por una resistencia y un capacitor conectado al temporizador. Al término del intervalo de la temporización, el nivel de voltaje de salida vuelve al nivel bajo. (Ref 2)

En la figura 2.16.- se muestra el circuito del 555 cuando éste funciona como monoestable. Cuando un pulso con variación en sentido negativo se aplica a la terminal 2, la salida se eleva y la terminal 7 elimina el cortocircuito del capacitor C. El voltaje a través de C se eleva de 0 V a una velocidad que está determinada por  $R_a$  y por C. Cuando el voltaje del capacitor alcanza el valor de  $2/3 V_{cc}$ , el comparador de la figura provoca que la salida cambie de un nivel alto a uno bajo. La salida está en nivel alto para el tiempo que se determina mediante:

$$t_{alto} = 1.1 R_a C \dots\dots ec.(2.13)$$

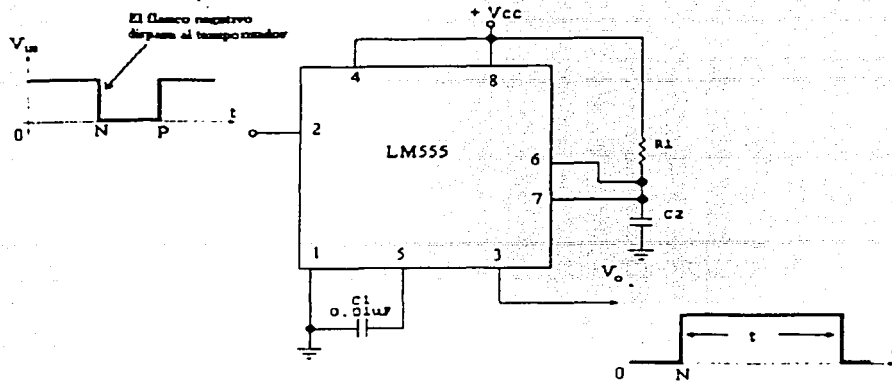


figura 2.16.- Señales y temporizador monoestable

## 2.5 Convertidor de frecuencia a voltaje

El circuito integrado LM2907 es un encapsulado que convierte una señal de corriente alterna de una frecuencia dada, en un voltaje de corriente directa. Se eligió este circuito de aplicación específica ya que por su costo, la cantidad de componentes externos que requiere para su funcionamiento y su desempeño dentro de la frecuencia que utilizaremos, es una opción muy flexible y muy económica. Debido a la frecuencia máxima que aporta el sensor de velocidad angular, se calcula el voltaje entregado por el convertidor de frecuencia a voltaje (Ref.2)

$$V_o = V_{cc} f_{in} C_1 R_1 \dots\dots\dots Ec. (2.14)$$

donde:

- $V_o$  es el voltaje de salida del convertidor
- $V_{cc}$  es el voltaje de polarización del circuito (12V)
- $f_{in}$  es la frecuencia en kHz de entrada al convertidor
- $C_1$  es el valor del capacitor de la bomba de carga (charge pump)
- $R_1$  es el valor de la resistencia de la bomba de carga (charge pump)

El circuito queda:

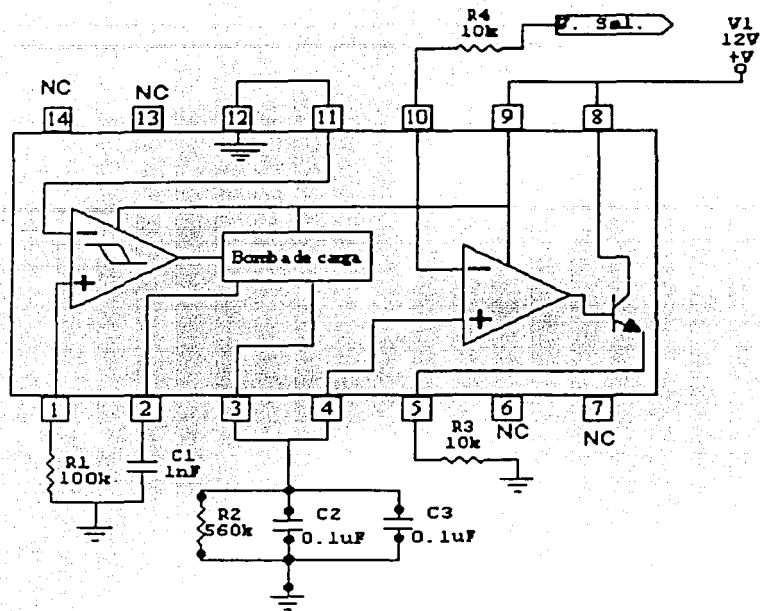


figura 2.17.- Circuito convertidor de frecuencia a voltaje

El convertidor de frecuencia a voltaje tiene una relación de entrada-salida totalmente lineal. (Anexo 4)

## 2.6 Tiristores

Al unir cuatro capas alternadas de material p y n, obteniendo un dispositivo pnpn y al agregar una terminal en la capa de material p intermedia, se obtiene un dispositivo con características similares al diodo rectificador, pero con la terminal extra se puede tener un mayor control en su acción rectificadora como se observa en la figura 2.18.-.

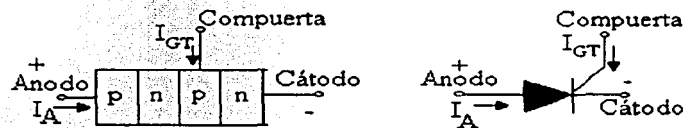


figura 2.18.- Capas de un tiristor y símbolo de SCR

Los dispositivos con más de 3 capas de material semiconductor n y p se les conoce como tiristores. Los tiristores pueden tener diversas formas, pero tienen varias cosas en común. Todos son interruptores de estado sólido que pueden actuar como un circuito abierto y mantener un cierto voltaje hasta ser disparados. Cuando son disparados, los tiristores se vuelven un camino de baja impedancia y se mantienen en esa condición hasta que la corriente que circula se detenga o sea menor que el nivel mínimo llamado corriente de sostenimiento o nivel de sostenimiento (Ref 1).

Estas características hacen que los tiristores sean extremadamente útiles en aplicaciones de control. Comparados con interruptores mecánicos, un tiristor tiene mayor tiempo de vida útil y mayor velocidad de conmutación. Por su tiempo de reacción tan rápido, su acción regenerativa y la baja resistencia en conducción los tiristores son útiles en el control de potencia, protección en transitorios de sobrevoltajes, y también como simples dispositivos de encendido y apagado. En la parrilla con agitación magnética es el elemento principal para el control de la potencia, ya que es el dispositivo que está conectado a la carga, en el caso de la resistencia, se requiere de un Triac de mayor potencia que en el caso del control de velocidad, ya que el motor es de poca potencia, a pesar de que el motor consuma gran cantidad de corriente al arranque, el triac utilizado soporta picos instantáneos. Pero el Triac que controla la corriente para la resistencia, necesita ser de mayor capacidad ya que a través de él circulará la corriente que será transformada en calor, además de necesitar un disipador de potencia.

Además del disparo de la compuerta, los SCR también pueden activarse mediante un aumento significativo de la temperatura del dispositivo o incrementando el voltaje ánodo cátodo hasta el valor de ruptura.

Los métodos generales para desactivar un SCR son por interrupción de corriente de ánodo y la técnica de conmutación forzada. La conmutación forzada corresponde a "forzar" la corriente a través del SCR en la dirección opuesta a la conducción directa.

Los rectificadores controlados de silicio (SCR) y los triacs, ambos pertenecen a la familia de los tiristores. Los SCR son dispositivos unidireccionales, mientras que los triacs son bidireccionales. Un SCR está diseñado para interrumpir la corriente a una carga en un sentido, mientras que el triac está diseñado para conducir la corriente de carga en cualquier dirección como se muestra en la figura 2.19.-. (Ref. 9)

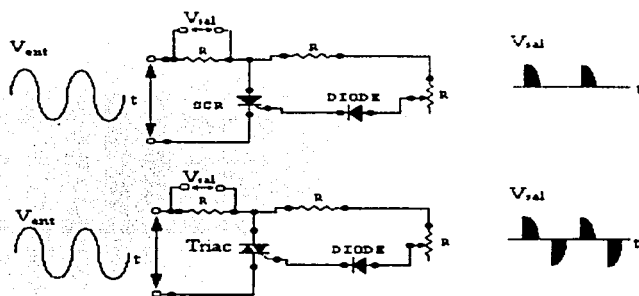


figura 2.19.- Conducción de Triac y SCR

La temperatura de la unión es la variable principal que afecta las características del tiristor. Las temperaturas elevadas hacen que sea más fácil encender y mantener encendido el tiristor. Por esa razón, se debe diseñar la operación de encendido del circuito en la temperatura de la juntura, lo más baja posible. Mientras que para las condiciones de apagado del tiristor se considerará la temperatura más alta, con el fin de prevenir encendidos en falso o en momentos no deseados.

#### Condiciones de encendido de tiristores.

Para el encendido de un tiristor se necesita inyectar una corriente. La corriente puede ser aplicada en la compuerta (gate) para provocar una corriente en el ánodo, como resultado de un rompimiento en avalancha de la juntura de bloqueo. De esta manera, el voltaje de ruptura de un tiristor puede ser variado o controlado por la corriente en la compuerta. (Ref. 16)

Cuando la corriente de gate (compuerta)  $I_g$  es igual a cero, el voltaje aplicado al SCR debe alcanzar el voltaje de ruptura antes para que suceda la conducción.

#### Características de disparo.

El encendido de un tiristor se lleva a cabo por medio de la aplicación de una corriente para elevar la ganancia de lazo a la unidad. La forma de la corriente que circulará a través del tiristor puede tener la forma de la corriente de control que se aplica a la compuerta, resultando la corriente de ánodo del rompimiento de avalancha de la juntura de bloqueo. El voltaje de rompimiento (de ruptura) de un tiristor puede ser controlado por la aplicación de corriente en la compuerta (gate)

Cuando la corriente de gate es igual a cero, el voltaje aplicado puede llegar a ser similar al voltaje de ruptura del SCR o un poco menor antes del estado de conducción. Mientras más se incrementa la corriente de gate, se va reduciendo la capacidad del tiristor para soportar voltajes aplicados y hay niveles de corriente en el cual el tiristor se asemeja a un simple diodo.

Debido al encendido el tiristor, a causa de exceder el voltaje de ruptura, se puede producir una alta disipación instantánea de potencia no uniformemente distribuida sobre el área durante la transición de la conmutación, resultando temperaturas extremas que pueden generar una falla exceptuando que la magnitud y la relación del levantamiento de la corriente principal ( $di/dt$ ) esté restringida a niveles tolerables. Para la operación normal SCR y triac son operados en voltajes bastante menores al voltaje de ruptura, y son conmutados a la conducción con señales en compuerta lo suficientemente grandes para asegurar un encendido completo independiente del voltaje aplicado.

Un triac trabaja de la misma manera tanto para voltaje positivo como negativo. Como puede ser encendido en cualquier polaridad de la señal de gate sin importar el voltaje de las terminales principales, de alguna manera es un poco más complejo que un SCR. Su símbolo y su configuración con respecto a un SCR se muestra en la figura 2.20.-. (Ref. 16)

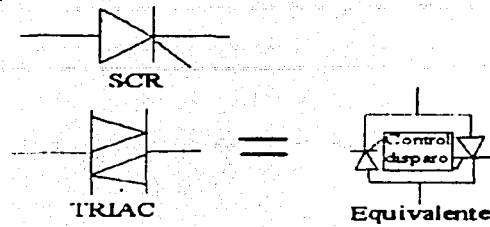


figura 2.20.- Símbolo del triac, y su semejanza con el SCR

La relativa sensibilidad depende de la estructura física en particular del triac, pero como regla general, existe mayor sensibilidad en el 1<sup>er</sup> cuadrante mientras que las características del 4<sup>o</sup> cuadrante lo hacen menos sensible, en la figura 2.21.- se muestran dichos cuadrantes.

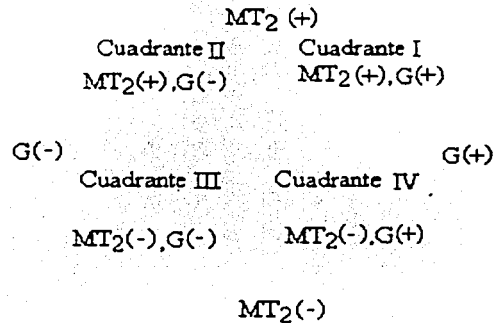


figura 2.21.- Cuadrantes

La sensibilidad de la compuerta de un triac está en función de la temperatura. Tanto la corriente de fuga de la juntura y la corriente de ganancia del elemento "transistor" incrementan la temperatura, por lo que la magnitud necesaria de corriente para el disparo se reduce conforme se incrementa la temperatura. El gate (que puede ser considerado como un diodo) muestra una reducción en la caída de voltaje mientras se incrementa la temperatura. Así pues es importante que el circuito de disparo sea diseñado para entregar suficiente corriente de compuerta para la más baja temperatura considerada. (Ref 1)

El ancho de pulso que se aplica en la compuerta para disparar el tiristor depende del tiempo necesario para que la corriente del ánodo alcance el valor de apertura del canal. Puede ser necesario mantener la señal de compuerta todo el periodo de conducción en aplicaciones donde la carga sea altamente inductiva o donde la corriente de ánodo pueda oscilar por debajo del valor de sostenimiento durante el periodo de conducción.

### Características de sostenimiento e inicios de conducción.

Para que el tiristor permanezca encendido cuando la señal de disparo ha sido removida, es necesario tener suficiente corriente circulando a través del tiristor. El nivel mínimo requerido de la corriente principal para permanecer encendido es la corriente de conducción (latch),  $I_L$ . El triac también tiene cierta dependencia en la corriente de compuerta en el 2° cuadrante, de la figura 2.21.-  
. La corriente de conducción se ve principalmente afectada por la temperatura.

Para permitir el apagado, la corriente principal debe ser reducida por debajo del nivel de la corriente de conducción. La corriente donde ocurre el apagado del tiristor se le conoce como corriente de sostenimiento,  $I_H$ . La corriente de sostenimiento se ve también afectada por la temperatura y de ambos depende la impedancia de la compuerta.

El voltaje inverso en la compuerta del SCR incrementa los niveles de conducción y de sostenimiento. Se debe tomar en cuenta esta falla, ya que se pueden tener problemas con ambos niveles cuando los tiristores son controlados desde un transistor que tiene voltajes de saturación. (Ref. 9) (Anexo 4)

## **2.7 Termopares**

Se pueden tener sensores de temperatura que sean auto-excitados o que se necesite energizarlos para poder tener variaciones en su señal de manera proporcional a la temperatura. Los tipos de sensores de temperatura más comerciales son:

- Termistores
- RTD
- Termopares

A pesar de que existen otros tipos de sensores de temperatura, pero los más comerciales y con mayor linealidad en su respuesta son estos.

### **2.7.1 EL TERMISTOR**

Los termistores son elementos que varían su resistencia eléctrica de manera proporcional a la temperatura, cuentan con baja precisión, son de bajo costo, para intervalos de temperatura amplios (mas de 200°C) se requiere de un sistema para linealizar la salida, ya que es no lineal. Por lo tanto este elemento requiere de más electrónica para su funcionamiento, lo cual causa que se necesiten mayores puntos para mantener estable y en funcionamiento el sistema. (Ref. 7)

### **2.7.2 EL RTD (RESISTANCE TEMPERATURE DETECTOR)**

Los RTD utilizan un elemento sensor que varía su resistencia eléctrica con la temperatura. Consiste de una bobina de alambre de platino o una ligera capa de platino depositada en un sustrato. En cualquiera de ambos casos su relación con la temperatura es una función prácticamente lineal. La linealidad se pierde en valores muy grandes de temperatura aproximadamente después de 750°C. Su rango de temperatura es de -250°C hasta 750°C lo cual hace que tenga muchas aplicaciones con gran linealidad. Sus defectos son el precio, necesita ser energizado para poder tener una señal de salida, lo cual requiere para calibración que la cantidad

de corriente que circula por el RTD sea mínima ya que se produce calentamiento por el paso de corriente, por lo que se necesita compensar ese valor. (Ref. 7)

### 2.7.3 EL TERMOPAR

Un termopar es un transductor de temperatura ya que no necesita alimentación previa para que produzca una señal eléctrica proporcional a la temperatura de su entorno. Consiste en unir dos metales distintos, los cuales son unidos en un extremo y en el otro se obtendrá un pequeño voltaje único a una temperatura dada. La sencillez de su fabricación los hace muy económicos, y el voltaje que aportan tiene gran linealidad con la temperatura para rangos muy grandes. Existen varios tipos de termopares y cada uno está hecho de metales distintos, así como su rango de temperatura donde tienen respuesta lineal, en la tabla 2.1 se muestra una tabla de tipos de termopares, su composición y el intervalo de temperatura en donde se recomienda utilizarse. (Ref. 6)

Tipo de termopar	Materiales que lo componen	Rango de temperatura
B	Platino -Rodio	0-1700°C
E	Cromel-Constantan	(-200)-900°C
J	Hierro-Constantan	0-750°C
K	Cromel-alumel	(-200) - 1250 °C
N	Nicrosil-Nisil	(-270) - 1300 °C
R	Platino 13%Rodio	0 - 1450 °C
S	Platino 10%Rodio	0 - 1450 °C
T	Cobre-Constantan	(-200) - 350°C

Tabla 2.1: Clasificación de termopares en base de los materiales que los conforman

El termopar cuenta con las siguientes ventajas: es lineal, muy económico, muy comercial y no necesita polarizarse para obtener una señal proporcional a la temperatura. El defecto que tienen los termopares es el nivel de voltaje de su salida, ya que es del orden de  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  lo cual hace que se necesite amplificar su respuesta para poder tener variaciones de voltaje mayores.

El sistema de agitación magnética con calentamiento se diseña para una temperatura máxima de 400°C, y como temperatura mínima la ambiente, la cual se espera entre 10 y 25°C, pero la temperatura mínima de funcionamiento es de 50°C.

### 2.8 Elemento calefactor

Este elemento nos permite convertir la corriente eléctrica en calor, para el calentamiento de la parrilla. El elemento es un alambre de alguna aleación que tiene un punto de fusión alto, y una resistencia eléctrica alta. El alambre del material (Kanthal o Nicromel) se introduce en un tubo acerado y se rellena de óxido de magnesio, el cual sirve como aislante eléctrico hacia el tubo pero como conductor térmico. De esta manera el tubo solo se calienta sin presentar ningún voltaje y ser causa para un cortocircuito.



El tipo de resistencia utilizado es el que se muestra en la figura 2.22.-

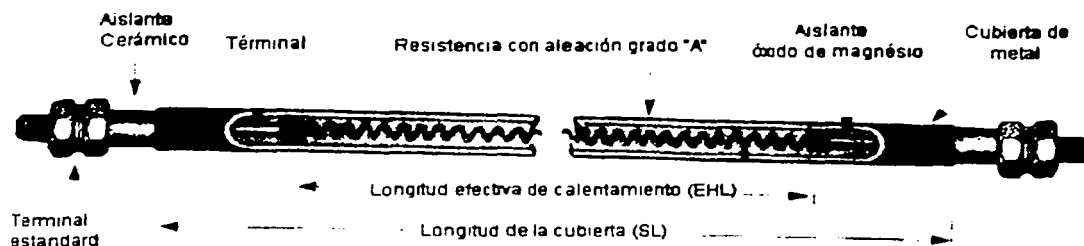


figura 2.22.- Forma de la resistencia

Se utiliza como sistema de calentamiento una resistencia, debido a que no produce flama ni chispa que pueda iniciar una explosión o incendio.

### 2.8.1 RESISTENCIA

La resistencia es tubular con forma de herradura, con las conexiones perpendiculares al plano del cuerpo de calentamiento, la forma se observa en figura 2.23.-, tiene una resistencia de 29Ω y genera una potencia de 500W, (SL).

La forma es la más versátil para el tipo de parrilla, ya que se puede utilizar en parrillas de forma cuadrada o circular, por lo tanto da versatilidad y el costo de manufactura se reduce en producciones grandes.

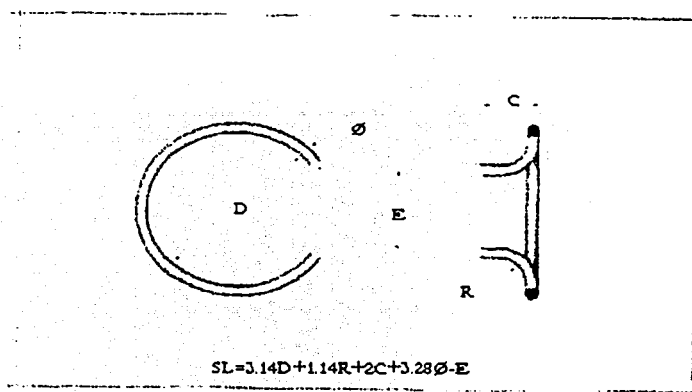


figura 2.23.- Forma y dimensiones de la resistencia

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

El proceso de calentamiento consiste en hacer pasar una corriente eléctrica por la resistencia, la cual disipará una cantidad de energía proporcional a la potencia aplicada.

El efecto de temperatura se refleja en un metal, como un decremento en la movilidad de los electrones. Al aumentar la temperatura, aumenta la probabilidad de que choquen los electrones con la estructura, y se reduzca así la movilidad. Así pues la resistividad de los metales aumenta al aumentar la temperatura.

Para las temperaturas de nuestro interés de 0 a 400°C aproximadamente, la función de resistividad de los metales y sus aleaciones tiene un comportamiento casi lineal. Se puede considerar la siguiente función para el cálculo de la resistividad a una cierta temperatura. (Ref 14)

$$\rho = \rho_0 + aT \text{ } [\Omega \text{ m}] \dots \dots \dots (2.15)$$

Y puede ser expresada

$$\rho = \rho_0 \left( 1 + \frac{a}{\rho} T \right) \text{ } [\Omega \text{ m}] \dots \dots \dots (2.16)$$

Donde:

$\rho$  = resistividad

$\rho_0$  = resistividad a 0°C

$\frac{a}{\rho}$  = coeficiente de variación de la resistividad [1/(°C Ω m)]

T = Temperatura

$$\rho_2 = \rho_1 [1 + \alpha_1 (T_2 - T_1)] \text{ } [\Omega \text{ m}] \dots \dots \dots (2.17)$$

En el caso de materiales utilizados como convertidores de energía eléctrica a energía calorífica, como el Nicromel (60%Ni, 15%Cr, 25%Fe) se tiene que, su resistividad a 20°C = 108 Ω·m (10<sup>-8</sup>) con un coeficiente α a 20°C de 0.16 °C<sup>-1</sup> (10<sup>-3</sup>).

Si consideramos una temperatura de 20°C ambientales y una temperatura objetivo de 350°C ( como la máxima temperatura de la parrilla, sin considerar ningún tipo de pérdida entre la resistencia y la superficie) la resistividad ρ<sub>2</sub> es igual a 1.37024 μΩ·m, considerando que es 1.08 μΩ·m a 20°C. La resistividad permanece prácticamente igual a pesar de la diferencia tan grande de temperatura.

Los electrones libres de los sólidos, al desplazarse por efecto del campo eléctrico aplicado, ganan energía cinética, que es transmitida a la estructura del material al chocar éstos con ella. Al intercambio de energía entre los electrones, acelerados por el campo eléctrico y los átomos que la reciben por choque, da por resultado un incremento de la temperatura del material, y como consecuencia de éste, la resistividad del material varía. Aunque en algunos materiales la diferencia de la resistividad no sea tan grande. (Ref. 14)

El estado estable se obtiene cuando el material transfiere a su ambiente una cantidad de energía en forma de calor por segundo, igual a la energía eléctrica que recibe, manteniéndose así la temperatura constante.

Para obtener la expresión que permite evaluar la energía eléctrica transformada en calor por segundo y por unidad de volumen en un material de resistividad  $\rho$ . Se tiene que considerar, la superficie por la que circularán los electrones, la longitud, la diferencia de potencial aplicada y el material.

Como es frecuente tener un sólido de longitud  $L$  y área de sección transversal  $A$ , en el cual  $\rho, J, E$  son constantes en todo el volumen, la ecuación queda:

$$\frac{du}{dt} = \rho J^2 \iiint dV = \rho J^2 V [W] \dots \text{Ec. (2.18)}$$

Como

$$V = AL [m^3] \dots \text{Ec. (2.19)} \quad \text{y} \quad J^2 = \frac{i^2}{A} [A^2/m^2] \dots \text{Ec. (2.20)}$$

queda

$$\frac{du}{dt} = \rho L J^2 A = \frac{\rho L}{A} i^2 [W] \dots \text{Ec. (2.21)}$$

y como

$$V_{ab} = \rho \frac{L}{A} i [V] \dots \text{Ec. (2.22)} \quad \text{y} \quad R = \rho \frac{L}{A} [\Omega] \dots \text{Ec. (2.23)}$$

$$\frac{du}{dt} = Ri^2 [W] \text{ Ec. (2.24)}$$

Esta expresión es conocida como la ley de Joule y representa la energía eléctrica que se transforma en calor por segundo en un dispositivo de resistencia  $R$  por el cual circula una corriente  $i$ .

En un elemento resistor puro, toda la energía eléctrica que recibe en un segundo (potencia eléctrica) se transforma en calor, y se puede expresar la potencia eléctrica  $P$  utilizando las ecuaciones siguientes.

$$P = \frac{du}{dt} = Ri^2 = V_{12}i = \frac{V^2}{R} [W] \dots \text{Ec. (2.25)}$$

Con lo cual, se calcula la potencia de una resistencia.

La limitante de temperatura y potencia, es la temperatura de fusión del elemento resistivo, ya que al acercarse a dicho punto, la posibilidad de destrucción del mismo se incrementa. Así pues una consideración importante de la resistencia, es la temperatura máxima a operar, ya que de ella depende el material a utilizar como resistor.

## 2.9 Motor de inducción

### 2.9.1 MOTOR

El motor seleccionado es un motor de potencia fraccionaria, con dimensiones reducidas para aprovechar el espacio. Debido a que el motor no necesita tener gran torque de arranque, y para la velocidad nominal ésta será modificada por la alimentación, se busca un motor que no produzca chispa, tenga par de arranque propio y tenga la potencia necesaria para mantenerse en movimiento y acelerarse.

### 2.9.2 MOTOR DE INDUCCIÓN

El motor seleccionado porque cumple con todas estas características es el motor de inducción, con devanado lateral. Es un modelo muy económico, con gran versatilidad por su fácil manejo, consta solo de una bobina, un núcleo y el rotor, por lo tanto está libre de mantenimiento. La potencia que aporta es fraccionaria, de aproximadamente 1/32 Hp, la cual es suficiente para la agitación. Su velocidad máxima es de 1800 RPM, las cuales son suficientes para la agitación de líquidos, que generalmente utilizará una menor velocidad.

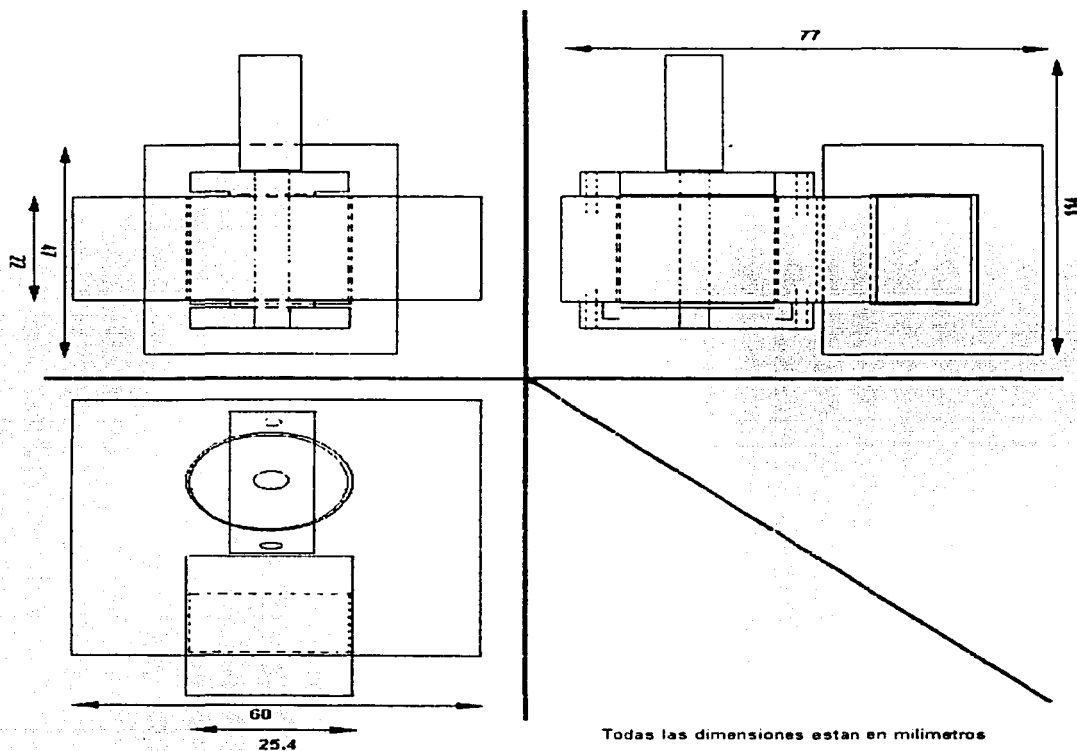


figura 2.24.- Dimensiones físicas del motor de inducción

## 2.10 Convertidor analógico digital y convertidor a 7 segmentos

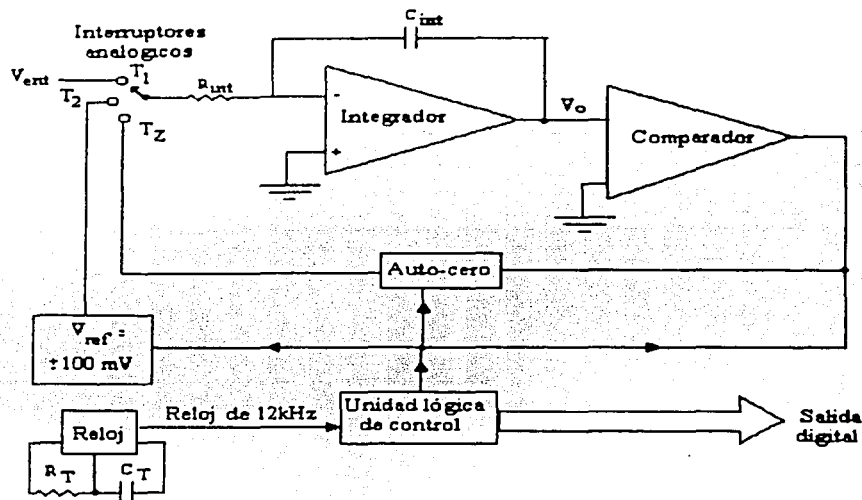


figura 2.25.- Convertidor analógico digital

El circuito integrado *ICL7107* es un convertidor analógico digital monolítico. Tiene muy alta impedancia de entrada y no necesita un circuito de control de *display* externo. El circuito contiene de manera interna componentes activos incluyendo manejadores de polaridad y de dígitos, circuitos para voltaje de referencia y de reloj. Este integrado puede manejar de manera directa diodos emisores de luz (*LED*) con ánodo común.

Este convertidor es de gran versatilidad y precisión. La técnica utilizada de conversión es de integración de doble-pendiente (*dual-slope*) que automáticamente rechaza las señales de interferencia en ambientes industriales. Cuenta con un integrador de fase en cero, para eliminar el sobreintervalo, oscilaciones en la cuenta y efectos de histéresis. Estos dispositivos ofrecen alta precisión al tener un desvío en la lectura de cero menor a  $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , lo que indica bastante estabilidad a variaciones de temperatura. (Ref. 2)

En la figura 2.25.- se muestra el diagrama esquemático del circuito integrado. Su principio de funcionamiento es por medio de un contador divisor entre cuatro integrado controla la lógica a una frecuencia de 12 kHz. El usuario define esta frecuencia a través de la temporización externa de la resistencia R<sub>T</sub> y de C<sub>T</sub>. Dicha frecuencia debe ser un múltiplo de la frecuencia de la línea local (60 Hz) para que así el CAD sea inmune al ruido producido por la frecuencia de la línea.

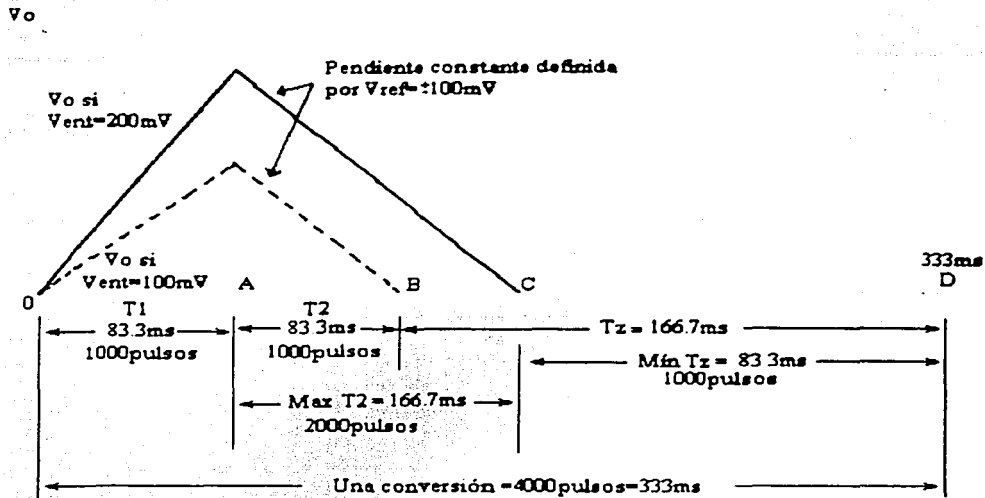


figura 2.26.- Temporización de las etapas del CAD

La unidad de control lógico activa una compleja red de circuitos lógicos e interruptores analógicos mediante los cuales se convierte el voltaje analógico de entrada,  $V_{ent}$ , en una salida digital. Dicha conversión se lleva a cabo en tres etapas, requiere aproximadamente de un tercio de segundo. Estas etapas operativas se conocen con los nombres de fase de integración de señal  $T_1$ , fase de integración de referencia  $T_2$  y fase de puesta en cero  $T_z$  como se observa en la figura 2.26.-.

#### Fase de integración de señal, $T_1$

La unidad lógica de control conecta  $V_{ent}$  con un integrador y así se inicia la fase  $T_1$ , como se muestra en la figura anterior. La salida  $V_o$  del integrador o regenerador de rampa produce una rampa en sentido ascendente o descendente dependiendo de la polaridad de  $V_{ent}$  y a una velocidad que definen  $V_{ent}$ ,  $R_{ent}$  y  $C_{ent}$ . Si  $V_{ent}$  es negativo,  $V_o$  se comporta como rampa ascendente, como se muestra en la figura 2.26.-. La unidad lógica define el tiempo  $T_1$  en 1000 pulsos de reloj. Dado que el reloj de 12 kHz tiene un periodo de  $83.3 \mu\text{s}$  por pulso,  $T_1$  tiene una duración de 83.33ms.

Si  $V_{ent} = -100 \text{ mV}$ ,  $V_o$  produce una rampa descendente que va de 0 V a 833 mV. El valor máximo permitido a escala total de  $V_{ent}$  es de  $\pm 200 \text{ mV}$ . Cuando  $V_{ent} = -200 \text{ mV}$ ,  $V_o$  aumenta y alcanza un máximo de 1,666mV. Es claro que  $V_o$  es directamente proporcional a  $V_{ent}$ . Al término de 1000 pulsos, la unidad lógica desconecta  $V_{ent}$  y conecta  $V_{ref}$  con el integrador. Con esta acción concluye  $T_1$  y se inicia  $T_2$ . (Ref. 2)

#### Fase de integración de referencia, $T_2$

Durante la etapa  $T_1$ , la unidad lógica definió la polaridad de  $V_{ent}$  y cargó un capacitor de referencia,  $C_{ref}$  (no se muestra) al valor del voltaje de referencia  $V_{ref} = 100 \text{ mV}$ . Al inicio de la etapa  $T_2$ , la unidad lógica conecta  $C_{ref}$  con el integrador, por lo que  $V_{ref}$  tiene polaridad opuesta a la de  $V_{ent}$ . Por lo

tanto,  $V_{ref}$  produce una respuesta del integrador  $V_o$  disminuye en forma de rampa a velocidad constante, como se muestra en la figura 2.26.- .

Cuando  $V_o$  llega a cero, un comparador le indica a la unidad lógica que termine la etapa  $T_2$  e inicie la siguiente etapa de puesta a cero. Por lo tanto,  $T_2$  es proporcional a  $V_o$  y, por ende, a  $V_{ent}$ , La relación exacta es la siguiente:

$$T_2 = T_1 \frac{V_{ent}}{V_{ref}} \dots\dots\dots ec.(2.26)$$

Dado que  $T_1 = 83.33 \text{ ms}$  y  $V_{ref} = 100 \text{ mV}$ ,

$$T_2 = \left( 0.833 \frac{\text{ms}}{\text{mV}} \right) V_{ent} \dots ec. (2.27)$$

**Conversión**

La conversión de  $V_{ent}$  se produce por medio de un conteo digital durante  $T_2$  de la siguiente manera. La unidad de control conecta el reloj con un contador interno decimal con codificación binaria, al inicio de la etapa  $T_2$ . Se desconecta el reloj del contador al final de  $T_2$ . De esta manera, el contenido del contador se convierte en la salida digital.

Después de la conversión analógica a digital, el circuito envía la información digital, a un circuito de retención (*latch*) de donde se lleva el dato a un convertidor en valor decimal, separando unidades, decenas, centenas y unidad de millar, regresa los datos al circuito de retención para convertirlo de código BCD a una pantalla de siete segmentos. Este proceso que realiza el circuito integrado, soluciona el problema de espacio y costo, ya que la cantidad de elementos que utiliza para su funcionamiento en comparación con la cantidad necesaria para hacer todas estas funciones implicaría mucho espacio y el costo se incrementaría considerablemente.(Ref. 2)

En la figura 2.27.- se muestra la sección digital del circuito integrado ICL7107.

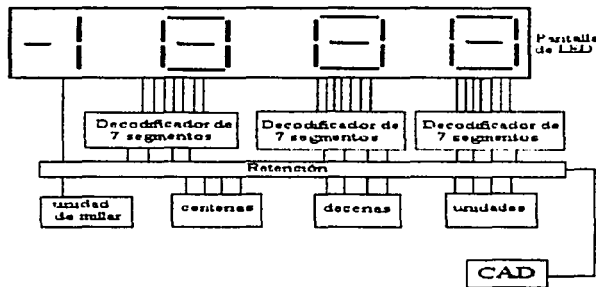


figura 2.27.- Sección digital del ICL7107

## 2.11 Fuente de poder

Una fuente de poder se puede definir como un sistema que proporciona la alimentación de energía con las cualidades necesarias para que sea energizado un circuito. De esta manera, la fuente de poder cuenta requiere de varios parámetros para su diseño. Los parámetros principales son: 1) nivel y tipo de voltaje, 2) capacidad máxima de corriente y 3) regulación de voltaje.

1).- Nivel de voltaje.- es la diferencia de potencial que puede aportar la fuente, la magnitud del voltaje aportado y el tipo de voltaje pueden ser : de corriente directa (CD) o corriente alterna (CA).

2).- Capacidad máxima de corriente.- es la magnitud máxima de corriente que puede aportar la fuente manteniendo el nivel de regulación.

3).- Regulación.- Es la cantidad de cambio en el voltaje CD de salida dentro del intervalo de operación del circuito. El voltaje proporcionado en la salida sin carga (la fuente no proporciona corriente) se reduce cuando se extrae la corriente de carga. La regulación se calcula en porcentaje.

$$\text{regulacion de voltaje} = \frac{\text{voltaje sin carga} - \text{voltaje a carga maxima}}{\text{voltaje a carga maxima}} \times 100 \dots \text{Ec. (2.28)}$$

Cuanto más pequeña sea la disminución de voltaje, tanto más pequeña será el porcentaje de regulación de voltaje y tanto mejor la operación del circuito de la fuente de voltaje y el circuito de carga.

### 2.11.1 FUENTE DE $\pm 12\text{V}$ DE CORRIENTE DIRECTA

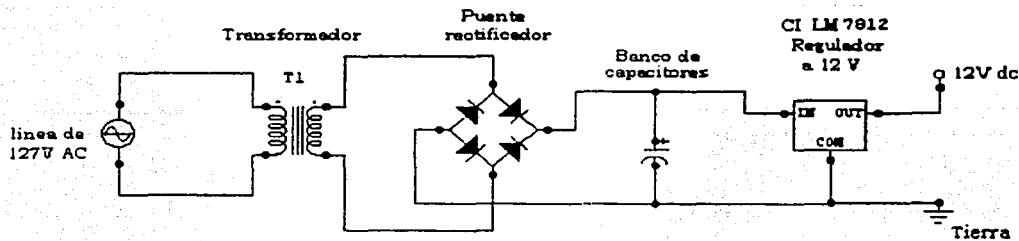


figura 2.28.- Fuente de poder de 12V

En la figura 2.28.- se muestra el esquema del sistema de conversión de corriente alterna (AC) a corriente directa (DC) por medio de un puente rectificador de onda completa.

Como paso inicial, se reduce el voltaje por medio de un transformador con una relación 127V/12V con una capacidad de corriente de 500mA, Y que se está considerando que el consumo máximo sea de 300mA. La salida de cada transformador es una señal de corriente alterna, la cual se rectifica con



un puente rectificador de onda completa. El puente rectificador es un arreglo de diodos que por medio de esta configuración se logra tener dos terminales de corriente directa con la mayor cantidad de potencia que pueda aportar el transformador. En este punto la señal del puente es la que se muestra en la siguiente figura, a partir de una senoide.

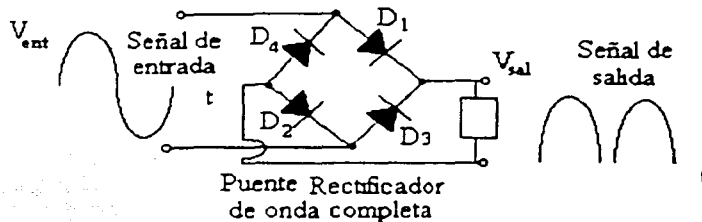


figura 2.29.- Entrada y salida de la señal en un puente rectificador de onda completa

Ya teniendo una señal de corriente directa rectificada, como se observa en la figura 2.29.- la señal de salida no es de nivel constante en todo momento, por lo tanto se necesita filtrar, por medio de un banco de capacitores, para obtener un voltaje de corriente directa (CD). Para calcular el voltaje después del filtro de capacitor, se puede obtener por medio de:

$$V_{cd} = V_p - \frac{I_{cd}}{4fC} \quad [V] \dots \dots \text{Ec. (2.29)}$$

Donde

- $V_{cd}$  es el nivel de voltaje de corriente directa
- $V_p$  es el la magnitud del pico de la señal rectificada
- $I_{cd}$  es la corriente de cd (la esperada como máxima)
- $f$  es la frecuencia del voltaje de alimentación de CA senoidal (usualmente 60 Hz)
- $C$  es el valor del capacitor.

Para la regulación de voltaje, se puede quedar así el circuito, para obtener una mejor regulación se puede utilizar un regulador transistorizado, un regulador con zener, reguladores en circuito integrado, etc.

Los reguladores de voltaje en circuito integrado cuentan con diversas funciones internas que mantienen la regulación en niveles menores al 1%. Siendo una opción de regulación económica con niveles de regulación aceptables.

Para obtener el voltaje simétrico, es decir 12 V negativos y 12 V positivos, se pueden utilizar dos fuentes de voltaje de corriente directa, si cada una de las fuentes se regulan a 12V por medio de un circuito integrado, el LM7812. De esta manera se obtienen dos fuentes de 12V de CD, las cuales al conectar en serie, se obtiene un voltaje en los extremos de 24V, pero la terminal central se toma como tierra, y se obtiene una fuente simétrica de  $\pm 12V$ . Como se muestra en la figura 2.30.-

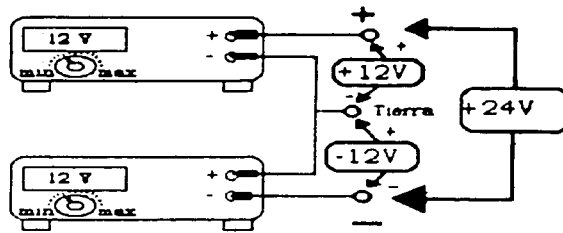


figura 2.30.- Fuente simétrica

### 2.11.2 FUENTE DE 5V DE CORRIENTE DIRECTA

Para la fuente de 5 V de DC de la figura 2.31.- se utiliza la fuente de 12 V de DC para alimentar un circuito integrado que regula el voltaje a 5 V. Como ya se cuenta con una fuente de poder de corriente directa, la obtención de una fuente de poder con voltaje menor que la fuente de poder principal, es tan simple como polarizar el circuito integrado que regula el voltaje a 5 V.

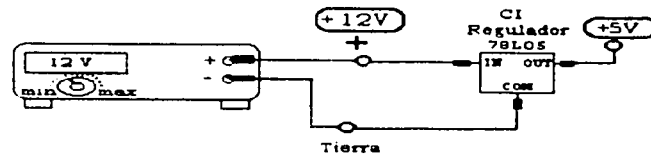


figura 2.31.- Fuente de 5V DC

## **CAPITULO 3      Análisis del problema y solución**

### **3.1    El estado actual de los agitadores magnéticos con termoregulación**

Los agitadores magnéticos con termoregulación, fueron presentados por primera vez como un equipo integrado en 1951, en un artículo del "Journal of Chemical education" (ver anexo 1), donde se propone un sistema de agitación por medio de un imán de herradura montado en una base de cobre. Esta base de cobre se unía a un ventilador. El agitador era una trozo de varilla de hierro, encapsulado en vidrio. Se reportó en el artículo que se obtuvo un vortex de 25.4 mm (1 in) de profundidad en un ervase con 400 ml. de agua. El sistema de agitación demostró su efectividad en la agitación de tal manera que se ha mantenido el sistema hasta nuestros días.

Los sistemas de agitación con calentamiento o termoregulación, son equipos eléctricos de gran utilidad en laboratorios de: investigación, control de calidad industrial o docencia. Teniendo diferentes formas, pero la más común, es la que se muestra, en la figura 3.1.-.



figura 3.1.- Parrilla con agitación magnética

Sus funciones son calentar o agitar la mezcla de reacción o realizar ambas funciones simultáneamente. La función principal es la de calentar el contenido de un recipiente y homogeneizar la mezcla de reacción contenida en el mismo para facilitar la reacción entre compuestos. Existen varios métodos para poder calentar una mezcla en un laboratorio como son:

- Mechero de alcohol
- Mechero de gas (Bunsen)
- Mufia
- Horno de resistencia
- Horno de microondas
- Parrillas de resistencia

De los métodos anteriores, todos sirven para proveer de la energía necesaria poder llevar a cabo una reacción con las sustancias involucradas. Debido a la inflamabilidad de algunos compuestos, la volatilidad, y su punto de ebullición se necesita un equipo que tenga un buen desempeño dentro de un laboratorio, con seguridad y maniobrabilidad para la mayor cantidad de sustancias. En este sentido, se prefieren aquellos equipos que no producen flama como elemento calefactor, que cuenten con gran accesibilidad para introducir objetos a calentamiento, que tengan un intervalo de

temperaturas desde la ambiental hasta los puntos de ebullición de los disolventes más comunes (esta temperatura es menor a 400°C), pero que no la sobrepasen (como en el caso de un mechero) pues se alcanzaría la temperatura de inflamabilidad. El equipo debe ser transportable, y estar abierto ya que de esta manera es más versátil. Por tanto, el equipo que cubre todos estos requisitos a la perfección es una parrilla o plato caliente (*Hot-plate*).

Para la función de agitación, existen también varios métodos que homogeneizan una mezcla de reacción, como son:

- Agitación manual por medio de una varilla de vidrio.
- Agitación por movimiento del contenedor (como los agitadores de muñeca).
- Agitación por aspas.
- Agitación magnética.

De los métodos anteriores, todos sirven para homogeneizar la mezcla de reacción en un contenedor, pero la diferencia entre unos y otros es la efectividad (el tiempo que tardan en homogeneizar) así como la accesibilidad a la mezcla durante el proceso de agitación, la posibilidad de trabajar en atmósferas libres de oxígeno y lo automático del proceso. De esta forma, la agitación manual es la menos efectiva por la limitante de la velocidad de agitación, la imposibilidad de trabajar en atmósferas libres de oxígeno y la falta de automatización del equipo que impiden al usuario dedicarse a otra tarea durante el proceso de agitación. En el caso de la agitación por movimiento del contenedor, si bien puede ser automática y permitir trabajar en atmósfera inerte, presenta como desventaja la poca accesibilidad al contenedor durante el proceso de agitación. La agitación por aspas, supera este problema, pero presenta una mayor dificultad para trabajar en atmósferas inertes, dada la necesidad de un sello que permita el movimiento y mantenga al sistema sin fugas de gases.

Finalmente, el método de agitación magnética es el más utilizado a nivel investigación, debido a que cumple con todos los requisitos para una variedad de procesos de laboratorio: es efectiva, permite acceder a la mezcla durante el proceso de agitación (por ejemplo hacer adiciones), permite trabajar en atmósferas libres de oxígeno (atmósferas inertes o inflamables), y la agitación es automática, no hay piezas mecánicas en contacto con las sustancias en reacción.

Por las razones antes expuestas, la parrilla con agitación magnética o agitador magnético con termoregulación, es el sistema más utilizado dentro de los laboratorios científicos para investigación, desarrollo y docencia debido a su tamaño, funcionamiento y versatilidad. A continuación se hará una breve descripción de las características generales de estos equipos, motivo de estudio de esta tesis.

### 3.1.1 EL SISTEMA DE AGITACIÓN MAGNÉTICA CON CALENTAMIENTO

El sistema de calentamiento de una parrilla con agitación magnética se lleva a cabo mediante una resistencia eléctrica que convierte la energía eléctrica a energía térmica. Esta resistencia, calienta a su vez a una superficie que por lo general es plana, aunque existen muchas con una superficie de media esfera (para matraces bola por ejemplo). El calentamiento se realiza con una resistencia,

debido a que se reduce la posibilidad de flama para un ambiente explosivo o inflamable. La ubicación de la resistencia dentro de la parrilla, se puede observar en la figura 3.2.-.

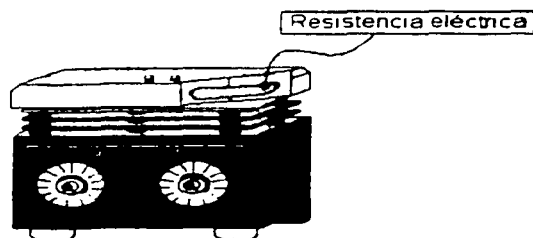


figura 3.2.- Resistencia eléctrica dentro de la parrilla con agitación magnética

La agitación se lleva a cabo por un elemento magnético llamado agitador, el cual es un imán cilíndrico pequeño recubierto normalmente de teflón, que se introduce al contenedor con la sustancia que se va agitar, como se observa en la siguiente figura 3.3.-. Se orientarán los polos del agitador (o mosca) con los polos contrarios de otro imán más potente que se encuentra por debajo de la superficie de calentamiento. Ese segundo imán está fijo a la flecha de un motor; el cual gira a la misma velocidad que el motor y atrae al agitador, haciendo que gire casi a la misma velocidad pero dentro del contenedor (figura 3.3.-). La velocidad límite de giro depende de la viscosidad del fluido a agitar, ya que el imán agitador se va desfasando del imán del motor a mayor velocidad, haciendo que a una cierta velocidad el agitador pierda la sincronización por completo. El agitador es el que da el movimiento giratorio al fluido y de esta manera homogeniza a la mezcla de reacción.

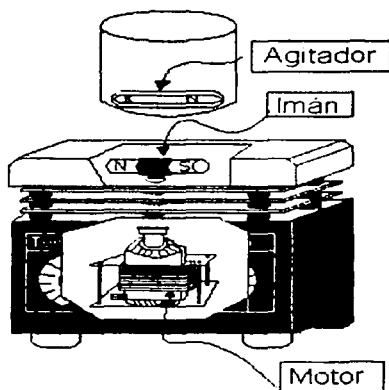


figura 3.3.- Sistema de agitación magnética de la parrilla .

### 3.1.2 ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO

Dentro de los diferentes modelos y fabricantes de parrillas con agitación magnética el sistema tiene relativas constantes, aunque existen modificaciones para aplicaciones muy específicas. Entonces para poder tomar un criterio en torno a los sistemas a considerar como competencia, se toman los siguientes puntos:

- Sus funciones son generales, y para aplicaciones comunes.
- Forman parte del mercado nacional.
- Tienen representación de ventas, garantía y servicio en México.

Las marcas que cumplen con estos tres requisitos son pocas, ya que si el origen de fabricación es extranjero, generalmente no tienen representación de ventas, ni garantía y mucho menos servicio. Por lo tanto estas marcas no se tomarán en cuenta para hacer el análisis.

Solo se tomarán en cuenta las que cubran un mínimo de calidad de servicio al cliente, esto es que tengan servicio técnico, garantía y representación en México, ya que como tal, son empresas instaladas en el mercado nacional y su origen de fabricación puede quedar en un segundo plano.

De las empresas que cubren todos esos criterios, al menos dos son de capital nacional y la fabricación se realiza en nuestro país. No obstante también, existen otras compañías que importan las parrillas con agitación magnética, pero cuentan con servicio técnico y garantía, lo que las hace comercialmente muy fuertes en el mercado. Estas empresas han proliferado dada la ausencia de parrillas nacionales con buena calidad y costo que además incorporen continuamente novedades a su diseño.

Las características para la parrilla de un modelo común, son:

- El calentamiento se controla con una perilla de  $\frac{1}{4}$  de vuelta, con una escala numérica de 0-10.
- La agitación se controla con una perilla de  $\frac{1}{4}$  de vuelta, con una escala de numérica de 0-10
- El tamaño de la superficie de calentamiento es la que marca la diferencia en costo así como la forma de dicha superficie.
- El calentamiento tiene un intervalo de temperatura, desde 50°C hasta 350°C con una tolerancia de  $\pm 10\%$ .
- La agitación no cuenta con intervalo de velocidad, la velocidad máxima es la que alcanza el motor y la velocidad mínima depende del controlador del equipo. En la práctica se ha observado que la velocidad mínima va desde 80 Revoluciones Por Minuto (RPM) hasta 120 RPM, y la velocidad máxima es de aproximadamente 1800 RPM.

Existen otras modificaciones en sus especificaciones, pero en general, cuentan con las características anteriores. Las hojas de especificaciones de los equipos cuentan con información técnica, y en general se puede obtener hasta el costo comercial de cada equipo. (ver anexo #2)

El control de una parrilla con agitación magnética o termoagitador es simple en los equipos comunes, ya que se controla la potencia aplicada al convertidor de energía (resistencia o motor según sea el caso). La forma de controlar la potencia aplicada es lo que hace que el sistema sea simple o complejo, lo cual hace también que el equipo tenga mejor tiempo de respuesta, mayor precisión en el control de la variable o mayor costo.

El control de temperatura se realiza por medio de un termostato o dos placas metálicas con diferente coeficiente de expansión térmica, por las cuales se conduce la corriente eléctrica hacia la resistencia, como lo muestra figura 3.4.-

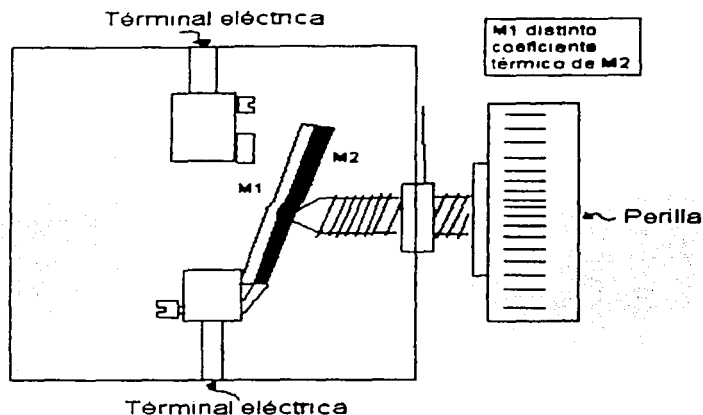


figura 3.4.- Termostato o interruptor bimetalico

A medida que la temperatura en el entorno del termostato se incrementa, la unión de los dos metales, se va deformando, se considera también el aumento de la temperatura por la conducción de corriente eléctrica. Esta deformación, cuando llega a ser suficientemente amplia, desconecta el bimetal, de la terminal, evitando la conducción eléctrica, de esta forma se apaga el elemento a controlar, hasta que la temperatura descienda lo suficiente como para que el metal recupere su forma y haga contacto con la terminal.

El termostato es un sistema muy económico para el control de temperatura. Sus desventajas son muchas, por mencionar las principales:

- El tiempo que tarda en alcanzar su estabilidad es muy largo
- Su estabilidad tiene oscilaciones dentro de un amplio margen, más de 10%
- Debido al paso de corriente, y a la acción de interrupción de corriente, existe un desgaste en los puntos de contacto, el cual merma la vida útil del control.
- Cuenta con gran histéresis en el ajuste del valor deseado, ya que depende el ajuste de la temperatura, envejecimiento y esfuerzos mecánicos antes realizados.

El sistema para el control de la velocidad hasta ahora utilizado es un sistema que controla la potencia aplicada al motor, por medio del control del voltaje que se aplique a la carga. Este sistema se realiza con elementos de estado sólido, los cuales permiten la conducción durante un intervalo de tiempo a lo largo de la señal de voltaje aplicada a la carga.

El método utilizado es por medio del control de encendido de un SCR (rectificador controlado de silicio). El SCR puede conducir corriente en un sentido pero en el sentido inverso no. Entonces se

controla el tiempo de conducción en un sentido, haciendo que la corriente aplicada a la carga sea controlada. El sistema que controla ese tiempo de conducción, se denomina como control de disparo, en estos equipos el circuito para el control del disparo, se lleva a cabo por carga y descarga de un capacitor, utilizando solo elementos pasivos. De esta manera, la calidad y la efectividad del control depende del envejecimiento de los elementos, de la calidad de los elementos y se considera que no se está controlando la senoide completa, solo la mitad en donde hay conducción es el área donde se puede controlar. En la figura 3.5.- se muestra la forma de onda del voltaje de la línea, en la figura 3.6.- se muestra la forma de onda del voltaje que se aplica a la carga. Como se puede observar se permite la conducción durante un instante mayor al medio ciclo.

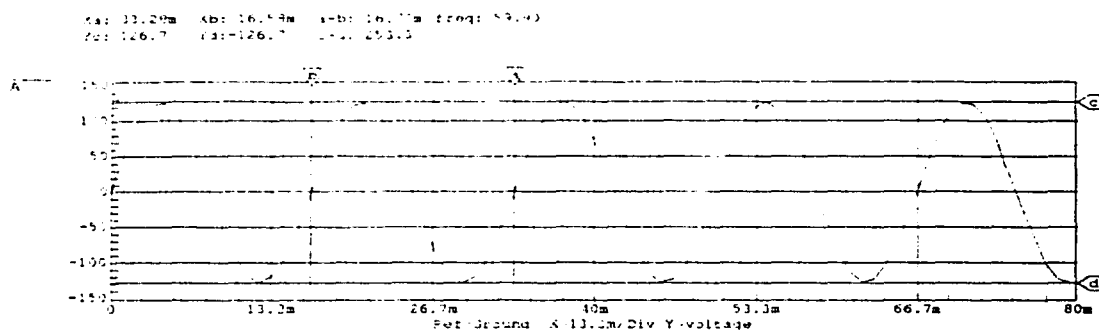


figura 3.5.- Señal de la línea de voltaje

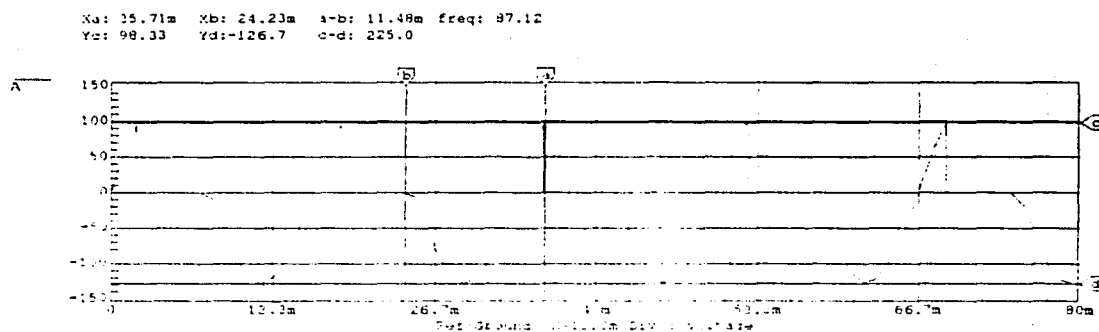


figura 3.6.- Señal del voltaje controlado por el SCR que es aplicado a la carga

Los problemas que presentan estos equipos son:

- El equipo tiene oscilaciones de temperatura muy grandes para diferentes tipos de reacciones.
- El nivel de temperatura no es repetible debido a que se indica por medio de una escala que no es temperatura.
- Se requiere de dispositivos externos para poder controlar el equipo, por lo tanto no es un equipo automático.



- En servicio prolongado no se tiene una garantía de la temperatura o la agitación, ya que el equipo no se autocontrola, simplemente por envejecimiento y variaciones del voltaje en la línea los parámetros internos del equipo se modifican.
- Debido al tipo de escala que maneja, se tiene gran incertidumbre en la velocidad de agitación y la temperatura, así como poder reproducir el experimento con los mismos parámetros de ajuste por el usuario.
- El tiempo que se requiere para que el sistema este listo para llevar a cabo el proceso es largo, del orden de 10 min. Debido al tiempo de asentamiento del sistema
- El tiempo que requiere el equipo de ser vigilado por el operador es demasiado, ya que necesita estar vigilado durante todo el proceso.

### 3.2 Solución

Debido a los problemas que presentan las parrillas con agitación magnética, se observa la necesidad de:

- Diseñar un sistema de control que se autoregule, esto es que mantenga la variable a controlar dentro de un intervalo reducido y modifique sus parámetros todo el tiempo, y así obtener mayor estabilidad en la variable a controlar y durante más tiempo.
- Integrar elementos de medición de las variables (velocidad de agitación y temperatura de la superficie de calentamiento), que sean legibles y de fácil ajuste para el operador.
- Reducir el tiempo de supervisión del equipo por parte del operador, así como su puesta en operación
- Mantener un costo competitivo, y la sencillez para su operación

Como propuesta principal, debido a las políticas actuales de control de calidad presentes en la mayoría de los laboratorios, se busca que el proceso que se realice con este equipo, pueda ser reportado con la mayor cantidad de información para el usuario, y de esta manera.

a).- Se tenga un control de la repetibilidad del proceso

b).- Sea más sencillo escalar el proceso ya que se cuenta con la información de las variables que controla la propia parrilla con agitación magnética.

#### 3.2.1 SISTEMA TÉRMICO

Es el sistema de calentamiento, el cual le imprime la energía cinética a las moléculas en la mezcla de reacción. Permitiendo así: reducir el tiempo en reacciones, incrementar la solubilidad, la separación por evaporación. Como es un proceso que en muchos de los casos se necesita mantener la temperatura dentro de un marco estrecho ( $\pm 3^{\circ}\text{C}$ ) es importante que el equipo cuente con un sistema de regulación de temperatura confiable.

El sistema de control de temperatura se puede observar en la figura 3.7.-, el cual implica varios pasos en el proceso de control, obteniendo resultados que superan el intervalo de control ( $\pm 3^{\circ}\text{C}$ ).

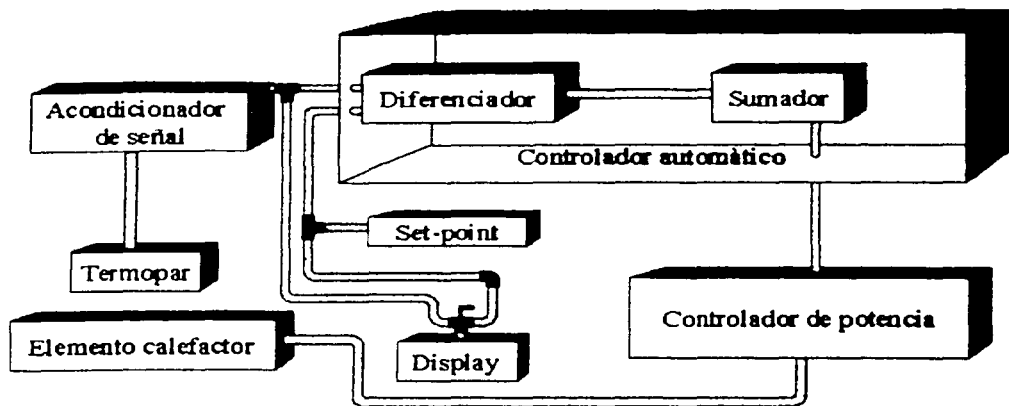


figura 3.7.- Propuesta de control de temperatura

El sistema inicia, por un termopar como elemento para sensar la temperatura. Se acondiciona la señal eléctrica aportada por el termopar, para que quede dentro de un intervalo de voltaje que nos permita operarlo en el controlador automático. El controlador automático consta de un diferenciador y un sumador. En el diferenciador se lleva a cabo la comparación con el voltaje del valor deseado de temperatura o set-point y la temperatura sensada, por medio de una diferencia, posteriormente se suman voltajes para que la señal quede con la lógica que utiliza el controlador de potencia. El cual regula la potencia aplicada al elemento calefactor. La potencia aplicada al elemento calefactor será transformada en temperatura que el termopar registrará de esta manera se cierra el ciclo de control de la temperatura.

### 3.2.1.1 Sistema para medición de temperatura

Existen diferentes dispositivos y elementos que nos permiten hacer la conversión de temperatura a una relación eléctrica; estos dispositivos que nos permiten tener una conversión directa entre temperatura y voltaje, solo son los termopares, los pirómetros y los elementos de estado sólido. De los cuales, los elementos de estado sólido basan su funcionamiento en las características de conducción de un semiconductor y su variación con la temperatura, su principal problema es la no-linealidad, variación a escala reducida y límite de intervalo de sensado. Los pirómetros, basan su funcionamiento en el sensado de infrarrojo, por medio de un dispositivo con material semiconductor polarizado de tal manera que al recibir una cantidad del infrarrojo radiado por un elemento caliente, incrementa o reduce su conducción eléctrica. Son elementos de estado sólido muy sensibles su conducción no es del todo lineal, pero se pueden tener regiones linealizables, una de sus desventajas es su costo tan elevado. Los termopares son elementos muy económicos ya que sólo son dos metales de diferentes características químicas que al unirse, mecánicamente o por medio de soldadura, un metal cederá electrones al otro y este fenómeno se incrementa a medida que se

incrementa la temperatura. Los termopares por su naturaleza son bastante económicos, tienen rangos de temperatura muy elevados, y tienen una relación temperatura-voltaje bastante lineal.

Por lo tanto la opción más económica, y eficiente para el proceso a seguir es el termopar. Existen varios tipos de termopares, tipo J, K, S, T, etc.

El más económico de todos ellos, por su uso comercial, y que se ajusta bien a los parámetros que tenemos es el tipo K, ya que nos aporta un rango bastante amplio para que el mismo sistema pueda crecer y de esta manera sea bastante flexible el sistema desarrollado. La gráfica que aporta el termopar a su relación voltaje temperatura es la siguiente.

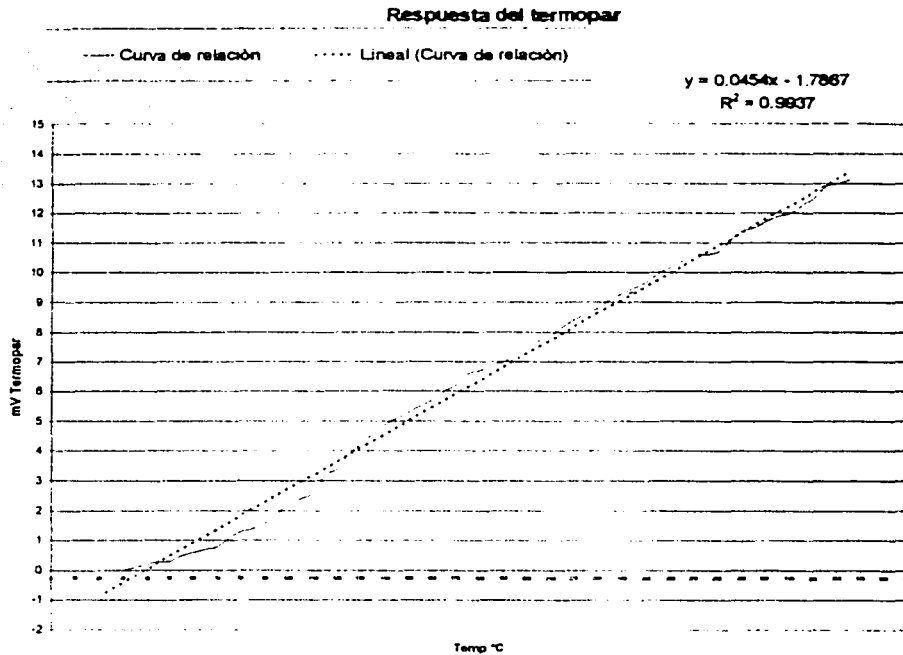


figura 3.8.- Relación (mV-°C) de un termopar tipo K hasta 350

Se puede observar que el factor de correlación es cercano a la unidad, advirtiendo que la gráfica no se aleja demasiado de una recta, por medio de la ecuación de tendencia se observa lo lineal del dispositivo. Dicha linealidad se ve afectada por la posición relativa a la fuente de calor, ya que si hay mayor separación, el aire que se encuentra en el entorno del termopar tiene una resistencia térmica y un calor específico, dando un efecto de retraso en tiempo, al valor de la temperatura que se mide, esto hace que el comportamiento en un inicio no tenga gran linealidad. Este es un factor para el mejoramiento de estos equipos, ya que en general cuentan con un control on-off (encendido-

apagado) que como actuador tiene un termostato, el cual se encuentra bastante alejado de la fuente de calor, haciendo que se tengan oscilaciones de estabilidad del orden de  $\pm 20^\circ\text{C}$ .

Por medio de un termopar, ubicado en contacto con la fuente de calor, se tiene una estabilidad con un ancho de banda no mayor a  $\pm 1.5^\circ\text{C}$  en el peor de los casos esto implica una gran estabilidad por este método. El tiempo de respuesta del termopar es del orden de décimas de segundo.

La salida del termopar, está directamente conectada hacia un amplificador en configuración no-inversora, para darle ganancia a la señal y tenerla en un nivel de voltaje con mayor resolución.

### 3.2.1.2 Acondicionamiento de la señal de temperatura.

Como la señal que aporta el termopar, es del orden de milivolts, por tanto para los niveles que se requiere dentro del control, se necesita amplificar la señal lo suficiente para tener la señal en magnitudes menores a 9V. La amplificación se lleva a cabo con un circuito como el que se muestra en la figura 3.9.-

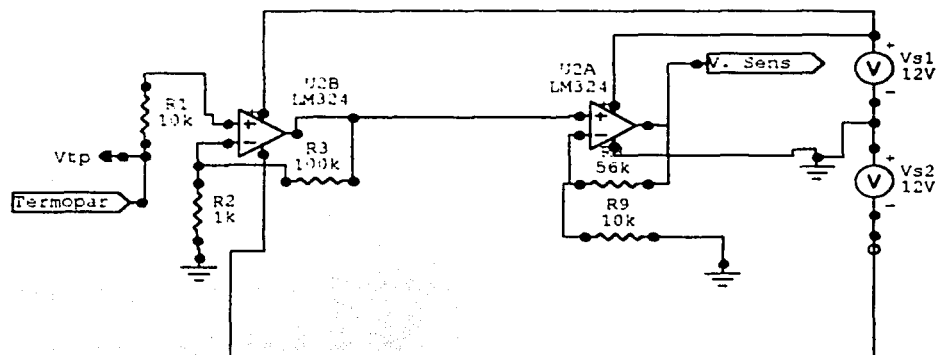


figura 3.9.- Diagrama del acondicionador de señal

$$V_{sens} = \left( \frac{R_8}{R_9} + 1 \right) \left( \left( \frac{R_3}{R_2} + 1 \right) V_{tp} + V_{ofst} \right) [V] \dots \dots \dots (\text{Ec. 3.1})$$

Como se busca que la señal de salida del acondicionador de señal sea menor a 9V para el peor de los casos sería a la temperatura máxima que alcanza la resistencia, la cual es menor a  $400^\circ\text{C}$ , el voltaje que se obtiene de manera práctica es 16mV, así pues, este valor es el máximo posible que aporte el termopar debido al calentamiento de la resistencia, entonces este voltaje debe amplificarse tantas veces para llega a ser igual a 9V.

$$A = \frac{V_0}{V_{in}} \dots \dots \dots (\text{Ec. 3.2})$$

Entonces la ganancia es de 562.5 veces, esto significa que si amplificamos 562.5 veces el voltaje del termopar, para cualquier magnitud que éste tenga, estará dentro de los parámetros de diseño para el control de la temperatura, y se podrá llevar a cabo las operaciones para el control de la temperatura.

Debido a que en temperatura ambiente y hasta los 42°C el termopar aporta un voltaje negativo, se le sumará un voltaje positivo para que en temperatura ambiente el acondicionador de un voltaje mayor que cero. Dentro de este voltaje que se agrega al voltaje de salida del amplificador se considera el off-set con el que cuenta el circuito. El cual al ser medido es de 2mv. Con el segundo amplificador operacional se incrementa la ganancia de la señal del termopar y se ajusta a los niveles para el controlador.

El circuito de acondicionamiento de señal utiliza 2 amplificadores operacionales de un encapsulado que cuenta con 4 amplificadores. El circuito utilizado es el LM324 (Anexo 4), que tiene entrada de J-FET que lo hace tener una alta impedancia de entrada, esto nos ayuda ya que el termopar cuenta con muy baja impedancia y se acopla bien al amplificador, pero nos repercute en un offset algo alto, pero debido al desempeño del circuito y su costo, no afecta de manera sustancial como para utilizar otro, además se resuelve el problema, además se necesitan 2 amplificadores en el proceso y en uno de ellos se aprovecha para eliminar el offset junto con el que llevará la señal en temperatura ambiente a un valor positivo.

El circuito se polariza con una fuente de corriente directa de  $\pm 12V$ , que es la misma que se ha utilizado hasta el momento por el control de velocidad, debido a que como con este encapsulado se llevarán a cabo varias funciones en donde se esperan voltajes resultantes negativos. Entonces la polarización necesariamente será simétrica. No se requiere de filtrado, debido a que el termopar está blindado, lo cual permite tener la señal de temperatura bastante libre de ruido.

### 3.2.1.3 Sistema para control de temperatura

El controlador lleva a cabo la función de comparar la señal del valor de temperatura deseado con la señal sensada de la temperatura instantánea y genera una señal que ajuste la potencia suministrada a la fuente de calor para que llegue al valor de temperatura deseado o sea el set-point de temperatura y se mantenga en esa temperatura constante.

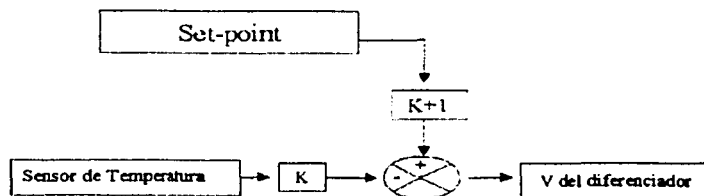


figura 3.10.- Diagrama del controlador

El control se divide en dos partes, en diferenciador y la segunda en un sumador inversor. El diferenciador nos sirve para obtener la diferencia entre la señal acondicionada del sensor de

temperatura y la señal de set-point o valor deseado de temperatura, teniendo en una proporción mayor la señal de set-point, de esta manera, cuando ambas sean iguales, la señal de salida del diferenciador tenderá al valor del set-point. Ya que si la salida del diferenciador es igual a cero cuando las señales de entrada son iguales se requerirá de más dispositivos para ajustar al nivel de la señal que proporcionaría el nivel exacto o la magnitud de voltaje que se aplicaría al control de potencia. Por esta razón se cuenta con mayor proporción la señal de set-point.

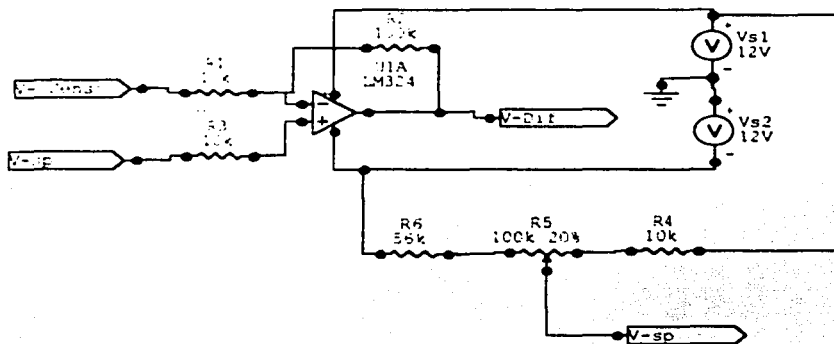


figura 3.11.- Diagrama del diferenciador de temperatura

$$V_{Dif} = V_{sp} \left( \frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) - V_{sens} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \text{ [V].....(Ec. 3.3)}$$

$$V_{Dif} = V_{sp} \left( \frac{100k + 10k}{10k} \right) - V_{sens} \left( \frac{100k}{10k} \right) = V_{sp}(11) - V_{sens}(10) \text{ [V].....(Ec. 3.4)}$$

Así si se considera que ambos son de magnitudes iguales y se desea que la salida tienda al valor del set-point, esto es si:

$V_{sp}$  es el voltaje del set-point

$V_{sens}$  es el voltaje acondicionado del sensor

$V_{dif}$  es el voltaje de salida del diferenciador

$$V_{dif} = (k + 1)V_{sp} - kV_{sens} \text{ [V].....(Ec. 3.5)}$$

Entonces para un tiempo inicial, en donde el voltaje del sensor, apenas es superior de cero, el voltaje del diferenciador es tendiente al doble del valor del Set-point.

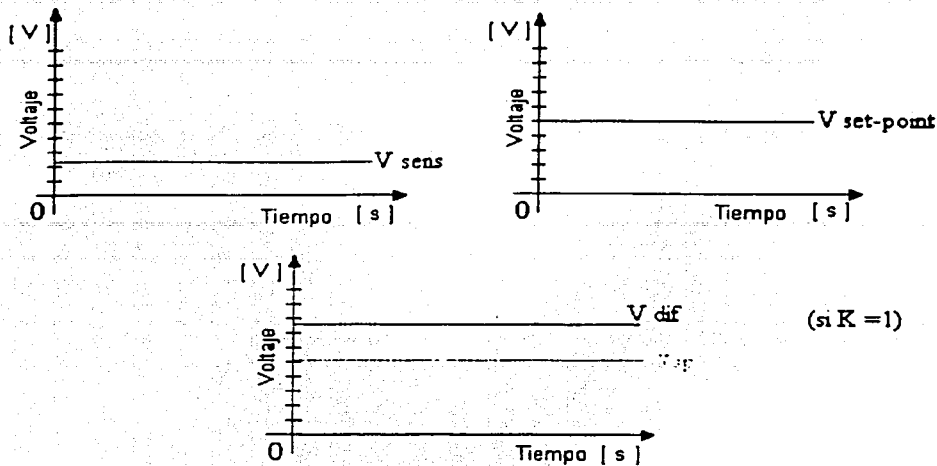


figura 3.12.- Niveles de voltaje cuando  $V_{sns} < V_{set-point}$

Cuando  $V_{sns} = V_{sp}$  entonces sucede que  $V_{dif} = V_{sp}$  indica que a la salida se tendrá el valor deseado.

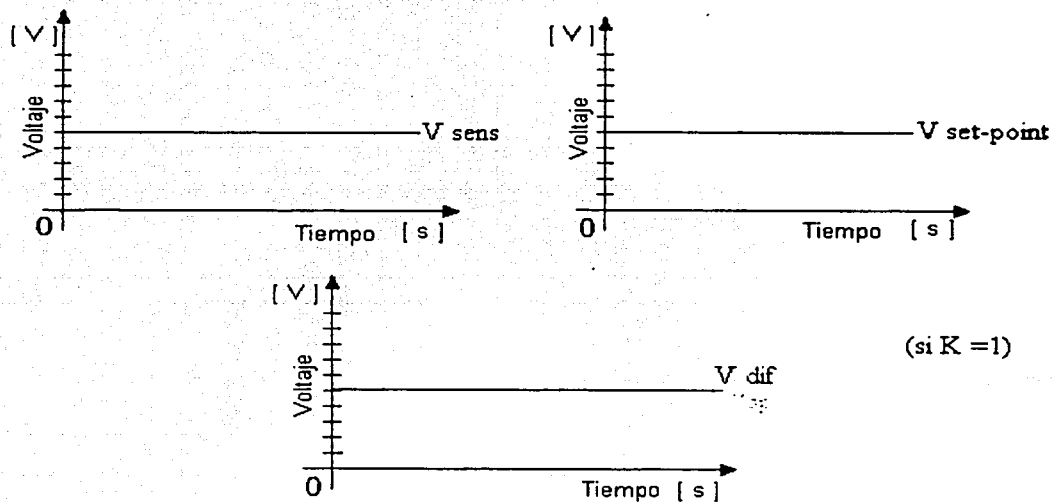


figura 3.13.- Niveles de voltaje cuando  $V_{sns} = V_{sp}$

Cuando  $V_{sns} > V_{sp}$  sucede cuando se ha sobrepasado la temperatura el nivel deseado, entonces  $V_{dif} < V_{sp}$  lo que indica es que se necesita menos potencia para que la temperatura descienda, que en si lo que se hará es que el ángulo de disparo del controlador de potencia se hará más grande el ángulo para iniciar el disparo, de esta manera se reduce la potencia aplicada a la fuente de calor.

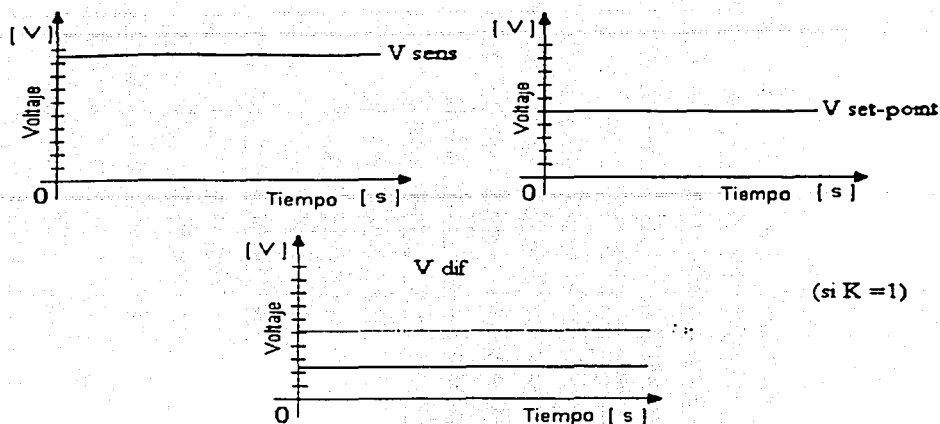


figura 3.14.- Comparación entre  $V_{sens}$  y  $V_{set-point}$  y el voltaje a la salida del diferenciador

Como se puede observar en los tres casos, el voltaje del diferenciador tiende al valor del set-point, considerando que la magnitud del voltaje del diferenciador es proporcional a la magnitud de potencia que se aplicara a la carga y que dependiendo de la magnitud de potencia que recibe la carga es su respuesta, entonces el sensado de la variable será mayor o menor dependiendo también de la potencia aplicada. En pocas palabras, cuando  $V_{sens}$  es mayor que  $V_{sp}$ ,  $V_{dif}$  es pequeño pero también es pequeña la cantidad de potencia aplicada al elemento calefactor, dando por resultado que se reduzca la potencia disipada y por lo tanto el valor de  $V_{sens}$  se reduce en la misma proporción.

El diferenciador nos permite que su salida tienda al valor del set-point sin tener una gran cantidad de elementos que dependan del valor del set-point para poder tener el ajuste automático.

Debido a que el controlador de potencia requiere de niveles de voltajes en magnitudes proporcionalmente inversas a la potencia requerida. Esto es, para una potencia grande se necesita suministrar un voltaje pequeño mayor que cero al controlador de potencia. La potencia máxima se aplica cuando se suministra un voltaje de 2.5V al controlador de potencia, y para tener la menor potencia en la carga se tiene que aportar 8.5V al controlador de potencia. Lo cual hace que se necesite una etapa que acondicione la magnitud del diferenciador para poder tener un control automático.



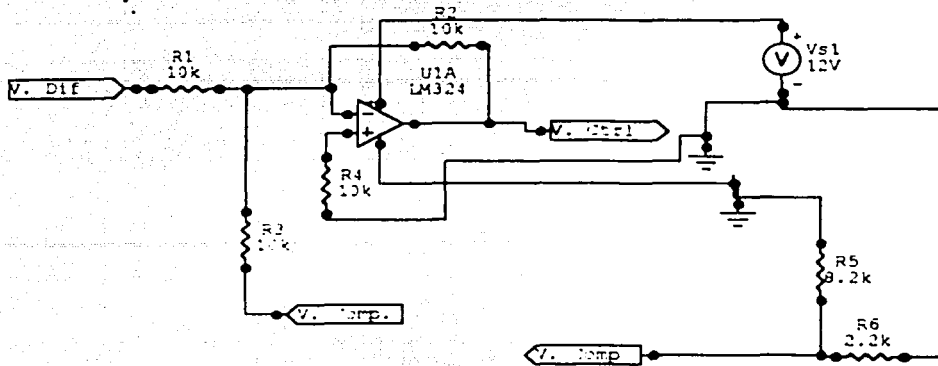


figura 3.15.- Diagrama del circuito sumador diferenciador de temperatura

$$V_{Ctrl} = -\left[V_{dif}\left(\frac{R_f}{R_1}\right) + V_{comp}\left(\frac{R_f}{R_2}\right)\right] \text{ [V]} \dots\dots(\text{Ec. 3.6})$$

$$V_{Ctrl} = -\left[V_{dif}\left(\frac{10k}{10k}\right) + V_{comp}\left(\frac{10k}{10k}\right)\right] = -(V_{dif} + V_{comp}) \text{ [V]} \dots\dots(\text{Ec. 3.7})$$

Este circuito es igual al circuito utilizado en el control de velocidad, su variación es en los valores de los elementos pero se siguió la misma metodología para su diseño.

Se obtiene por medio de un divisor de voltaje una señal negativa de  $-9 \text{ V}$  que al invertirla y tenerla como  $9 \text{ V}$  el controlador de potencia entrega la mínima potencia. A los  $-9 \text{ V}$  se le suma el voltaje del diferenciador, que es positivo, obteniendo así la diferencia entre ambos con una polaridad negativa. Entonces, para un tiempo inicial  $t=0$  el voltaje acondicionado del termopar es la temperatura ambiente, que es el mínimo, y si el voltaje del set-point tiene un valor mayor que cero y menor al máximo posible, por el diferenciador, este valor tiende a ser mucho mayor al valor del set-point, en una proporción  $(k+1)$  veces el set-point, en donde  $k=15$ , por lo tanto el amplificador operacional se satura y entrega el valor máximo de voltaje que es el de la polarización. Con el sumador inversor, se le restan  $9 \text{ V}$  y esa diferencia se le cambia de signo, dando por resultado en ese instante un voltaje negativo, el cual hace que el controlador de potencia entregue el máximo de potencia a la carga.

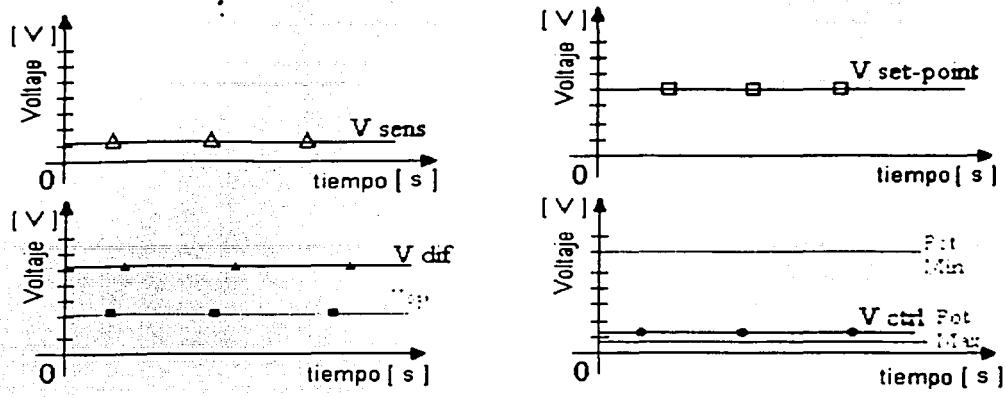


figura 3.16.- Señales que componen a la señal de control en un instante cercano a  $t=0$

Para un tiempo  $t=1s$ , figura 3.16.-, el termopar detecta un incremento de temperatura y por lo tanto entrega un voltaje pequeño pero mayor al del tiempo  $t=0$ , que al seguir el mismo procedimiento que en  $t=0$ , se tiene por resultado en el sumador inversor, que el voltaje que se aplique al controlador de potencia es ligeramente menor.

Para el instante, en el cual la temperatura está 50% del valor deseado, a la salida del diferenciador, se tiene que la relación es  $kV_{sp}-k(V_{sp}/2)+V_{sp}$  y de esta manera se tiene que el valor del voltaje que entrega el diferenciador se acerca a  $V_{sp}$ . Este voltaje entra al sumador inversor, y se obtiene que ya el voltaje a la salida es menor que instantes anteriores, haciendo que la potencia que se entrega a la carga se reduzca una cantidad cercana potencia necesaria para que la carga disipe la temperatura deseada.

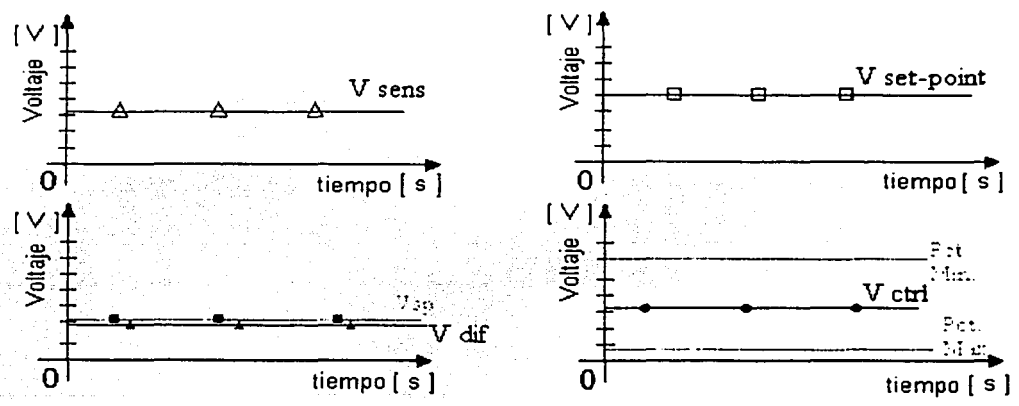


figura 3.17.- Diagrama de los voltajes cuando se tiende al valor deseado

El comportamiento del sistema es asintótico, llegando al valor del set-point en un tiempo corto y sosteniendo el valor todo el tiempo.

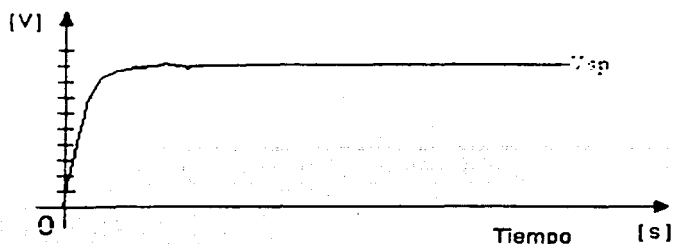


figura 3.18.- Comportamiento del sistema

El ancho de banda en la precisión del control estará determinado en gran parte por el contacto que tenga el termopar con la resistencia.

El controlador con esa proporcionalidad inversa logra hacer que el sistema tenga dicho comportamiento con muy pocos elementos, haciendo que el costo sea reducido y los beneficios muy grandes.

### 3.2.1.4 Sistema para regulación de la potencia eléctrica

El sistema es un controlador del ángulo de disparo de un tiristor.

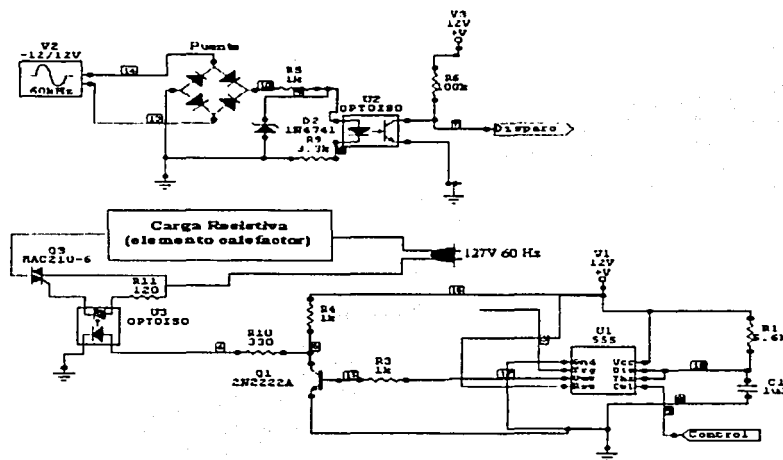


figura 3.19.- Diagrama del controlador de potencia

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

Se realiza enlazando un circuito monoestable a la línea de 127V por medio de un puente rectificador de onda completa, un opto-acoplador y un transistor como inversor de fase. El circuito oscilador monoestable será disparado con el cruce por cero del voltaje de la línea.

El circuito detector de cruce por cero, está formado por un transformador de 127/12V un puente de diodos y un opto-acoplador. Como se muestra en la parte superior de la figura 3.19.-. Para lo cual, la señal que proviene del transformador se puede expresar como:

$$V = (12) \text{Sen}(2\pi ft) \quad [\text{V}] \dots\dots \text{Ec. 3.8}$$

En donde

V = es el voltaje instantáneo de la línea

f = es la frecuencia del voltaje

t = es el instante en el que el voltaje tiene ese valor de voltaje

Como es una señal de 60 Hz rectificadas en onda completa, se tiene una frecuencia del doble o sea 120Hz

Para obtener el tiempo que retardan los diodos del puente rectificador y el led del opto-acoplador, se suman los voltajes de encendido y despejando se obtiene el tiempo. Quedando la fórmula de la siguiente manera:

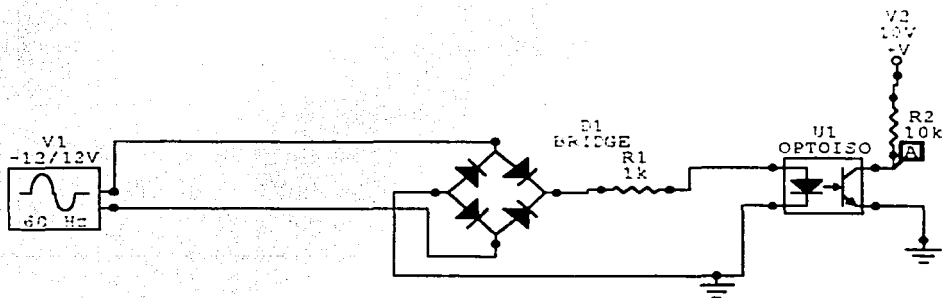
$$t = \frac{\left( \sin^{-1} \left( \frac{V}{12} \right) \right)}{2\pi f} \quad [\text{s}] \dots\dots \text{Ec. 3.9}$$

Este instante es a partir de 0° pero antes de que se llegue a 180° se tiene un instante en tiempo semejante, debido a que en ese momento se tiene un voltaje de 0V. Por lo tanto se duplica el valor del tiempo.

El tiempo que retardan los diodos es:

$$t = \frac{\left( \sin^{-1} \left( \frac{(0.7 + 0.7 + 1.5)}{12} \right) \right)}{2\pi (120)} = 323.73 \mu\text{s}$$

por el inicio del lóbulo, y antes de caer el voltaje a 0, se tiene un tiempo idéntico. Por lo tanto el tiempo total es 647.45µs, y entonces se tiene un ancho del pulso de 7.685ms de cada lóbulo, con un tiempo de cruce por cero de 647.45µs.



Xa: 3.800m Xb: 7.867m a-b: 933.3u freq: 1.071k  
 Yc: 10.47 Yd: 200.0m c-d: 10.27

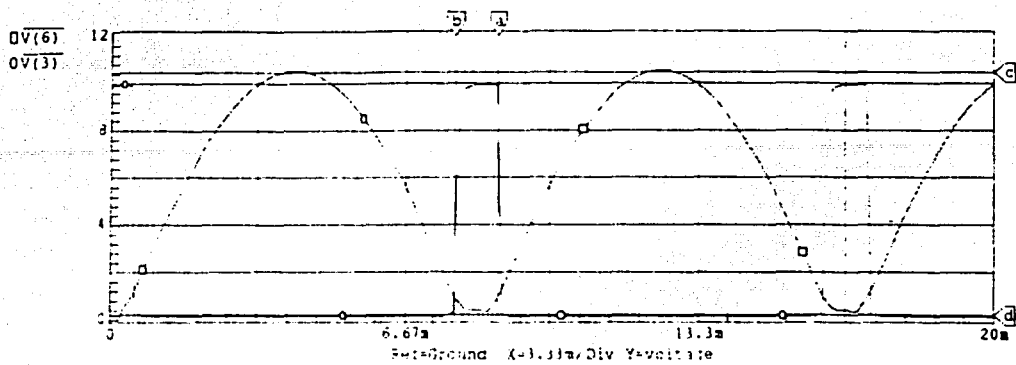


figura 3.20.- Circuito y forma de onda del detector de cruce por cero

El temporizador entrega un pulso con un periodo de 7.1ms que es ligeramente menor al periodo del medio ciclo, este ancho representa el tiempo que estará encendido el triac permitiendo el paso de corriente hacia la carga, con la inversión de ciclo del pulso, se obtiene un ancho de cruce por cero centrado con un margen hacia los costados en donde hay un voltaje en la línea.

Por medio de un voltaje externo al controlador de potencia, se puede modificar el ancho del pulso, a medida que se varía el voltaje en la terminal de control. Cuando se aplica un voltaje reducido, se aumenta el ancho del pulso y por ende el tiempo que permanece encendido el triac, haciendo que la potencia aplicada a la carga sea la mayor posible como se observan las señales en la figura 3.21.-

En la figura 3.22.- se observa la diferencia cuando se aplica un voltaje de control de 9V (mayor al aplicado en la figura 3.21) la señal que enciende el triac tiene su flanco positivo en un instante muy posterior al cruce por cero de la senoide, esto hace que solo conduzca el tiempo restante a partir del momento en que la señal da el flanco positivo hasta el cruce por cero de la senoide, haciendo que la potencia aplicada sea la mínima hacia la carga.

## Señales del controlador de potencia cuando el voltaje de control del ancho de pulso es de 3V

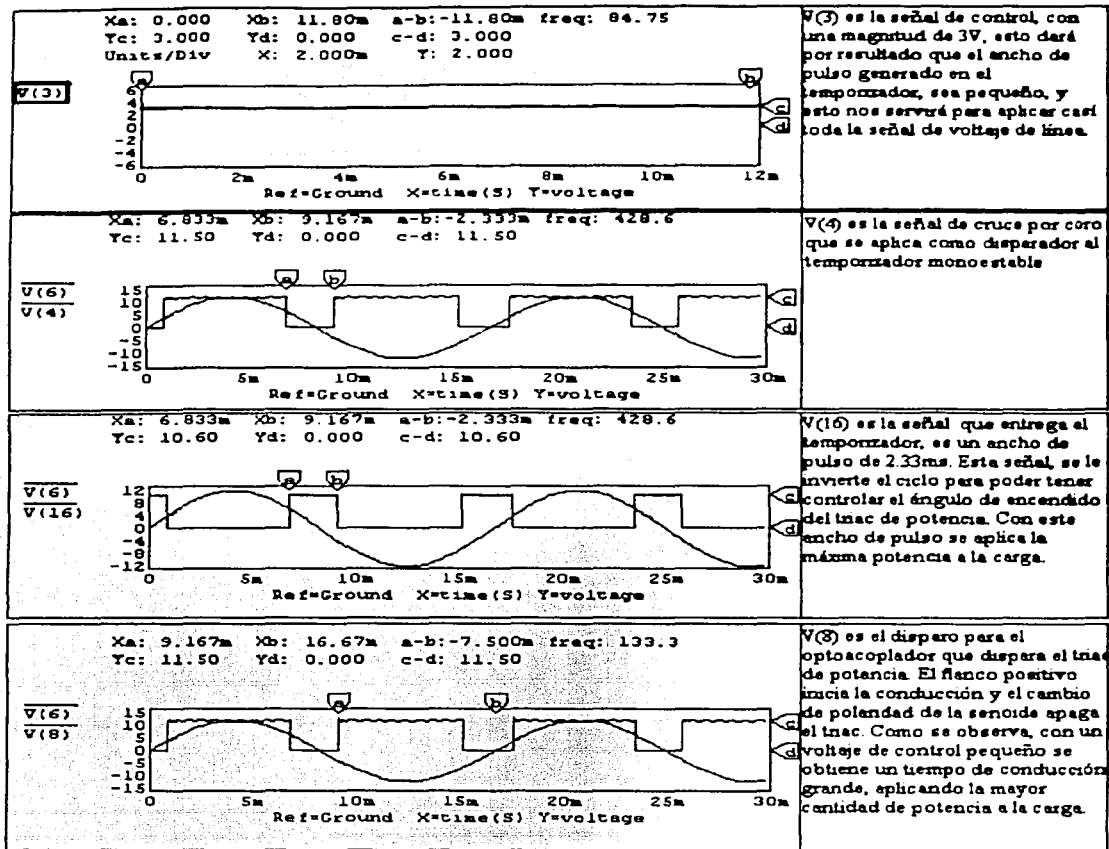


figura 3.21.- Señal de control cuando se aplican 3 V al controlador de potencia, y señal de disparo al triac que controla la potencia aplicada en la carga

## Señales del controlador de potencia cuando el voltaje de control es de 9V

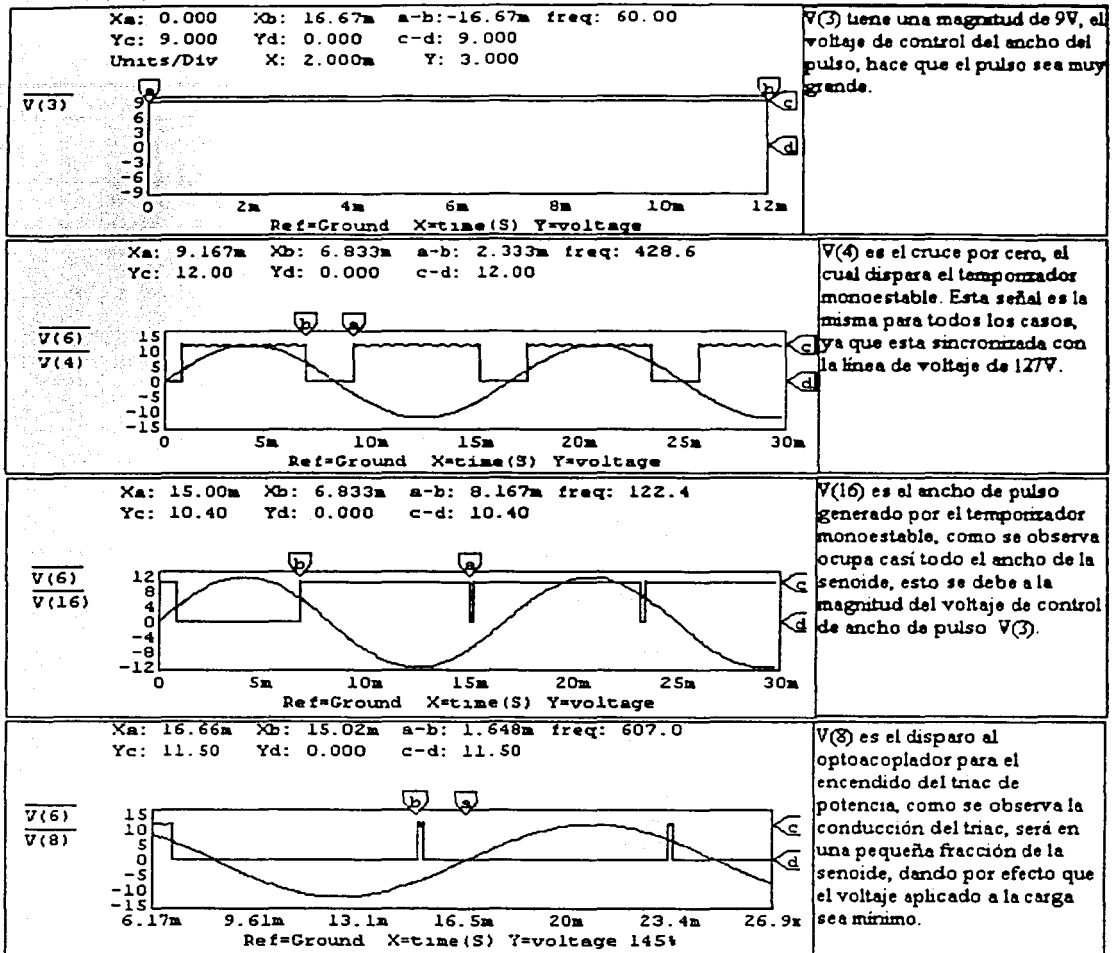


figura 3.22.- Señal de control de potencia cuando se aplica un voltaje de control de 9V, el tiempo de conducción del triac es mínimo

El circuito de control cuenta con un aislamiento de la etapa de potencia, por medio de un optoacoplador que tiene un triac en su salida dando el disparo de encendido al tiristor que manejará la potencia aplicada a la carga.

Para este caso, que se va a controlar el paso de corriente hacia una carga resistiva con un consumo de corriente de 3.8 Amp, se requiere de un triac con capacidad de corriente superior al consumo. Así pues el tiristor utilizado es el 2N6347, que puede conducir 8A<sub>avg</sub> y como la carga es resistiva, no hay efectos transitorios por elementos reactivos que puedan afectar el encendido del triac.

### 3.2.1.5 Sistema para el despliegue de información

El despliegue de la temperatura con la que cuenta la parrilla, es una parte importante en el sistema, ya que es una propuesta para estos sistemas, considerando que en general los aparatos que hay en el mercado no cuentan con este tipo de información al usuario de una manera explícita, clara y exacta. La parte térmica cuenta con dos datos útiles, la temperatura deseada (set-point) y la temperatura instantánea de la parrilla. Ambas se acondicionan para que entren a un convertidor analógico-digital con salida de 3.5 dígitos de 7 segmentos.

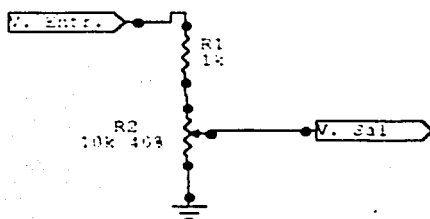


figura 3.23.- Circuito para calibración del display

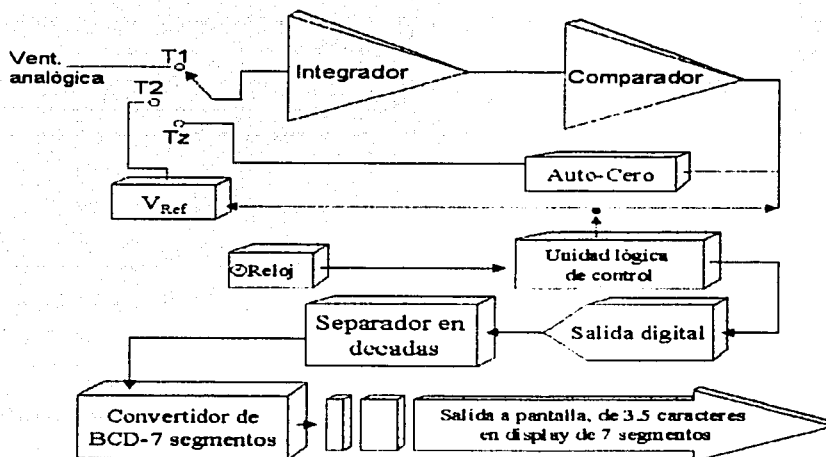


figura 3.24.- Diagrama esquemático del convertidor Analógico-Digital, convertidor de BCD-7 segmentos



Ambas señales se acondicionan sumándoles un voltaje y amplificándolas por una ganancia que es ajustable, para ajustar la recta que describe el sistema con la recta de temperatura medida con un instrumento patrón.

La salida entra a un divisor de voltaje, ya que la magnitud de entrada al convertidor es muy pequeña. Por medio de un selector de dos polos dos tiros el voltaje seleccionado entra al convertidor analógico digital (CAD); por método de integración se lleva a cabo la conversión analógico digital, obteniendo 3 conversiones por segundo y desplegándolas automáticamente en el display de LED de 7 segmentos, lo cual es bastante rápido como para considerar que sea la temperatura instantánea. El sistema de display es el mismo que el utilizado en el control de velocidad.

### 3.2.2 SISTEMA DE AGITACIÓN MAGNÉTICO

El control de la velocidad se lleva a cabo por medio de un control realimentado en función de la velocidad angular de la flecha del motor, con el objeto de tener una regulación automática. En el siguiente esquema se muestran los bloques generales que integran todo el sistema de control de velocidad. Cada uno como sistema independiente, pero formando parte de un conjunto con un fin específico. El diseño tuvo un orden específico y con motivos claros basados y limitados en las características necesarias para el producto a diseñar.

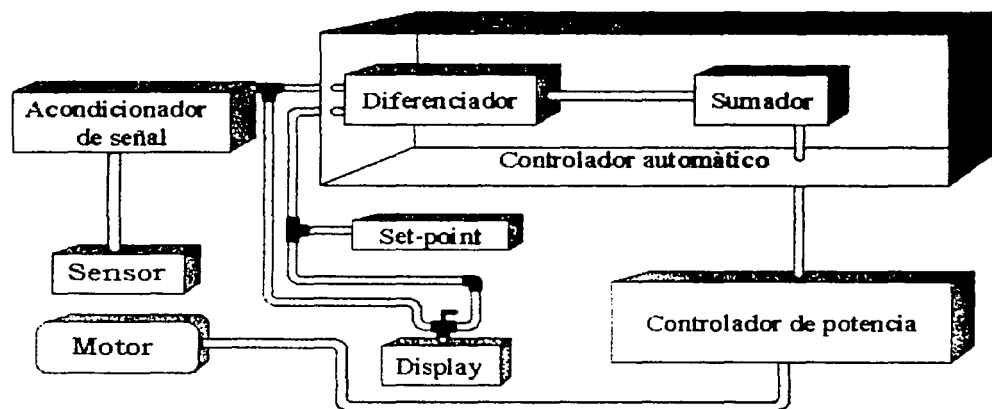


figura 3.25.- Esquema del control de velocidad

#### 3.2.2.1 Sistema de medición de velocidad de agitación

Debido a que se quiere tener un control de gran desempeño, se necesita tener una realimentación de la velocidad obtenida, se requiere cuantificar la velocidad angular instantánea del motor.

Para poder medir la velocidad instantánea, se plantea medir la velocidad angular por medio de pulsos y posteriormente convertir los pulsos en nivel de corriente directa.

El sensado se realiza sin tener contacto físico con la flecha para tener de manera libre el movimiento del motor y no agregar perturbadores a la medición que con el tiempo de uso se pueden llegar a manifestar como incremento en el tiempo de respuesta o como inestabilidad en la velocidad alcanzada. Por esta razón la medición de la velocidad se va a hacer en lapsos de tiempo muy cortos y tener una respuesta más efectiva que reduzca el tiempo de asentamiento del sistema.

Existen varios métodos para medir la velocidad angular del rotor de un motor sin tener contacto directo con el rotor: por medio de pulsos magnéticos en un sensor de efecto Hall o una bobina, o por medio de un sensor óptico ya sea por disco ranurado o por reflexión.

Los métodos con sensor magnético son muy eficaces, ya que se instala en el rotor un imán, y cerca del rotor se instala el sensor magnético. Si se conecta una bobina se obtendrá en sus terminales un voltaje proporcional a la velocidad angular del rotor, debido a la ley de Faraday, que menciona "en una bobina donde se presenta un campo magnético variante con el tiempo, presentará en sus terminales una fuerza electromotriz variante con el tiempo". Así pues, se tiene un pulso de voltaje en cada revolución, dependiendo de la cantidad de imanes y la disposición de ellos en el rotor, será la cantidad de pulsos por revolución y la polaridad de los pulsos.

Si en lugar de tener una bobina, se tiene un sensor de efecto hall, se obtendrán pulsos de la misma manera pero en corriente directa, presentando un comportamiento semejante al de un transistor, es decir estará en corte o conducción al paso del imán.

El sensor magnético es muy útil, considerando que no importa el medio ambiente, ya que es difícil que pueda ser obstruido el paso del campo magnético.

El problema es la magnetización del imán que debe ser muy grande, como para que las líneas de campo alcancen a magnetizar lo suficiente la bobina y la señal obtenida sea perceptible y amplificable. Otro problema es la susceptibilidad al ruido por parte de la bobina, y que se amplifica también el ruido que genera el motor, como el motor es de inducción, cuenta con un embobinado y un núcleo magnético.

No es muy conveniente sensar la velocidad por un método magnético teniendo en cuenta que el funcionamiento del sistema es totalmente electromagnético, y que para tener un sensado confiable, se necesitará una etapa de filtrado para eliminar la señal a la frecuencia de la línea. Lo que nos lleva a que si hay filtrado de la señal, también nos repercute en un ancho de banda de velocidades que sería atenuada la señal de velocidades en torno a la frecuencia de la línea.

El sensado de la velocidad angular por un método óptico, funciona de la siguiente manera, por medio de una fuente luminosa, (LED infrarrojo, foco incandescente o láser) se emite una radiación; en el caso de reflexión se implanta un objeto en la flecha del motor que refleje dicha radiación, hacia un sensor óptico que al percibir la presencia de la luz reflejada modifique su estado.

En el caso de un disco ranurado, se cuenta con un disco opaco con ranuras como se muestra en la figura 3.26.-, por las cuales se permitirá el paso de la luz, y encontrándose en el lado opuesto del

disco el sensor óptico alineado a la fuente luminosa, así cuando se encuentre alineado la ranura con la fuente y el sensor, habrá una lectura máxima sensado en los terminales del fotosensor, y cuando se encuentre un espacio entre dos ranuras, no permitirá el paso de la luz hacia el fotosensor, teniendo en este caso la lectura mínima en el fotosensor.

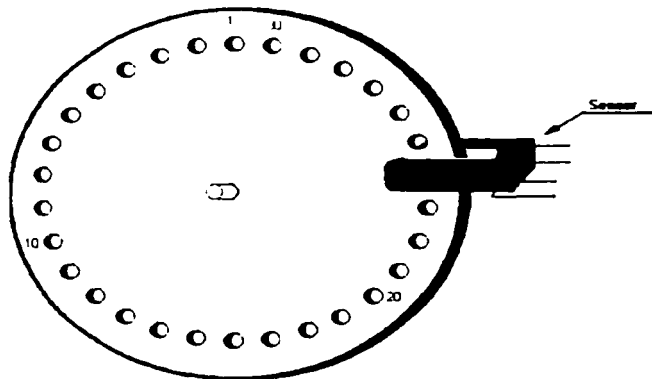


figura 3.26.- Disco ranurado

Así se obtienen pulsos que varían de manera digital a medida que pasan las ranuras por LED infrarrojo y el sensor

El sistema óptico es económico, y por la aplicación se encontró que es más confiable, por que tiene gran inmunidad al ruido, debido a que maneja una señal digital además de que el sensor no tiene perturbaciones que puedan generar algún tipo de error.

Se optó por un sistema de disco ranurado, en lugar del sistema de reflexión debido a que para poder tener un control con menos variación en estado estable, se necesita tener más pulsos por revolución, de esta manera se puede acercar mucho a una velocidad casi instantánea.

El disco ranurado nos permite tener una extensión de la flecha y sus dimensiones pueden ser lo suficientemente grandes como para incrementar el diámetro de la flecha sin que implique un volumen que afecte el funcionamiento o la estabilidad de la flecha.

Los factores de diseño de este método son: el diámetro de la ranura, la distancia de separación entre ranuras, cantidad de ranuras, diámetro del disco y niveles de voltaje de los pulsos.

Varios parámetros del diseño del sensor son dependientes de otros, y por lo tanto se necesitan tener los datos que representan mayor importancia o que pudieran repercutir en otras partes del sistema, como por ejemplo; la cantidad de ranuras, depende del tamaño de ellas y del diámetro del disco, ya que el diámetro limita la cantidad y el tamaño de las ranuras, así pues como primer punto de las limitantes para el diseño fue, tener las dimensiones de espacio libre en donde se puede hacer

el sensado de velocidad, para poder determinar el tamaño máximo del disco, así pues, las dimensiones físicas representan el primer factor para poder contemplar un diseño funcional.

Las dimensiones principales del motor son: largo 77mm, ancho 60mm, alto 114mm. Para no ocupar más espacio dentro de las dimensiones del motor el disco debe estar dentro del volumen cúbico que ocupa el motor y de esta manera se mantienen las dimensiones de la cubierta sin necesidad de incrementar el material utilizado para cubrir todo el sistema.

Niveles de voltaje.- El nivel de voltaje aplicado al emisor de infrarrojo, se determinó bajo la necesidad del encendido del LED infrarrojo. El circuito se encuentra en la figura 3.27.- el cual su función es sólo de polarizarlo y mantenerlo encendido. Debido a que el circuito al que se conecta el sensor es un convertidor de frecuencia a voltaje, y dentro de las características con las que debe contar la señal de entrada al circuito es que el voltaje debe ser de alterno, y su magnitud de  $\pm 25\text{mV}$ . Así pues, para poder obtener la señal alterna, se necesita tener una fuente de polarización simétrica, la cual es de  $\pm 12\text{V}$ . Entonces para los niveles del detector, se utilizará la fuente simétrica figura 3.28.- limitando la corriente por medio de una resistencia y se tomará la señal en la unión de la resistencia y el detector. La señal obtenida se observa en la figura 3.29.-

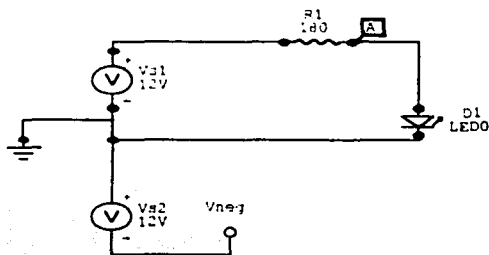


figura 3.27.- Circuito para el emisor de infrarrojo

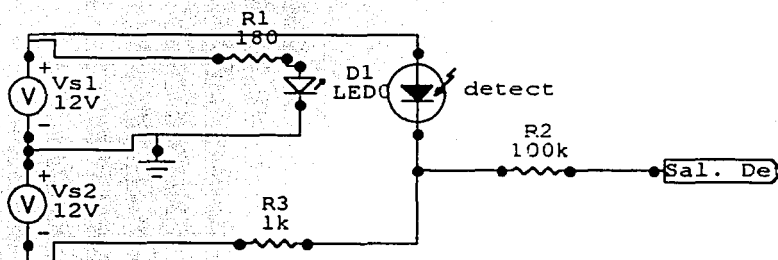


figura 3.28.- Circuito para el detector de infrarrojo

Para el emisor de infrarrojo no se requiere más que una sola fuente, utilizando por convención, de 12V a tierra limitando la corriente por medio de una resistencia.

Xa: 965.2 u Xb: 647.8 u a-b:317.4 freq: 3.151k  
 Yr: 9.80 Yd: -9.80 c-d: 19.6

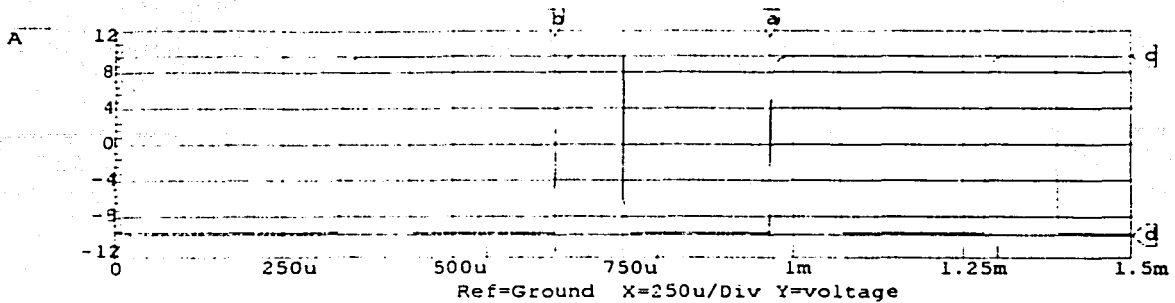


figura 3.29.- Forma de onda de la señal del detector al paso del disco ranurado

La importancia de las resistencias radica en dos aspectos, el primero es que se limita la corriente para que no llegue a ser cercana al límite de capacidad del dispositivo, ya que si el dispositivo trabaja con una gran cantidad de corriente, tendrá calentamiento causando fatiga en sus componentes, haciendo que se reduzca su tiempo de vida. Si por el contrario, se trabaja con una mínima corriente, es muy posible que no se tenga el nivel de voltaje deseado y el dispositivo no trabaje de manera adecuada ya que los dispositivos de estado sólido son sensibles a la variación de temperatura.

En el caso del emisor, por medio de la corriente se obtiene una intensidad en su iluminación, por tanto para la aplicación diseñada se necesita que tenga suficiente radiación sin que se ponga en riesgo su integridad o se reduzca su tiempo de vida.

De la hoja de especificaciones del encapsulado emisor-detector infrarrojo (manual NTE Semiconductors 7th Edition) , se tienen los siguientes datos:  $I_C$  max. 60 mA,  $V_f$  1.7V, por lo tanto el cálculo para obtener la resistencia a utilizar en el emisor es:

$$V_{cc} - I_{F \max} R - V_f = 0$$

$$R = \frac{V_{cc} - V_f}{I_{F \max}} = \frac{12 - 1.7}{0.06} = 171.666\Omega \quad \text{.....Ecs (3.10) y (3.11)}$$

Como el valor más cercano comercial es 180Ω, a pesar de ser superior nos limita más la corriente sin perder radiación, por lo tanto es el utilizado.

El diámetro del disco se consideró como el factor primordial, como lo que se obtiene es una velocidad angular, lo que se requiere son pulsos. A mayor diámetro se tendría la posibilidad de más pulsos por revolución y por tanto mayor frecuencia, debido a que el convertidor de frecuencia a voltaje tiene una relación proporcional, se buscó que el disco tuviera la mayor dimensión posible

dentro del espacio interior del equipo, como parámetro inicial de diseño se consideraron las dimensiones del motor como limite máximo. El disco fue diseñado con las siguientes dimensiones:

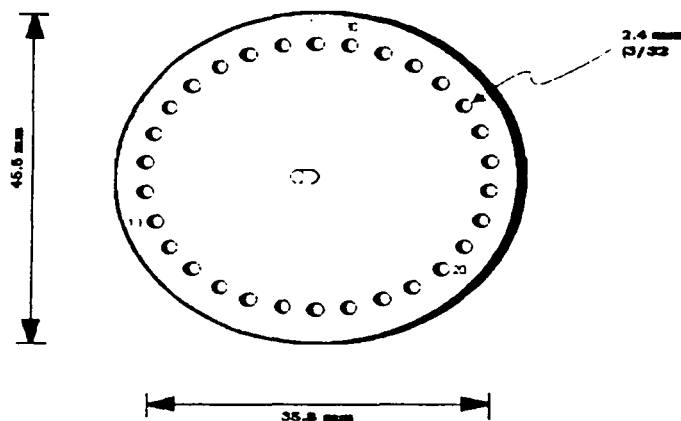


figura 3.30.- Dimensiones del disco ranurado

Diámetro de 45mm, 30 ranuras de 2.4mm (3/32 in) con un espaciamento de 2mm, separadas del diámetro del disco 2.5mm. De esta manera se tendrá que a la máxima velocidad del motor dentro de los parámetros para agitación es de 900 RPM . Contando que se tienen 30 pulsos por revolución, la frecuencia máxima generada es de 27 kHz, para lo cual los dispositivos pueden conmutar a esa frecuencia sin ninguna alteración, por lo que se diseñó el convertidor de frecuencia a voltaje para que tenga como frecuencia máxima 30kHz, que es una frecuencia que no se puede obtener pero tampoco se saturará con los 27 kHz.

El circuito integrado LM2907 (anexo 4) es un encapsulado que convierte una señal de corriente alterna de una frecuencia dada, en un voltaje de corriente directa. Se eligió este circuito de aplicación específica ya que por su costo, la cantidad de componentes externos que requiere para su funcionamiento y su desempeño dentro de la frecuencia que utilizaremos, es una opción muy flexible y muy económica.

A partir de la frecuencia máxima que aporta el sensor de velocidad angular, se calcula el voltaje entregado por el convertidor de frecuencia a voltaje,

$$V_o = V_{cc} f_{in} C_1 R_1 \dots \dots \dots \text{Ec. (3.12)}$$

donde:

$V_o$  es el voltaje de salida del convertidor

$V_{cc}$  es el voltaje de polarización del circuito (12V)

$f_{in}$  es la frecuencia en kHz de entrada al convertidor

$C_1$  es el valor del capacitor de la bomba de carga (charge pump)

$R_1$  es el valor de la resistencia de la bomba de carga (charge pump)

El circuito diseñado se muestra en la figura 3.31.-:

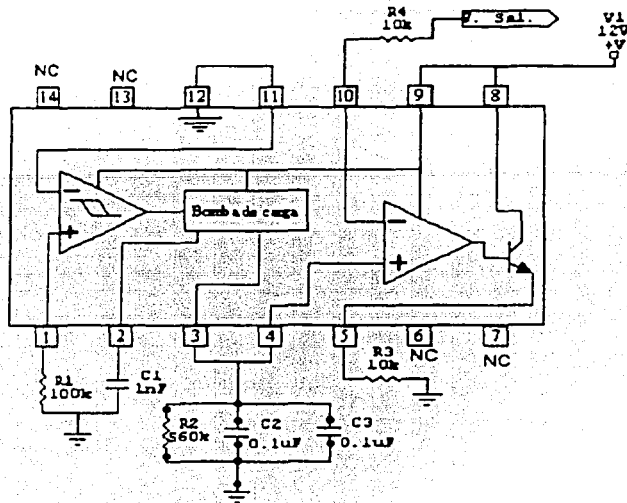


figura 3.31.- Circuito convertidor de frecuencia a voltaje

El convertidor de frecuencia a voltaje tiene una relación de entrada-salida totalmente lineal. El nivel de voltaje que entrega estará entre 0V y 3 V para la máxima velocidad. Esto nos servirá para tener un control mayor en la velocidad del rotor.

### 3.2.2.2 Sistema para control de la velocidad de agitación

El esquema de control es el siguiente.

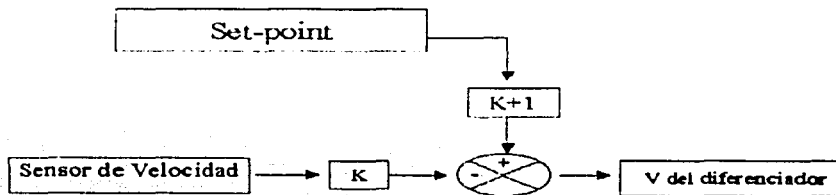


figura 3.32.- Esquema de control.

El control se lleva a cabo por medio de hacer una diferencia entre el voltaje del convertidor de frecuencia a voltaje, que es el considerado como el voltaje sentido, y un voltaje que proviene de un potenciómetro que será el voltaje deseado, este potenciómetro será el elemento que el usuario utilizará para regular la velocidad deseada, y que el sistema regule la potencia para mantener la velocidad en el valor del voltaje deseado. Esta diferencia no es en una relación 1 a 1 debido a que

cuando ambos voltajes sean iguales, la diferencia es cero. Como el control de la potencia se realiza por medio de un nivel de voltaje, si dicho nivel de voltaje es igual a cero, entonces no se tendrá control en la potencia. Si la señal de control tiene un voltaje proporcional a la potencia necesaria que se aplica a la carga, esta señal de control debe ser igual al voltaje de set-point. No se puede aplicar directamente el voltaje de set-point debido a que, no se tendría una autorregulación. Por lo tanto la propuesta es que la relación sea de una vez mayor al set point que el voltaje sentido, su expresión sería:

$$V_{dif} = kV_{sp} - kV_{sens} + V_{sp} \quad [V] \dots\dots Ec. (3.13)$$

donde

k es el factor de amplificación

como se observa la expresión puede ser reducida a

$$V_{dif} = (k + 1)V_{sp} - kV_{sens} \quad [V] \dots\dots Ec. (3.14)$$

de esta manera se logra que cuando el voltaje del sensor es igual al del set point, por medio del diferenciador se logra que la salida sea igual al valor del set-point, así para cualquier valor del set-point el diferenciador se verá afectado por el valor sentido, que en un inicio tiende a cero, entonces la salida del diferenciador será del  $(k + 1)V_{sp}$  por lo tanto la salida es bastante mayor que  $V_{sp}$  indicando que se necesita más potencia para llegar al valor deseado. Cuando se tiene un valor en el voltaje del sensor cercano al voltaje deseado,  $V_{dif}$  tiende al valor del set-point, pero cuando se sobrepasa el valor de  $V_{sens}$  al valor del set-point, la salida del diferenciador será menor que el valor del set-point, por lo tanto indica que se necesita reducir la potencia para nivelarse al valor del set-point.

De esta manera se tiene que el circuito va haciendo la compensación para mantener su valor lo más próximo al valor deseado.

El circuito que lleva a cabo esta operación, es un amplificador operacional en configuración de diferenciador simple (figura 2.63).

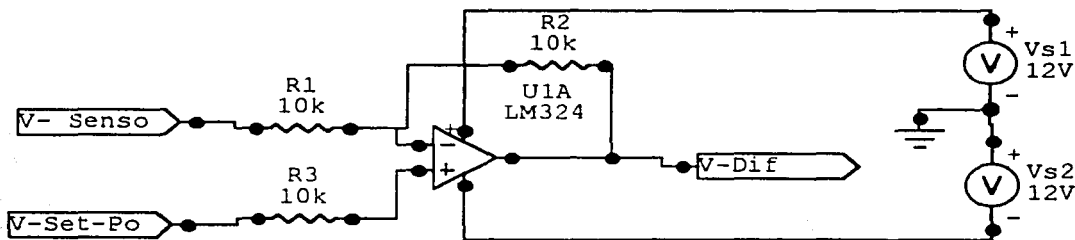


figura 3.33.- Amplificador diferenciador y ecuación de transferencia

$$V_{Dif} = V_{sp} \left( \frac{R_f + R_1}{R_1} \right) - V_{sens} \left( \frac{R_f}{R_1} \right) \quad [V] \dots\dots Ec.3.15$$

$$V_{Dif} = 2V_{sp} - V_{sens} \quad (\text{aprox}) \quad [V] \dots\dots Ec.3.16$$



La respuesta a variaciones es prácticamente inmediata ya que es una de las virtudes de los circuitos analógicos lineales.

**Acondicionador de señal para el control del ángulo de disparo.**

Recordando que el controlador del ángulo de disparo es un temporizador y se obtiene un ancho de pulso que varía su periodo con respecto al voltaje, se presenta una relación inversa, esto es que a mayor voltaje, menor periodo y a menor voltaje mayor periodo.

Como el comportamiento del voltaje del diferenciador es grande cuando se necesita más potencia en la carga y pequeño cuando se requiere menos potencia en la carga, el control de potencia tiene el comportamiento inverso, esto es, con un voltaje pequeño se tiene la máxima conducción de corriente y con un voltaje grande se tiene la mínima conducción. Entonces para poder relacionar ambos, se controla por medio del complemento a la mínima potencia.

Se considera el voltaje máximo con el cual se obtiene la menor conducción de corriente en el controlador de potencia, dicho valor se hace negativo, este es un voltaje constante y negativo, al cual se le sumará algebraicamente el voltaje proveniente del diferenciador. Esto nos dará como resultado la diferencia entre ambos, ya que el voltaje del diferenciador es positivo. Debido a que el voltaje constante es negativo el resultado es negativo, posteriormente lo invertimos con una ganancia unitaria, de esta manera se obtiene que a medida que se incrementa el voltaje del diferenciador, el resultado del sumador inversor será cada vez más pequeño traduciéndose en un incremento de potencia. Para el caso contrario, cuando el diferenciador entrega un valor pequeño, al aplicarlo al sumador inversor el voltaje será grande y por lo tanto la potencia aplicada a la carga será menor.

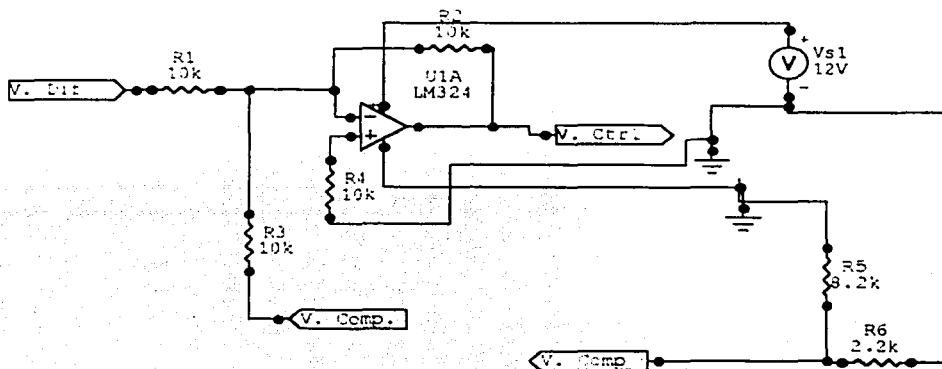


figura 3.34.- Circuito acondicionador para el control de potencia

$$V_{Ctrl} = - \left[ V_{dif} \left( \frac{R_f}{R_1} \right) + V_{comp} \left( \frac{R_f}{R_2} \right) \right] [V] \dots \dots \dots \text{Ec.3.17}$$

$$V_{Ctrl} = - \left[ V_{dif} \left( \frac{1.2k}{10k} \right) + V_{comp} \left( \frac{1.2k}{10k} \right) \right] = - (1.2 V_{dif} + 1.2 V_{comp}) [V] \dots \dots \text{Ec. 3.18}$$

### Observaciones realizadas que intervinieron en ajustes prácticos

Se encontró que al incrementar la ganancia del diferenciador se obtenía una respuesta más rápida, que es lo que se busca, por lo tanto el circuito ya no tiene una relación unitaria de ganancia como se puede observar en la figura 3.31.

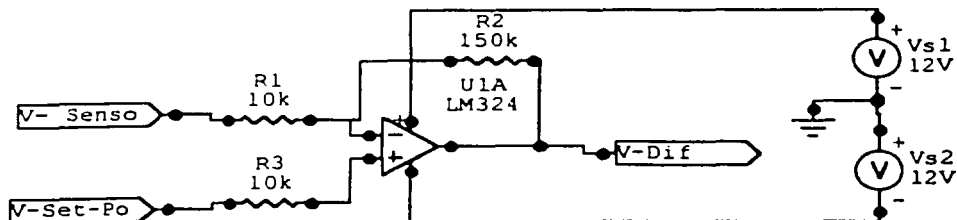


figura 3.35.- Circuito diferenciador con ecuación de ganancia

$$V_{Dif} = V_{sp} \left( \frac{150k + 10k}{10k} \right) - V_{sens} \left( \frac{150k}{10k} \right) = V_{sp}(16) - V_{sens}(15) \dots\dots(\text{Ec. 3.19})$$

Con esta relación de ganancias, se mantiene la relación  $(k+1)V_{sp}$  que al aplicarlo a ambas señales permite que la variación en la velocidad sea casi instantánea, el tiempo de respuesta y el de asentamiento sea mucho más corto.

### 3.2.2.3 Sistema para la regulación de la potencia eléctrica

El desarrollo de sistema utiliza como base el control del ángulo de disparo, para un triac. Se consideró un triac para tener mejor regulación por su capacidad de control en ambos lóbulos de la senoide de la línea de 127 Vac.

Como se cuenta con una fuente de voltaje de corriente directa para el controlador se podría recurrir a manipulación de la señal de disparo en corriente directa para después sólo dar la señal de disparo al triac.

El triac que se utiliza, debe de tener una capacidad de corriente mayor que la nominal, debido a que se utilizará para controlar la corriente de un motor.

Por el efecto inductivo el arranque de un motor necesita más corriente para poder vencer su inercia estática.

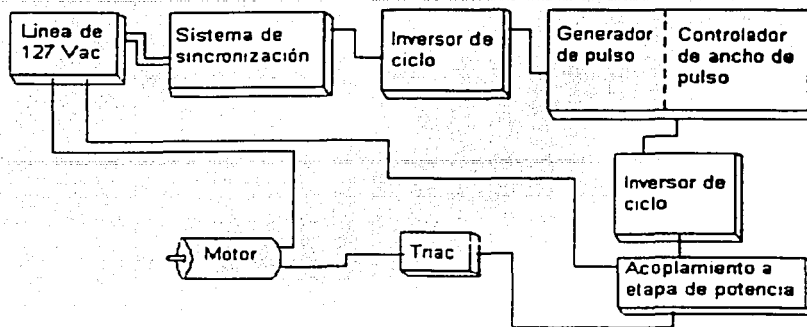


figura 3.36.- Diagrama del control de potencia para la agitación

El circuito se sincroniza con la línea del voltaje de 127Vac, por medio de rectificación de la línea de voltaje a un voltaje reducido, aprovechando que se tiene una fuente de voltaje de corriente directa, se utiliza el voltaje de un transformador en la terminal de bajo voltaje, por la razón de ser más manejable, menos riesgoso para la integridad del usuario ya que se tendría un alto voltaje de corriente directa que en caso de algún tipo de falla el accidente podría ser muy peligroso, la seguridad de operación de los circuitos y que se cuenta con un aislamiento eléctrico de la línea de alimentación. Así el circuito queda doblemente aislado de la línea.

Para poder controlar el ancho del pulso que dispara al tiristor, se detecta el cruce por cero del voltaje en la línea de alimentación de 127V. Quedando un ancho de pulso dentro del tiempo requerido que son 8.3 ms este ancho de pulso proviene del rectificador de onda completa, que convierte a la señal senoidal en un tren de lóbulos con una frecuencia de 120 Hz.

La señal rectificadora es introducida en un opto-acoplador para obtener una serie de pulsos sincronizados con el cruce por cero. El ancho del pulso es mayor que el instante del cruce por cero ya que debido a los diodos del puente rectificador y al LED del opto-acoplador se tiene un retraso en tiempo debido al voltaje de polarización de los diodos, haciendo que el ancho del pulso sea menor al periodo del medio lóbulo de la señal de 127V.

Se detecta el cruce por cero, de los lóbulos para activar un temporizador, el cual dará un disparo monoestable con un ancho de pulso menor a la señal que activa al temporizador.

Para controlar el ancho del pulso del temporizador se aplica un voltaje mayor a cero en la pata #5 esto hace que el ancho de pulso se reduzca, hasta llegar a un voltaje en el cual ya no hace conmutar la salida del temporizador y por lo tanto la señal se hace cero y no hay señal a la salida.

Para calcular el tiempo que se adecúa mejor a la aplicación, se lleva a cabo de la siguiente manera:

Se cuenta con un período del lóbulo en corriente directa, el cual es el tiempo máximo que puede ser el pulso generado por el temporizador, pero a ese tiempo se tiene que sustraer el tiempo que retarda el puente rectificador de onda completa. El retraso que genera el rectificador de onda completa es debido a los voltajes de polarización de los diodos para iniciar la conducción.

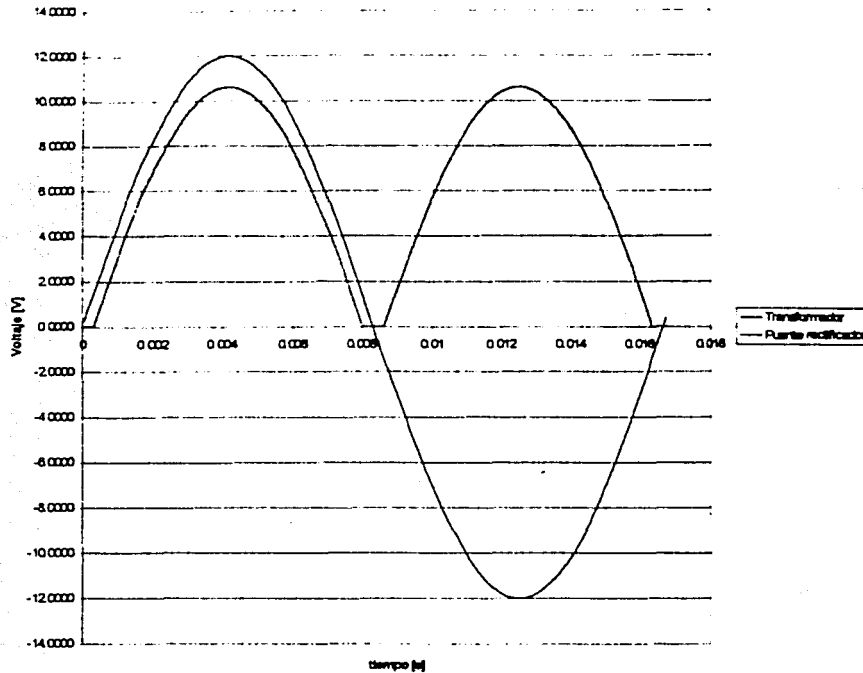


figura 3.37.- Comparacion entre la señal del puente rectificador y la señal del transformador

Como los diodos para iniciar su conducción requieren de  $0.7V$  (en general los diodos de silicio) y para que la señal llegue a tener una magnitud de  $0.7V$ , se requiere de un tiempo que es proporcional a la magnitud máxima de la señal, el voltaje utilizado para ser rectificado es de  $12V$  implica que la magnitud  $0.7V$  se lleva un tiempo que puede ser considerable. Lo cual hace que el retraso no sea despreciable, adicionalmente a este retraso es que en el puente rectificador de onda completa se cuenta con 2 diodos que tienen que ser polarizados, por lo tanto el voltaje total de retraso son  $1.4V$ .

Después se encuentra un retraso en el opto-acoplador, ya que el dispositivo que se activa con la señal es un diodo emisor de luz (LED), este dispositivo también requiere de ser polarizado para que emita luz, pero en este caso el voltaje requerido es de aproximadamente  $1.15V$  de manera típica, (como lo indican las hojas de especificaciones del opto-acoplador. Por tanto, del voltaje restante se necesita  $1.15V$  para el encendido del LED del opto-acoplador para que el transistor inicie su

conducción y del inicio del pulso, y faltando 1.15V antes del arribo de la señal a 0V se apagará el led.

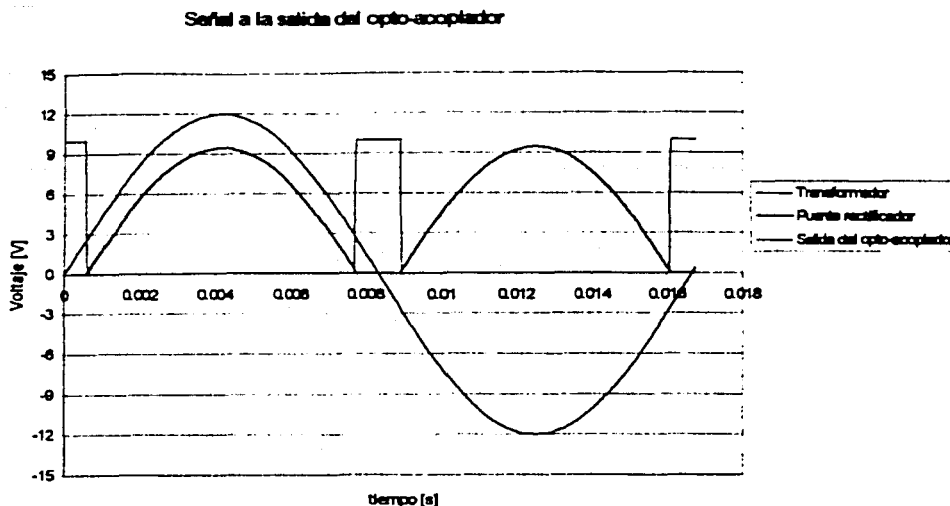


figura 3.38.- Señal de: transformador, puente rectificador y del opto-acoplador

Se puede calcular el retraso a partir de la expresión del comportamiento de la señal del transformador.

$$V_{transf} = 12 \text{sen}(2\pi * 60t) \text{ [V]} \dots\dots\dots (\text{Ec. 3.20})$$

donde

t es el tiempo en segundos [s]

como sabemos que la frecuencia de la línea es 60 Hz, se puede obtener el valor del tiempo para cada voltaje en la senoide, simplemente despejando el tiempo de la ecuación:

$$t = \frac{(\arcsin \frac{V_{transf}}{12})}{2\pi * 60} \text{ [s]} \dots\dots\dots (\text{Ec.3.21})$$

en esta ecuación sustituimos los valores de los voltajes de los elementos dinámicos para saber el valor del tiempo que consumen para aportar la señal del transformador.

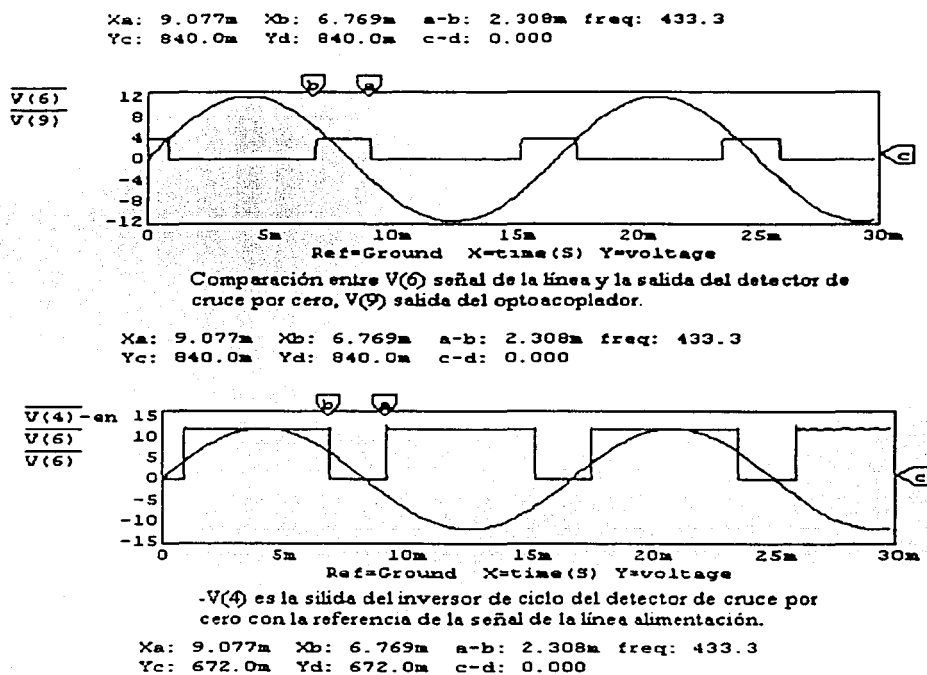
Elemento	Voltaje	Tiempo de retardo
Diodos del puente rectificador de onda completa	0.7V c/u de un total de 2	0.1548ms por cada diodo
Diodo emisor de luz (LED) interno del opto-acoplador	1.15V	0.2545ms

Sabiendo el tiempo total que consumen los elementos dinámicos, sabemos que todo ese tiempo se tendrá un nivel cero ya que no hay conducción por parte de los elementos dinámicos y por lo tanto no hay señal, significando que ese es el ancho del cruce por cero, o mejor dicho la señal es igual a

cero. En la gráfica mostrada en la figura 3.38 se muestran las señales a partir de la señal senoidal de la línea, para generar el disparo del temporizador monoestable.

En la primera gráfica de la figura 3.39.- muestra la senoide de la línea que ha sido reducida a 12V por medio de un transformador, y la señal generada por el detector de cruce por cero V(9) , el cual tiene un ancho por los elementos dinámicos y con el objeto de limitar la posibilidad de encendido no deseado.

En la segunda gráfica de la figura 3.39.- se muestra la misma señal senoidal de la entrada y la señal obtenida de la inversión de ciclo del detector de cruce por cero, esto se realiza con base en que el temporizador se activa con el flanco negativo de la señal de disparo, así pues de esta manera se puede activar de manera precisa y económica el temporizador monoestable.



## Señales de enlace del sistema con la línea de voltaje.

figura 3.39.- Señales del detector de cruce por cero

Para que el disparo del temporizador no quede en algún momento dentro de un segundo disparo o que no cubra lo suficiente de la senoide. Se calcula que el ancho del pulso que genere el monoestable sea de un ancho menor a 7.3 ms aunque el ciclo completo es de 8.33 ms, el ancho

total del pulso no es mayor a 7.1 ms así pues para asegurar que a pesar de la variación que pueda existir por temperatura en los elementos pasivos del circuito monoestable y por la misma variación que pudiera dar el mismo circuito con las variaciones de temperatura, se considerará que con las variaciones el ancho mínimo sea de 6.95 ms.

El flanco negativo de la señal del detector de cruce por cero activa al circuito monoestable, la señal se aplica en la pata #2, que es la entrada a un comparador interno del encapsulado. La señal que aporta el circuito es recolectada por la pata #3 que es de colector abierto, por lo tanto para obtener la señal se requiere de una resistencia hacia alguna referencia, ya sea tierra o hacia el nivel de voltaje que alimenta el circuito LM555.

Por la terminal #5 se lleva a cabo el control del ancho de los pulsos generados. En esta terminal tiene internamente un comparador, en la entrada (+) se encuentra la señal que genera el circuito RC como temporizador, que se encuentra conectado a la pata #6 y pata #7. Se realiza la función comparativa entre el nivel de carga del capacitor y una señal de referencia la cual nos encargamos de modificar según sean las necesidades requeridas para el ángulo de disparo del tiristor. Así pues al considerar que en la pata #5 se tiene un comparador que cuenta con una alta impedancia, por lo tanto no se requiere de llevar a cabo ajuste del nivel de voltaje aplicado.

El periodo del ancho de pulso del temporizador se calcula por medio de los componentes externos para el circuito integrado. Se harán ajustes con base en la práctica y se dará cierto margen a algunos componentes para poder trabajar sin riesgo de saturar el circuito integrado ya que se perdería mucho la linealidad.

Partiendo de la expresión

$$T = 1.1RC [s] \dots\dots\dots (\text{Ec. 3.22})$$

donde

- T es el periodo del ancho del pulso generado
- R es la resistencia del circuito temporizador
- C es la capacitancia del circuito temporizador

Que es una relación matemática que nos aporta el fabricante del circuito, la cual se obtiene de la relación del voltaje en el capacitor de un circuito RC que es cargado y descargado.

Como el ancho del pulso generado depende de los valores de la capacitancia y resistencia del circuito RC, se calculará el valor de la resistencia proponiendo un valor de capacitor. Esto debido a que comercialmente se encuentran más resistencias y la configuración para obtener un valor específico es más factible y además se puede ajustar a un valor exacto por medio de una resistencia variable.

Así pues partiendo del valor periodo deseado que es 6.95ms con un capacitor de 1 $\mu$ F la resistencia la obtenemos de la ecuación ec.(3.22).

$$R = \frac{T}{1.1 * C} = \frac{6.95[ms]}{1.1 * 1[\mu F]} = 6318.18[\Omega] \dots\dots\dots (\text{Ec. 3.23})$$

El valor comercial más cercano es 5.6k [Ω] y 6.8 k [Ω]. Pero debido a que el ancho del pulso se hace más grande a medida que aumente la resistencia, por lo tanto si se escogiera la resistencia de 6.8 k [Ω] el periodo del pulso generado sería de 7.48ms, el cual es muy superior a la condición del ancho máximo del pulso.

Entonces se utiliza una resistencia de 5.6 k[Ω] con la que se obtiene un ancho de 6.16ms.

El ancho del pulso generado se controla con la variación del voltaje aplicado en la pata #5, con la relación de que a mayor voltaje aplicado se reduce el periodo y con un voltaje cercano a 0V el ancho del pulso se acerca al periodo máximo que es de 6.16 ms.(Como se muestra en la figura 3.21.- y en la figura 3.22.- ) Cuando se aplica el voltaje máximo no se obtiene ningún pulso, y el voltaje a la salida del temporizador es de 0V.

La salida del temporizador se aplica a un transistor para invertir el ciclo, como se muestra en la figura 3.40.-, el transistor estará en corte hasta que se le aplique la señal del temporizador que lo pondrá en saturación. Tomando la señal por el colector del transistor se tiene una inversión del ciclo de la señal del temporizador. El transistor utilizado es el encapsulado MPS2222A como prototipo, pero dependiendo del mercado se puede utilizar cualquier transistor NPN con poca ganancia y con capacidad de corriente media, ya que solo se requiere de su capacidad para conmutar, como no se tienen frecuencias altas ni corrientes altas cualquier transistor de aplicación general es útil para esta función.

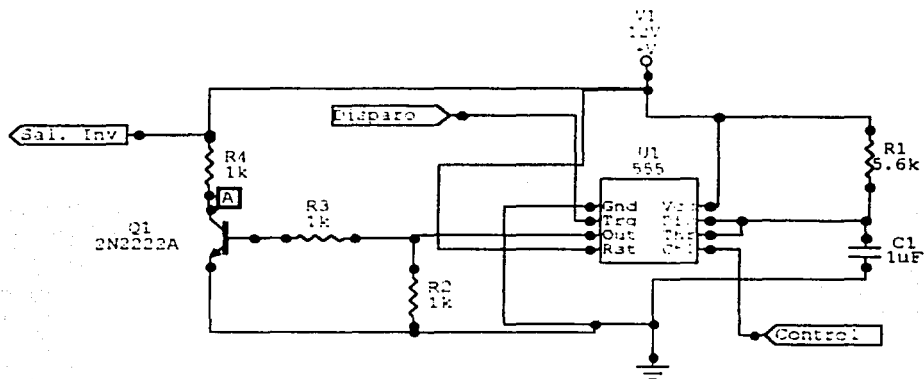


figura 3.40.- Salida del temporizador y transistor inversor de ciclo

Esta señal se aplica a un opto-acoplador con un triac a su salida, figura 3.41.-. El opto-acoplador utilizado es el encapsulado MOC3011 (anexo 4). Se utiliza un opto-acoplador como interfaz entre la etapa de control y la etapa de potencia, siendo la aplicación de un opto-acoplador una de las aplicaciones más económicas, ya que un transformador llega a tener costos más elevados, se requiere de más circuitería para contar con buena efectividad para el encendido del dispositivo posterior, además del espacio que se ahorra con un encapsulado en lugar de un transformador. Otra ventaja de un opto-acoplador es su consumo de potencia y su flexibilidad en caso de falla, ya que en caso de alguna falla en el encapsulado, es muy simple sustituirlo, mientras que el transformador requiere de ser desoldadas sus terminales.



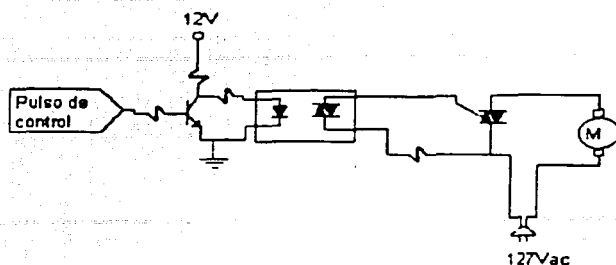


figura 3.41.- Pulso de control, transistor, opto-acoplador, Triac y carga

El opto-acoplador cuenta con un triac en su salida, el cual nos permitirá dar la señal de disparo al triac de potencia que soporta la alimentación de la carga.

Una terminal del opto-acoplador se conecta al gate (compuerta) del triac de potencia mientras que la otra pata del encapsulado se conecta a una resistencia hacia la terminal del triac que está conectada a la línea de alimentación. Por medio de la resistencia se limita la corriente que circula por el opto-acoplador y entra al gate del triac.

El encapsulado del triac que conduce la corriente que se aplica a la carga depende de la carga, ya que si la carga es inductiva se necesita que tenga una gran capacidad a picos de corriente, y sea de gran voltaje inverso. Si se tiene una carga resistiva, se necesita que el triac tenga la suficiente capacidad para el manejo de una corriente alta durante bastante tiempo. Esta capacidad se refleja en la potencia disipada por el triac, para la cual se necesitará como apoyo de un dissipador metálico de la potencia que emana del triac. En nuestro caso, para la tarjeta de control de velocidad, como la carga es un motor de muy poca capacidad (1/32 Hp) no se necesita que tenga gran capacidad de conducción de corriente continua, pero sí que soporte voltajes inversos superiores al voltaje nominal, en esta situación, se utiliza un encapsulado 2N6071A con una capacidad de conducción continua de corriente de 4 A, picos de 30 A y un voltaje inverso de 200V. El triac tiene mayor capacidad que la carga, pero gracias a esta superioridad en su capacidad el triac no sufre calentamiento alguno, y analizando la relación del costo del dissipador para este tipo de encapsulado en comparación con el costo del triac, no hay necesidad de cambiar al triac por uno de menor capacidad.

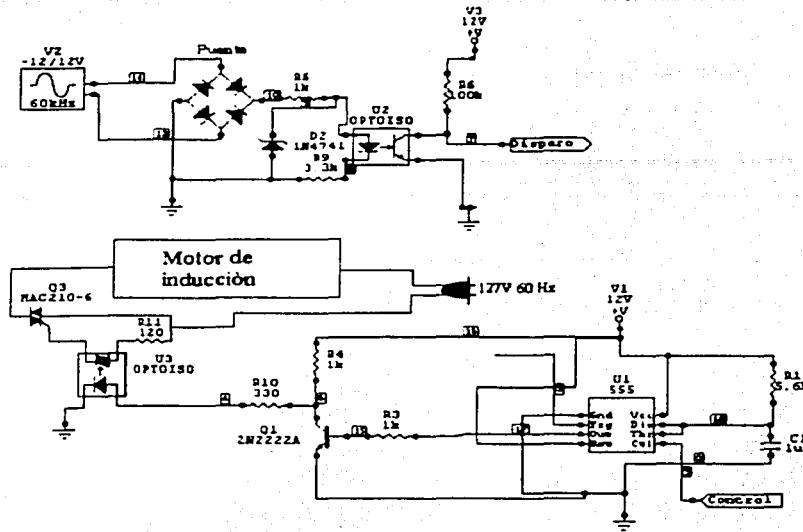


figura 3.42.- Diagrama completo del sistema de control de potencia

### 3.2.2.4 Sistema para el despliegue de la información

Debido a que ningún sistema similar maneja un despliegue de la información, y por los procesos posibles con este sistema, se observa la necesidad de tener en una forma clara la velocidad instantánea y la velocidad deseada. Siendo esta una propuesta, debido a las condiciones actuales de competencia mercantil. Los procesos requieren de tener mayor documentación para su repetibilidad y estandarización de procesos, debido a lo anterior y a la utilidad del sistema desarrollado se integra un despliegue numérico de la velocidad. Integrando un display de 3.5 caracteres con 7 segmentos formados por LEDs.

Para los cuales se necesitará que la información pase de ser un voltaje analógico a un número digital y de ahí convertirlo a un sistema decimal en caracteres de 7 segmentos.

Esta operación la lleva a cabo un circuito integrado que es un convertidor analógico-digital (CAD) y el valor digital lo convierte a 3.5 caracteres de 7 segmentos, este circuito de función específica es el MAX137, y fue seleccionado por sus cualidades de funcionamiento, su capacidad para manejar directamente los displays de 7 segmentos, por la mínima cantidad de elementos externos para su funcionamiento y por su costo reducido.

Existen diversas forma de desplegar la información de un sistema de control, las características que debe cumplir son: totalmente legible, claro, directo, simple y económico. Para poder cumplir estas condiciones, existen los displays analógicos, display digitales de cristal liquido y display de 7 segmentos de LED.

Se descartó el display analógico ya que la información que aporta depende de la vista de cada quien, como el indicador es una aguja, con cualquier variación de inclinación, vibración o hasta oscilación en el voltaje medido hace que se pueda cometer algún error, además del costo comercial.

El display de cristal liquido es relativamente económico, claro, muy legible y simple en su lectura, el problema con el que se cuenta es que su existencia comercial es demasiado selecta, el mercado de maquilación tiene acaparado este tipo de displays, por lo tanto representa una posible falla mercantil del producto, ya que como la venta está muy restringida, por lo tanto en cualquier momento los costos pueden variar de manera drástica. Existe una variante del mismo tipo de display, que son los que cuentan con mayor cantidad de caracteres o matriz completa, pero para poder tener el control de un display con tales características se necesita inicializar el display por medio de señales digitales aplicadas con un temporizador, para poder llevar a cabo el despliegue de los datos se requiere que los datos estén en formato ASCII, así pues es más fácil controlarlo con un microprocesador, o con algún otro sistema digital, lo cual incrementa considerablemente el costo. Por lo tanto la opción más económica, comercialmente estable y de gran existencia, funcional, legible, claro y simple es el display de 7segmentos de LED.

La señal que proviene del convertidor frecuencia a voltaje se aplica a un amplificador operacional el cual le da una cierta ganancia a dicha señal, la cual es ajustable, para poder calibrar el display con un instrumento de referencia. La señal que sale del amplificador es introducida a un divisor de voltaje, porque el voltaje máximo de entrada al convertidor es muy pequeño, menor a 1V, entonces el voltaje queda dentro de los límites en los que el convertidor puede llevar a cabo sus funciones sin riesgo alguno, el circuito se muestra en la figura 3.43.-. Para la señal del Set-point se lleva a cabo el mismo procedimiento para tener ambas señales dentro de los parámetros del convertidor. Por medio de un interruptor de 2 tiros 2 polos se conectan las dos señales para que entren al convertidor.

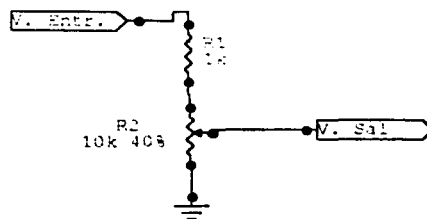


figura 3.43.- Acondicionador de señal para el display

El convertidor analógico digital, lleva a cabo la conversión por medio de doble rampa, realiza 3 conversiones por segundo y despliega la información directamente en un display de 7 segmentos con 3 ½ caracteres. La cuenta puede ser hasta 1999 que en este caso nunca se rebasan los 1800

RPM, por lo tanto se ocupa casi todo el display. El circuito integrado utilizado es el KCL7107, que por el conjunto de funciones que realiza es el más adecuado.

Las pantallas utilizadas son display de 7 segmentos de ánodo común, y solo se utilizan los segmentos para formar el dígito, ya que tanto el punto decimal como el signo son totalmente inútiles para esta aplicación.

ESTA TESIS NO SALE  
DE LA BIBLIOTECA

## CAPITULO 4 Conclusiones

### 4.1 Resultados

En la siguiente gráfica se observa la respuesta del equipo. La respuesta del equipo presenta una ligera variación en el valor de la temperatura debida a la forma de medir la temperatura en la superficie. El valor que se reporta en pantalla es prácticamente el mismo (4°C menos) que con una calibración más fina se puede obtener el valor preciso.

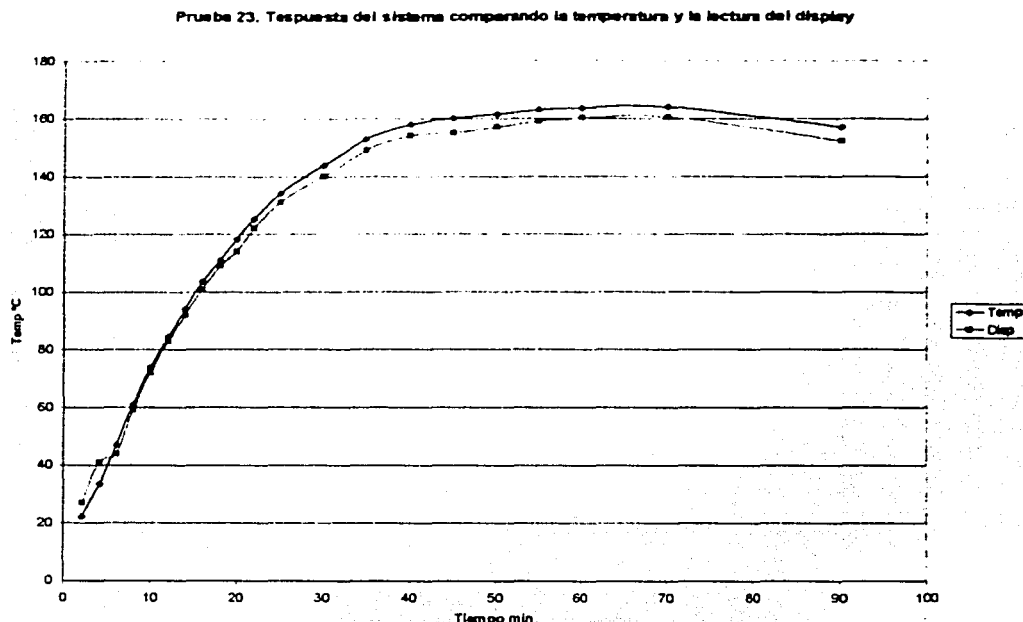


figura 4.1.- Respuesta del sistema. Comparación de la temperatura de la superficie con la mostrada en pantalla.

La prueba se realizó con una temperatura de set-point de 160°C, como se observa tiene un ligero sobrepaso, esto es debido a la ubicación del termopar dentro de la parrilla.

La calibración se puede lograr con mayor precisión al momento de la prueba final del control de calidad, como solo depende de dos potenciómetros para dicho ajuste, se puede calibrar con cierta periodicidad.

En el caso de la velocidad de agitación, la curva no se puede obtener con tanto detenimiento debido a la rapidez de la respuesta, pero la forma de calibración es muy semejante, logrando así tener para ambos casos las curvas precisas para cada equipo.

## 4.2 Aspectos técnicos

La parrilla con agitación magnética desarrollada supera la precisión y tiempo de respuesta encontrados en otros equipos producidos en México, logrando una precisión de  $\pm 3^{\circ}\text{C}$  y de  $\pm 5$  RPM, así como un tiempo de estabilización que es de 30 min, a partir de la temperatura ambiente hasta  $250^{\circ}\text{C}$ , en el caso de la velocidad el tiempo es prácticamente instantáneo.

Otra de las ventajas con las que cuenta el equipo es incluir una pantalla para el despliegue de la variable a controlar, permitiendo al usuario monitorear, controlar y reportar con más eficiencia el proceso realizado. Cabe destacar que, ningún sistema de producción nacional cuenta con ello.

El control automático, permite al equipo ser confiable en su operación y estabilidad de variables.

El diseño para la operación del equipo es accesible, como se muestra en la figura 4.2.-, que cuenta con 2 perillas (para ajuste de la temperatura y velocidad (T y V) respectivamente), dos pantallas (que despliegan el valor de T y V), dos selectores (uno para el valor deseado y otro para el valor instantáneo) y un interruptor de energía, como se muestra en la siguiente figura.

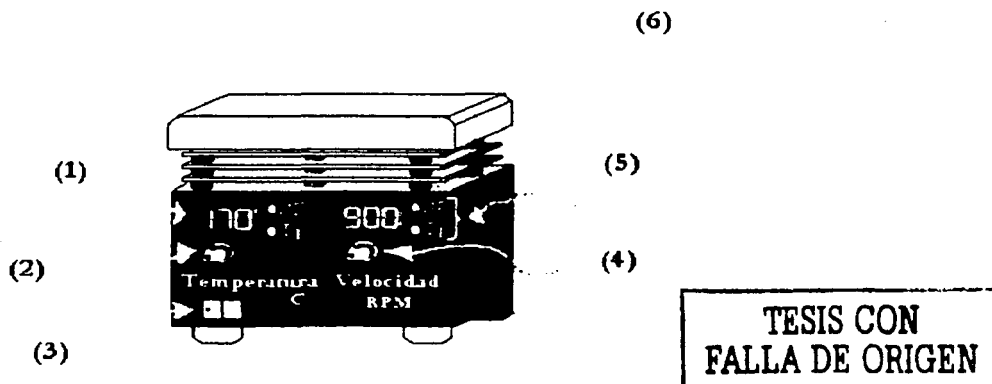


Figura 4.2.- Parrilla propuesta. (1) .- Pantalla de despliegue de información (2).- Perilla de control de temperatura (3) .- Interruptor general (4) .- Perilla de control de velocidad (5) .- Indicadores de la información en pantalla (6) .-Superficie de calentamiento y agitación

La sencillez de sus controles, permiten que el tiempo para la puesta en operación se reduzca hasta en un 80 %, esto implica mayor productividad y no se necesita personal especializado para la operación del equipo, ya que se eliminan los instrumentos de medición externos para el control del proceso.

## 4.3 Aspectos económicos

Las parrillas con agitación magnética, de producción nacional, tienen costos reducidos en comparación de las importadas, pero su calidad es muy baja. Esta situación provoca que el mercado solicite productos extranjeros, con las mismas funciones, mayor calidad y costos superiores,

haciendo que la competencia en el mercado sea a favor de los productos extranjeros debido a su calidad. Los productos extranjeros, dada su condición dentro del mercado nacional, carecen de: servicio, refacciones y garantías.

Los costos de producción del prototipo ascienden a \$3732 pesos, considerando ya los costos de mano de obra y el costo del diseño (ver Anexo 4) . Sin embargo, el costo de los materiales se ha estimado a precio unitario. Lo cual permite manejar el costo del prototipo como un costo máximo de producción. Teniendo en cuenta de que al contemplar los precios en mayoreo se reducirá el insumo para el centro de costo de producción.

El diseño es totalmente modular, tarjetas con funciones específicas que se interconectan. Esto permite que la producción pueda hacerse en diversos centros de costos o en uno sólo, el cual por jornada laboral se desarrollen los elementos que conforman a la sistema de agitación con calentamiento en 3 pasos.

1°.- Impresión y preparación de tarjetas con circuito impreso

2°.- Colocación, de elementos en tarjetas de circuito impreso, instalación de elemento calefactor, motor y conexiones exteriores del gabinete

3°.- Instalación de tarjetas, perillas y acabados del equipo o los equipos.

El tiempo de manufacturado, se estima es 3 jornadas para hasta un máximo de 20 equipos . Como cada punto de producción permite tener hasta una holgura en tiempo de 2hr por jornada se puede regular la producción de tal manera que el 1<sup>er</sup> paso se pueda tener una sobreproducción para minimizar el tiempo de producción en los pasos subsecuentes.

Por medio de este proceso, se pueden realizar el control de calidad por cada tarjeta producida sin deteriorar la línea de producción. El tiempo de entrega se estima en 15 días naturales como máximo.

Los precios de lista de los productos nacionales oscilan entre los \$3850 y \$5200. Mientras que los productos importados van desde los \$5800 hasta \$9700. Todos los modelos, tanto importados como nacionales, carecen de pantalla para información. Los equipos que cuentan con una pantalla que monitorea las variables que son controladas tienen un costo de \$970US como precio de lista en Estados Unidos, lo cual por razones de importación su costo es mucho mayor a cualquiera. Teniendo la misma función que el equipo desarrollado a bajo costo.

El sistema desarrollado, permite competir con el mercado extranjero, basándose en la calidad del funcionamiento y las cualidades propias del desarrollo que aportan más funciones. Como la autorregulación de temperatura y velocidad, así como el despliegue de la información.

El mercado potencial para el producto , es: Hospitales, laboratorios de análisis clínicos, de control de calidad en la industria farmacéutica, alimenticia y química por mencionar algunas, en el sistema educativo desde el nivel medio básico, y superior en las áreas químico, físico, biológica principalmente. Así pues el mercado en el cual son indispensables, la necesidad de equipos confiables, con calidad es prioridad.

Debido a las normas de calidad internacionales, ISO (international standard organization) los procesos industriales deben ser documentados para poder reproducir el proceso en cualquier parte del mundo, esto hace que los factores que intervienen en un proceso sean medidos para poder ser controlados en su totalidad, haciendo que la repetibilidad del proceso se garantice. Por lo tanto la importancia de que el sistema propuesto cuente con la información instantánea de las variables del proceso que realiza, hacen que la parrilla con agitación magnética propuesta se integre a las normas de calidad internacionales que rigen al mercado actual.

Los parámetros técnicos del sistema desarrollado supera las especificaciones de los equipos comerciales de producción nacional. Debido a la calidad de su funcionamiento y su costo competitivo lo hace comercialmente viable para su incorporación en mercados nacionales e Internacionales. Es un producto que hace el proceso más productivo, y reduce costos debido a su integración de sistemas de medición a un equipo de procesos.



# Bibliografía

- 1.-Boylestad R. Nashelsky L.  
Electrónica teoría de circuitos  
Prentice Hall  
4º EDICIÓN 1989
- 2.-Coughlin R. Driscoll F.  
Amplificadores operacionales y Circuitos integrados lineales  
Prentice Hall 1998
- 3.-Kosow I L.  
Control de máquinas eléctricas  
Editorial Revertè 1982
- 4.-Skoog D. Lear J.  
Análisis instrumental  
Mc Graw Hill 1994
- 5.-Loveday G.  
Manual de electrónica para ingenieros  
Trillas  
1ª edición
- 6.-G.K. Mc Millan, C.M. Toarmina  
Advance temperature measurement and control.
- 7.-Automatic temperature controls  
Delmar learning.
- 8.-Andrzej M. Trzynadlowski  
Control of induction motors  
academic press (2000)
- 9.-Shashi B. Dewan  
Power semiconductor circuits  
john & sons
- 10.-Considine Douglas M  
Process instruments and controls handbook  
McGraw hill 1974
- 11.-Glasstone Samuel  
The theory of rate processes, kinetics of chemical reactions , viscosity , diffusion and  
electrochemical phenomena  
McGrawhill 1941

12.-Gottlieb Irving M  
Electric motors & control techniques  
TAB Book (McGraw-Hill) 1994

13.-Hubert Charles I.  
Electric Machines Theory, operation, application, adjustment and control.  
MacMillan Publishing Company 1991

14.- Resnick R. & Halladay D.  
Física (parte 1)  
Compañía editorial continental SA de CV 1993

15.-Rayo López Gerardo Daniel (Tesis)  
Control de temperatura para un horno industrial de secado utilizando un control PID analogico  
c 29 01 011

16.-Motorola DL137 /d  
Thyristor device data (manual)  
Rev.6 1995

17.-Motorola DL118/D  
Optoelectronics device data (manual)  
Rev. 5 1995

18.-National  
Application specific analog products databook  
1995 edition

19.-National  
National operational amplifiers databook  
1995 edition

## Artículos

20.-Hertzler, R L ; Lucas, M; Eisenbraun E J.  
Magnetic stirrer improvement and design of clustered, teflon-encapsulated magnetic stirbars  
Journal of Chemical Education; 1991  
Vol. 68 Page #85

21.- Khon, E  
A simple magnetic stirrer  
Journal of Chemical Education; 1951  
Vol. 28 Page #125

22.-Slabaugh, W.H :  
Magnetic stirrer: Instrument for the freshman laboratory  
Journal of Chemical Education; 1963  
Vol. 48 Page #641

23.-Warkentin, J  
Versatile magnetic stirrer and flexible coupler  
Journal of Chemical Education; 1966  
Vol. 43 Page #265

24.-Ellis, J. ; Kanamori, S.  
An inexpensive magnetic stirrer.  
Journal of Chemical Education; 1973  
Vol. 50 Page #137

25.-Hall, Heinz; Eisenbraun, E . J.  
Magnetic stirrers of local construction  
Journal of Chemical Education; 1977  
Vol. 54 Page #249

26.-Deckey, George.  
Regulating the speed of a magnetic stirrer  
Journal of Chemical Education; 1982  
Vol. 59 Page #73

27.-Bennett, Carole; Dyer, Jeanne  
A novel and cheap magnetic stirrer (IC)  
Journal of Chemical Education; 1992  
Vol. 69 Page #415

## Páginas de Internet

<http://instserv.com/orphn/rmocoupl.htm>  
Thermocouple technical reference data  
1999  
<http://www.labline.com>  
<http://www.felisa.com.mx>  
<http://www.provedorcientifico.com.mx>  
<http://www.compakintl.com>

# **ANEXO # 1**

**ANEXO #1 ARTÍCULOS SOBRE  
AGITACIÓN**

amount or mass of absorbing material; (3) Beer may or may not have understood the functional relationship between absorbance and mass (or concentration) of absorbing material; at any rate, he used length as an intermediate variable in correlating results obtained at different dilutions.

It is accordingly not surprising to find in Beer's paper no evidence that he believed himself to have discovered a new absorption law. In a thorough (but necessarily incomplete) investigation of the older literature, we found the phrase "Beer's Law" or "Beer's Absorption Law" first used by Walter<sup>7</sup> nearly forty years later. Kayser,<sup>8</sup> in his monumental "Handbuch der Spectroscopie" says: "If we let  $a$  represent the absorption coefficient for unit concentration, there follows the absorption law

$$I = I_0 e^{-ca^d} \quad (11)$$

where  $d$  is the thickness of the layer and  $c$  the concentration. This law was set up by Beer and is called "Beer's Law." Comparison of equation (11) with equation (1) shows the first half of the last sentence

<sup>7</sup> WALTER, B., *Ann. Physik (Wiedemann)*, 36, 502, 518 (1889). See especially pp. 505, 512, 520, 521.

<sup>8</sup> KAYSER, H., "Handbuch der Spectroscopie," S. Hirzel, Leipzig, 1905, Vol. 3, pp. 10-25. We used the references there cited as a guide to the older literature.

to be incorrect. There is thus good precedent for any twentieth-century inaccuracies in describing what Beer thought and did.

We have made an attempt to evaluate the internal consistency of Beer's work. The figure gives transmittance curves measured by a General Electric Recording Spectrophotometer<sup>9</sup> on water and on two of Beer's solutions, all measurements being made in the same cell. Taking the differences in cell length into account, we have compared Beer's absorption coefficients with our measured *transmittancies* to locate the "effective wave length" (an X-ray term)<sup>10</sup> of Beer's red light. The figure shows these wave lengths to differ very little for the two solutions, which speaks highly for the quality of Beer's work.

The principal aim of this article has been to show that Beer, in thinking primarily of the *amount* of absorbing material, laid the foundation of an absorption law broader than equation (6). That he did not write this amount as an explicit variable in the absorption law seems to us no reason for not calling that law by his name, and his alone—after all, didn't Columbus discover America?

<sup>9</sup> MICHAELSON, J. L., AND H. A. LIEBHAFSKY, *Gen. Elec. Rev.*, 39, 445 (1936).

<sup>10</sup> See, for example, LIEBHAFSKY, HERMAN A., *Analytical Chemistry*, 21, 19 (1919).

## A SIMPLE MAGNETIC STIRRER

EDWARD KOHN  
Duke University, Durham, North Carolina

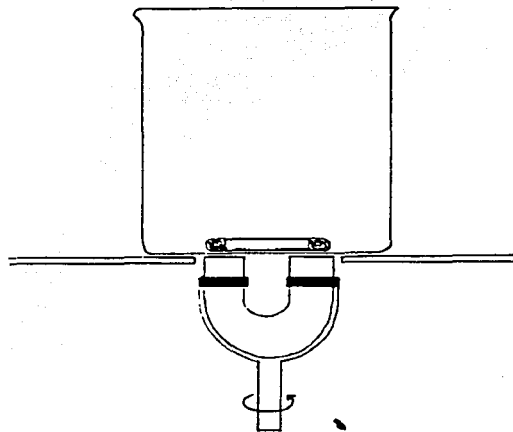
IN ONE phase of the preparation of an organic compound, the need of a stirrer in a closed system arose. Instead of a mercury-seal stirrer the following simple magnetic stirrer was devised. The stirrer was quite effective and could be useful in general laboratory preparative problems.

A small, very strong horseshoe Alnico magnet was wired onto a copper support. The support in turn was bolted to an inverted air stirrer.

The stirring effect in the case of a 600-ml. beaker is derived from the rotary motion given to an iron rod, sealed in glass, 1 in. in length and  $\frac{1}{4}$  in. in diameter. The rod, on the inside of the beaker, follows the rotating magnet.

The support should be such that it allows the magnet to be placed close to the underside surface of the container.

A vortex of 1 in. in depth was easily produced in 400 ml. of water.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

- (4) RICHARDS, R. E., AND SMITH, J. A. S., *Trans. Faraday Soc.*, **47**, 1261 (1951).
- (5) BETHELL, D. E., AND SUFFORD, N., *J. Chem. Phys.*, **21**, 1121 (1953); AND FERRO, C. C., AND HORNIG, D. F., *J. Chem. Phys.*, **23**, 1461 (1955).
- (6) GRIMM, H. G., *Z. Elektrochem.*, **31**, 171 (1925).
- (7) SHERMAN, J., *Chem. Rev.*, **11**, 161 (1932).
- (8) FAJANS, K., *Ber. deutscher phys. Gesell.*, **21**, 709 (1919).
- (9) FAUK, M., AND GIGUERE, P. A., *Can. J. Chem.*, **35**, 1195 (1957).
- (10) GOLDSCHMIDT, H., AND UHRY, O., *Z. Physik. Chem.*, **60**, 728 (1907); GOLDSCHMIDT, H., *Z. Elektrochem.*, **15**, 1 (1909).
- (11) BAGSTER, L. S., AND COOLING, G., *J. Chem. Soc.*, **1920**, 693.
- (12) BAUGHAN, E. C., *J. Chem. Soc.*, **1940**, 1103.
- (13) TUCK, O. G., AND DIAMOND, R. M., *J. Phys. Chem.*, **65**, 193 (1961).
- (14) BALDWIN, W. H., HIGGINS, C. E., AND SOLDANO, R. A., *J. Phys. Chem.*, **63**, 118 (1959).
- (15) TUCK AND DIAMOND, *op. cit.*, refs. 24, 25.
- (16) FRIEDMAN, H. L., *J. Am. Chem. Soc.*, **74**, 5 (1952).
- (17) RYSCOMBE, K. N., AND BELL, R. P., *Discussions Faraday Soc.*, **24**, 158 (1957).
- (18) LONG, F. A., AND McDEATE, W. F., *Chem. Rev.*, **51**, 119 (1952).
- (19) HAMMETT, L. P., AND DEARUP, A. J., *J. Am. Chem. Soc.*, **54**, 2721 (1932). A recent detailed review is PAUL, M. A., AND LONG, F. A., *Chem. Rev.*, **57**, 1 (1957).
- (20) SCHIMMANN, R., AND BREYER, F., *Z. Physik. Chem.*, **B23**, 193 (1933).
- (21) EDEN, M., AND WICKE, E., *J. Phys. Chem.*, **58**, 702 (1954); WICKE, E., AND EDEN, M., *Z. Elektrochem.*, **57**, 319 (1953).
- (22) ACKERMANN, TH., *Discussions Faraday Soc.*, **24**, 180 (1957).
- (23) GILBERKATZ, E., *Trans. Faraday Soc.*, **51**, 1235 (1955).
- (24) STOKES, R. H., AND ROBINSON, R. A., *J. Am. Chem. Soc.*, **70**, 1870 (1948).
- (25) EDEN, M., AND WICKE, E., *Z. Elektrochem.*, **55**, 351 (1951).
- (26) ECKEN, A., *Z. Elektrochem.*, **51**, 6 (1948).
- (27) EDEN, M., *Pure. Roy. Soc.*, **247A**, 505 (1958).
- (28) CONWAY, B. E., BOKROS, J. O'M., AND LINDON, H., *J. Chem. Phys.*, **24**, 831 (1956).
- (29) SAMOYLOV, O. YA., *Discussions Faraday Soc.*, **24**, 111 (1957).
- (30) WHITNEY, D. C., AND DIAMOND, R. M., *J. Phys. Chem.*, **67**, 209 (1963).
- (31) MARCUS, Y., *Chem. Rev.*, **63**, 139 (1963).
- (32) BECKEY, H. D., *Z. Naturforsch.*, **14A**, 712 (1959); **15A**, 822 (1960).
- (33) KNEWSTUBB, P. T., AND TUCKER, A. W., *J. Chem. Phys.*, **38**, 161 (1963).
- (34) SOUTHWARD, G., *J. Phys. Chem.*, **58**, 713 (1954).
- (35) GO FRANK, H. S., AND TSAO, M. S., *Ann. Rev. Phys. Chem.*, **5**, 61-8 (1954); and (b) RICHUHI, O., AND JONES, A. C., *Ann. Rev. Phys. Chem.*, **6**, 72, 78 (1955).
- (36) FRANK AND TSAO, *op. cit.*, p. 68.

W. H. Slabaugh  
Oregon State University  
Corvallis

## Magnetic Stirrer

Instrument for the freshman laboratory

We have found it possible to mass produce a simple version of the magnetic stirrer. Usually the item readily available from commercial sources is unnecessarily sophisticated and costly.

The magnetic stirrer, almost indispensable for experiments in pH measurements, reaction rates, and distillations, is constructed entirely of new components obtained on the market at a cost of well under ten dollars and may be assembled by the students in about 20 min. The list of parts and the figure show the simplicity of this instrument. Students are encouraged to remove the snap cover in order to examine the operation of the stirrer. A degree of familiarity with the components of an instrument not only is of instructional value, but it encourages better cooperation on the part of the student to help in maintenance.

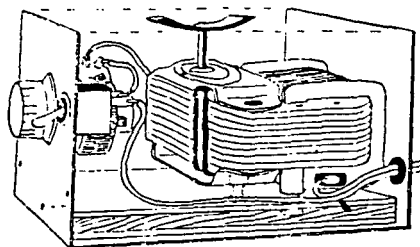
Conventional stirring bars may be used, but the student is encouraged to make his own by sealing an iron nail into glass tubing. An adequate supply of very inexpensive stirring bars is also available by cutting off a small section of a barium ferrite plastic bar. These are ideally suited to potentiometric titrations with the glass electrode because their small size greatly reduces the problem of breakage of the glass electrode.

EDITOR'S NOTE: Probably readers who have had the experience of similar demands on ingenuity to replace funds will be able to contribute to a series of articles on this theme. We solicit only descriptions of instruments proven to be satisfactory by laboratory use.

### Parts List

Shaded pole motor, 9 watt; Model DYAB, Barber-Coleman Co., Rockford, Illinois.	\$2.89
Are horseshoe Alnico 5 magnet, No. 5U50B, General Electric Co.	1.00
Rheostat, 25 watt, 2000 ohm; Radio Supply Outlet.	2.55
Minibox, Aluminum, 3 × 1 × 5, Radio Supply Outlet.	.77
Switch, SPST; Radio Supply Outlet.	.37
Grommet, 18-2 appliance cord, cord cap, epoxy cement, 1/4-in. plywood blocks.	.35
Barium ferrite plastic rod; Edmund Scientific Co., Barrington N. J. (makes about 50 stirring bars).	1.00

Prices are for each in lots of 24 items.



Magnetic stirrer.

...res to  
...spec-  
...type of de-  
...b-  
...in the  
...raphs.

1 m  
50 μ  
1 μ  
5 μ  
2 μ  
1 μ  
1 μ  
3  
concentration

J. Warkentin  
McMaster University  
Hamilton, Ontario

# Versatile Magnetic Stirrer and Flexible Coupler

The determination of reaction rates by monitoring gas volume as a function of time poses at least two problems to the experimenter. First, he must assure adequate stirring in a gas-tight flask which is immersed in a thermostating fluid. Stirring is necessary not only to assure good temperature communication but also to prevent an induction period or rate-limiting evolution of gas from the solvent.<sup>1</sup> The second problem is to provide for freeze-thaw degassing capability and subsequent immersion in the thermostating fluid while maintaining gas-tight connections, at least for reactions which are sensitive to oxygen. Either a flexible connection between flask and vacuum line or a movable thermostating bath is therefore required.

We wish to describe a system which we have found very satisfactory for kinetic work of the type described,

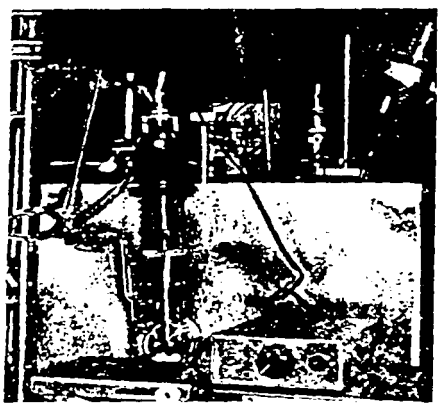


Figure 1. Flask and stirrer assembly connected to the vacuum line through the S-shaped connecting arm; degassing position. Constant temperature bath in the background. Power supply for motor at lower right.

The stirrer (Fig. 1) is a one-piece top-driven magnetic type, which plugs into the reaction vessel by means of a standard-taper ground glass joint. Thus there is no alignment problem in assembling the stirrer and flask, and the flask can be totally immersed in a heating or cooling medium. Moreover, there are no O-rings with associated problems of contamination, lubrication, leaking, and wear. The stirrer imparts very little vibration to the rest of the system from its stalling speed of about

1,200 rpm to 3,200 or more rpm. Within this range and with chlorobenzene as solvent, we have had no problems with the driven magnet dropping away. The latter jumps back to the drive magnet in any case, with a flask of suitable design.

Our coupling between flask and vacuum line is an S-shaped piece of glass tubing ending with ball-joints (Figs. 1 and 2). By means of this coupling the flask, complete with stirrer, can be kept vertical while being swung through the arc of a circle, from a degassing position beside the constant-temperature bath to a position inside that bath.

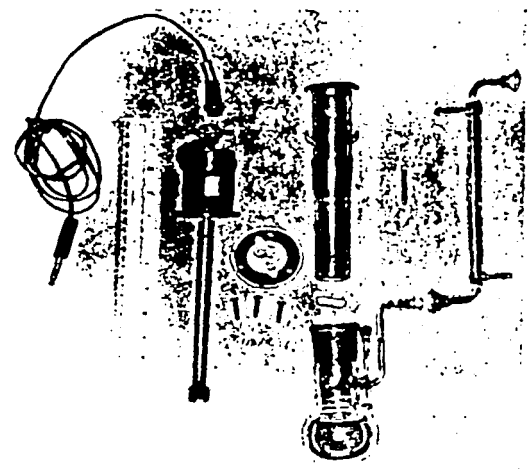


Figure 2. Parts list.

1. Quick-connector cord.
2. Motor, Delco S069267, 27.5 VDC, Electronic Research Laboratories, 715 Arch St., Philadelphia, with leads modified for microphone plug.
3. Stainless steel shaft, 1/8 in. diameter, fastened to motor shaft with two Allen screws. The bottom of the shaft is machined and threaded to pass through the hole of a 1/8 in. Eclipse button magnet (Electro Sonics, 543 Yonge St., Toronto) and to fasten with a brass nut. The shaft must be precisely machined.
4. Collar of laminated plastic, with recessed groove to receive lip of part 5. Holes match the threaded holes provided in the motor end plate.
5. Pyrex stirrer envelope, # 34/35. Flat top rim fits recessed groove of part 4. Hole permits access to Allen screws to adjust distance between magnet pole faces and bottom of envelope.
6. Teflon-covered driven magnet; 1 in. with spin ring.
7. Flask.
8. S-shaped connecting link, with water jacket.

<sup>1</sup>BENNETT, J. E., in "Technique of Organic Chemistry," edited by A. Weissberger, Interscience Publishers, (a division of John Wiley & Sons, Inc.) New York, 1961, Vol. VIII, Part 1 (2nd ed.), p. 183.

We have found it very desirable, for reactions involving gas evolution, to pre-equilibrate the bulk of the solvent to the bath temperature in the reaction vessel and then to inject the reactant, in the minimum volume

good results as a general substitute for Eriochrome T, and was substituted in this experiment. The desirable qualities of Hydroxy Naphthol Blue include its stability and the similarity of the color change to that of magenta. Students have no difficulty recognizing this change, while some of them do have troubles with Calcein which is best used with specialized lighting. Of course, Calcein can be substituted in the calcium determination (6), and has been successfully used for determination of both calcium and magnesium in milk (7).

A problem which must be acknowledged is the fact that the end point color change appears somewhat different in titrations of milk and blank titrations, due to the opaque background provided by the milk, the blank solution remaining clear. This fact was also recognized by Kamal (6) who minimized the difficulty by noting that a sharp change in color is observed at the end point in either case.

This may be true for the trained eye, but students are generally less than enthusiastic about the sharpness of color changes experienced with metalochromic indicators, and any differences between titrated solutions which affect the color of the indicator just make the situation worse. In a desire to ease this difficulty, we sought ways of making the solutions similar in appearance. It has already been noted that problems arise in clarifying the milk sample, so we tried, instead, making the blank opaque. One material which seemed particularly appropriate for this blank was non-dairy coffee creamer. These products, especially the liquid versions, simulate the physical characteristics of milk very well. The listed ingredients on several brands led us to believe that they were entirely free of materials which would complex with EDTA, rendering them ideal for the desired purpose. To our surprise, titrations using 5 ml of liquid coffee creamer required about 0.3 ml less titrant (magnesium standard solution) than those using water in place of milk. Thinking this was due to differences in appearance of the end points several titrations were done with differing amounts of creamer. A linear relationship was found between the titration volume and amount of creamer used. The titration required about 0.3 ml less titrant per ml of coffee creamer taken than did a water blank, indicating that the creamer was

complexing with EDTA. This was found to be true for two brands of liquid coffee creamer, and four brands of the dry powdered product, used in water solution in the concentration recommended as a substitute for cream.

Emission spectrographic analysis of three brands of coffee creamer identified the presence of both calcium and iron, two ions which could cause the observed difficulty. The addition of cyanide to the buffer caused only a slight improvement, however, indicating that the major interfering substance is probably calcium. This ion could be present as an impurity in the sodium caseinate used in preparation of these products, assuming the source is cow's milk in which casein probably exists as the calcium salt (8). The only method which can be suggested for successful use of non-dairy coffee creamer to make the blank resemble the sample is to add the creamer to the EDTA reagent. Any reduction in concentration caused by the creamer would not be noticed since the reagent is standardized. On the other hand, the coffee creamer makes an excellent sample for the student seeking an extra challenge.

We did not use anything to make the blank opaque, but found that the end point color change in the sample took just a little getting used to. Titrating to a more definite violet than usual seemed to give better results. We did find that end point colors tended to darken somewhat on standing, so comparison of an end point with that from a previous titration is not recommended.

The wide variety of possible samples (homogenized milk, skim milk, dry milk, ice cream, etc.) and variations available in terms of indicators and techniques make the titration of calcium and magnesium in milk a very versatile and interesting student experiment.

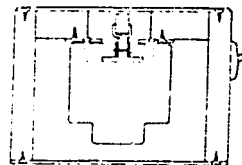
#### Literature Cited

- (1) Ling, E. R., *Anal. Chem.*, **31**, 179 (1959).
- (2) Rud, E. W., Weber, J. C., C. P., and Chen, T. C., *J. Dairy Sci.*, **44**, 1036 (1961).
- (3) Jenness, R., *Anal. Chem.*, **25**, 966 (1953).
- (4) Mason, A. C., *Anal. Chem.*, **32**, 529 (1960).
- (5) Gehlke, C. W., Alfspung, H. E., and Lee, Y. G., *Anal. Chem.*, **26**, 1944 (1954).
- (6) Kamal, T. H., *J. Agr. Food Chem.*, **8**, 156 (1960).
- (7) Ntalianas, H. A., and Whitney, R. McL., *J. Dairy Sci.*, **47**, 19 (1964).
- (8) Cohn, E. J., and Hendry, J. L., "Organic Syntheses," coll. vol. II, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1915, p. 120.

### An Inexpensive Magnetic Stirrer

Faced with the need to perform titrations in the field in connection with water pollution studies, we required a portable magnetic stirrer. These do not appear to be readily available commercially and so we constructed one as follows. A Volkswagen windshield wiper motor (6V in pre-1968 models) was purchased from an auto wrecking yard and the outer case and final drive cog with attached orbital axle were removed. A 1-in. bridge magnet (A) was cemented (Araldite epoxy) into a U-shaped holder (B) which was soldered to a 1/2-in. length of copper tubing (C). This was connected to the outermost cog (D) by means of Araldite and a 1/2-in. length of plastic tubing (E). The motor was bolted through four existing holes onto two aluminium strips (F) and (G), the ends of which in turn were screwed to the top (H) of the stirrer case. The latter was of 3/4-in. chipboard with a 1 1/2-in. dia. hole in it to accommodate the bridge magnet. A clearance of 3/8 in. was allowed between the magnet face and the white Formica plastic top (I). Two sides of the box were of 1/2-in. chipboard and onto these were screwed the other sides of 1 1/2-in. plywood. The motor was connected via a switch and terminals mounted on the side of the box to a 6-V, 11-A hr motorcycle battery.

Because of its gearing, the motor has a high torque and rotates the inagur at a constant speed of ca. 250 r.p.m. The motor draws a current of about 1 amp, giving about 10 hr of use before recharging of the battery is necessary. The external dimensions of the stirrer are 5 in. x 5 in. x 4 in., and the weight is about 1.8 lbs. The total cost of the stirrer (excluding battery) was less than \$3.



<sup>1</sup> To whom inquiries should be addressed.

Wollongong University College  
Wollongong, N.S.W., 2500, Australia

J. Ellis<sup>1</sup>  
S. Kanamori



## procedure

Fill a test tube approximately one-third full with water. Add a few crystals (0.1–0.2 g) of azobenzene and swirl to demonstrate the lack of solubility. Add approximately one-half as much carbon tetrachloride as water and swirl to obtain a bright orange carbon tetrachloride layer. Additional azobenzene may be floated on top of the water and dissolved in hexane to produce an orange-clear-orange arrangement.

## Comments/Cautions

This demonstration may be used to show that organic compounds dissolve in nonpolar solvents ("like dissolves like"). It is especially useful when discussing the concentration of DDT in the fatty tissues of man and other animals. Azobenzene is obviously an organic compound, and its formula has some similarities to that of DDT. The demonstration is also suitable for leading into a discussion of soaps or detergents. Chloroform may be substituted for carbon tetrachloride; diethyl ether may be substituted for hexane.

## Purple Benzene: Solubilization of Anions in Organic Solvents

Submitted by:

Arthur W. Herriott  
Florida International University  
Miami, Florida 33199

Checked by:

Lisa Gilbert  
Granville High School  
Granville, Ohio 43023

## Preparation

Dissolve a few crystals (30 mg) of potassium permanganate in 75 ml of 10% sodium chloride solution to obtain a brightly colored solution. Transfer the solution to a 250-ml separatory funnel mounted on a portable ring stand and add 75 ml of benzene.

Prepare a solution of a large hydrophobic quaternary onium ion using about 0.5 g of salt in 3 ml of water. Aliquat 336 (a solution of tricaprilmethylammonium chloride manufactured by General Mills, Kankakee, Illinois), is an ideal extracting agent. Tetrabutylammonium bromide, tetrabutylphosphonium chloride, and tetraphenylarsonium chloride also work well; less organic onium ions give very incomplete extraction.

## Demonstration

Shake the separatory funnel and note that the purple color remains entirely in the lower layer. Then add a few drops of the quaternary ammonium ion solution and shake the separatory funnel again. After the layers separate, the color will be almost exclusively in the upper layer.

The demonstration can be extended by adding a few drops of cyclohexene. Brief shaking of the separatory funnel converts the purple into the brown of manganese dioxide.

## Remarks

The initial preference of a typical salt like potassium permanganate for solution in water rather than the nonpolar solvent benzene is apparent. The quaternary ammonium salt is soluble in water, but because of the "greasy" hydrocarbon periphery, it is more soluble in benzene. For electroneutrality, the quaternary ammonium cation must be accompanied in the organic phase by an anion. The permanganate ion is larger and less dependent on aqueous solvation than chloride or bromide ion and so is preferentially extracted into the organic phase. The sodium chloride serves to decrease the solubility of the quaternary salt in the aqueous phase and also to enhance the separation of the layers.

This technique is now widely used in organic synthesis to solubilize anionic nucleophiles and bases in an organic phase. This technique, called phase transfer catalysis, can readily be incorporated in this demonstration by showing the rapid reaction of permanganate with an alkene. The stability of benzene to permanganate compared to cyclohexene may also be noted.

## Magnetic Stirrers of Local Construction

Long and Durham<sup>1</sup> recently recommended adaptation of horseshoe-shaped magnets to the  $\frac{1}{8}$ -in. shaft of conventional stirring motors for use as magnetic stirrers. We have used this approach but have abandoned it in favor of constructing the magnetic stirrer shown in the figure. Our main objection to use of the reported adapter is that an unprotected rotating magnet is potentially hazardous. Actually, the stirrer housing shown in the figure provides a convenient and sturdy support for heating mantles. In addition, the aluminum plate of the housing provides the eddy-current brake suggested by Eikenberry.<sup>2</sup> Finally, the design and shape of most mechanical laboratory stirrers do not lend themselves to inversion and adaptation as magnetic stirrers.

The horseshoe-shaped magnet<sup>3</sup> and shaded-pole induction motor<sup>4</sup> were assembled into magnetic stirrers in our shops. The magnet was attached to the  $\frac{1}{16}$ -in. motor shaft with epoxy glue. We have varied the dimension of the plates from 3 to 8 in. and the columns from  $1\frac{1}{4}$  to  $4\frac{1}{4}$  in., respectively to provide a range of sizes for different applications. Since the magnet<sup>3</sup> is more powerful than those in our commercial magnetic stirrers, the chemists in our group usually favor the locally constructed ones.

<sup>1</sup>Long, Karen P., and Durham, Lois J., *J. CHEM. EDUC.*, 52, 96 (1975).

<sup>2</sup>Eric F. Eikenberry, *J. CHEM. EDUC.*, 52, 385 (1975).

<sup>3</sup>Magnet, horseshoe, Alcomax, size C,  $1\frac{1}{4}$ " high  $\times$   $\frac{3}{8}$ " between poles, BA538, Laboratory Supplies Co., Inc., 29 Jefry, Hicksville, N.Y. 11801. Current price \$7.15. This is equivalent to Eclipse brand, size C.

<sup>4</sup>Motor, electric, Dayton, 3M247, 1/100 HP, 1500 RPM, 115-V, 60 Hz, 0.5A listed by W. W. Grainger, Inc., 4273 Will Rogers PKWK, Oklahoma City, OK 73108, at \$5.48.

Oklahoma State University  
Stillwater, 74074

Heinz Hall  
E. J. Eisenbraun

of a reactive metal like silver as a reference electrode. However, potentiometric experiments indicate that during the 2-3 hr equilibration period of the probe in the buffer solution, a layer of  $\text{Ag}_2\text{O}$  and/or  $\text{AgCl}$  may be formed on the surface of the cathode. This probably leads to a  $\text{Ag}/\text{Ag}_2\text{O}$  and/or  $\text{Ag}/\text{AgCl}$  combination which can function as a stable reference electrode (15, 16, 17). Such oxide and/or chloride layer formation will probably account for the large background currents during the equilibration process.

The unique design of the oxidase meter and the probe allows current measurements at nanampere levels and, hence, detects glucose concentrations as low as 5 parts per million (ppm). The linear range extends from 5-1250 ppm (5 mg/l-1250 mg/l) of glucose and is typical behavior of immobilized enzymes.

#### Chemical and Electronic Amplification

This experiment illustrates a classic example of the coupling of biochemical and electrochemical reaction systems. The net result should be high selectivity, sensitivity, and convenience, which is typical of bioelectrochemical techniques applied to the measurement of biochemical substances. The most important feature, however, is the signal enhancement derived by the immobilization of the enzyme. Glucose oxidase, localized in a very small volume between the two membranes on the probe, contributes to the chemical amplification of the enzyme reaction. The  $\text{H}_2\text{O}_2$  is produced very close to the electrode surface, which "sees" a higher concentration in spite of the slow diffusion of the products into the bulk solution and toward the electrode. This enhancement of the observed current from the oxidation of  $\text{H}_2\text{O}_2$  again undergoes electronic amplification by the oxidase meter. Thus, a significant chemical and electronic amplification of the signal is achieved without the necessity for catalytic cycling reactions (2).

#### Further studies

A variety of special projects based on this experiment can be envisioned for interested students. We encourage readers to devise their own projects. Outlines of a few possible projects are mentioned below:

(1) Inhibitors to glucose oxidase can be determined using this set up. For a successful determination of the enzyme/inhibitor interaction, the reaction itself should be reversible. The procedure would, of course, involve a decrease in the enzyme probe response with increasing inhibitor concentration in excess glucose concentration.

Metal ions such as  $\text{Ag}^{+2}$ ,  $\text{Hg}^{+2}$ , and  $\text{Cu}^{+2}$  reversibly inhibit glucose oxidase and were studied in detail by Nakamura et al. (19); Rogers et al. (20) reported that D-glucal is a competitive inhibitor of the enzyme. Thus, an experiment based on the procedure described here, to measure these inhibitors (especially  $\text{Hg}^{+2}$  which is a notorious environmental toxin), would be of special interest to imaginative students.

(2) The initial reaction rates can be monitored by measuring currents at a fixed time interval on the rapidly rising portion of the curve. This can be used to calculate apparent Michaelis Constants ( $K'_m$ ) using Lineweaver-Burk plots (15).

A comparison with the  $K_m$  value of the soluble enzyme described in the literature would give some perspective on the extent of immobilization. In addition, variation of apparent  $K_m$  with pH would be useful in determining the optimum working pH of the enzyme probe.

(3) The probe can be assembled easily into a flow-through cell to continuously monitor substrate or inhibitor concentration.

(4) Other oxidase enzymes can be "immobilized" on the probe for the analysis of their substrates or inhibitors. For example, L-amino acid oxidase immobilized on the probe can be used to analyze a number of L-amino acids.

(5) Finally, interested students can build an oxidase meter based on the design of Kissinger's electrochemical controller (18). We built an instrument in our laboratory capable of measuring up to 1000 nanoamperes of oxidation current. The device can be built for approximately \$150 (U.S.). Interested readers should contact the authors to obtain a copy of the modified design.

#### Acknowledgment

Data made available by D. Root and L. Cunningham from the undergraduate instrumental analysis laboratory are gratefully appreciated. The authors also express their gratitude to W. T. Lippincott and Dorothy Fuller for valuable suggestions on the manuscript. This work was supported by a course development grant from the Department of Chemistry, University of Arizona, Tucson, AZ 85721.

#### Literature Cited

- (1) Gray, D. N., Keyes, M. H., and Watson, B. *Anal. Chem.*, 49(12), 1067A (1977).
- (2) Baudel, W. J., and Buguslaski, R. J. *Anal. Chem.*, 50(8), 1026 (1978).
- (3) Guilhaud, C. C. in "Enzyme Electrodes & Solid Surface Fluorescence Methods," *Methods in Enzymology*, Vol. XXIV, Academic Press, N.Y., 1978, p. 579-633.
- (4) Ault, A. J. *J. CHEM. EDUC.*, 51(6), 351 (1974).
- (5) Devine, J. E., and Tuom, P. M. *J. CHEM. EDUC.*, 52(12), 816 (1975).
- (6) Splittgerber, A. G., Mitchell, K., Dahle, G., Puffer, M., and Blomquist, K. *J. CHEM. EDUC.*, 52(10), 690 (1975).
- (7) Daines, T. L., and Morse, K. W. *J. CHEM. EDUC.*, 53(2), 126 (1976).
- (8) Friedman, M. E., and Daron, H. H. *J. CHEM. EDUC.*, 54(1), 256 (1977).
- (9) Hurlbut, J. A., Kavonian, G. R., L. S. Y., Nuttal, K. L., Gentry, S. R., and Hassman, T. L. *J. CHEM. EDUC.*, 54(7), 442 (1977).
- (10) Boyer, R. F. *J. CHEM. EDUC.*, 54(9), 585 (1977).
- (11) Taylor, R. P., Broccoli, A. V., and Grisham, C. M. *J. CHEM. EDUC.*, 55(1), 63 (1978).
- (12) DeLong, P. J., and Kumer, P. L. *J. CHEM. EDUC.*, 51(3), 200 (1974).
- (13) Meimstadt, H. V., and Pardue, H. L. *Anal. Chem.*, 33(8), 1010 (1961).
- (14) "Instruction Manual for Model 25 Oxidase Meter and Model 2510 Oxidase Probe," Yellow Springs Instrument Co., Yellow Springs, OH 45387.
- (15) Sittampalam, G. "Use of Coordinated Ligands and Immobilized Enzymes as Electrochemical Sensors," M. S. Thesis, 1977, Bowling Green State University, Bowling Green, OH 43104.
- (16) Srinivasan, V. S., Department of Chemistry, Bowling Green State University, Bowling Green, OH 43403, Personal Communication.
- (17) Huntington, J., Yellow Springs Instrument Co., Yellow Springs, OH 45387, Personal Communication.
- (18) Kissinger, P. T. "Electrochemical Controller for LCFC," a bulletin from Bioanalytical Systems Inc., P.O. Box 2206, West Lafayette, IN 47906.
- (19) Nakamura, S., Ogura, Y. *J. Biochem. (Tokyo)*, 61, 459 (1968).
- (20) Rogers, M. J., and Brandt, K. C. *Biochemistry*, 10, 1624 (1971).
- (21) Kamin, R. A., Department of Chemistry, University of Arizona, Tucson, AZ 85721, Personal Communication.

### Regulating the Speed of a Magnetic Stirrer

A large number of Corning magnetic stirrers<sup>1</sup> are available in our general and analytical chemistry laboratories for student use. They possess many desirable features such as the Pyroceram<sup>®</sup> glass ceramic top, which is easy to maintain and which is useful in titration work as a background against which indicator color changes may be observed. However, one drawback in the use of these stirrers in titration work is the speed control. Once the stirrer is turned on, it abruptly starts rotating at a fast speed. Splattering often occurs, and at this fast speed, it becomes difficult to observe subtle color changes near the end point in a titration.

We have been able to modify these stirrers to achieve the desired speed control by simply placing an aluminum plate 4 in. × 6 in. × 1/8 in. thick on top of the Pyroceram<sup>®</sup> surface. Better still, in order to continue to take advantage of the Pyroceram<sup>®</sup> top and make the modification permanent, the aluminum plate has been attached to the underside of the top with double-sided foam tape.

The role of the aluminum plate may be explained in terms of Lenz's Law. A magnetic field is induced in the aluminum plate which in turn diminishes the primary magnetic field of the stirring magnet. This causes the stirring bar to spin more slowly.

<sup>1</sup> Corning<sup>®</sup> Model PC-353 magnetic stirrer. This modification is unnecessary and not recommended for combination hot plate/stirrers since they include a heating element in a metal housing above the rotating magnet. This added component helps moderate the speed of the stirrer.

George Deckey  
Rhode Island College  
Providence, RI 02908

# Magnetic Stirrer Improvement and Design of Clustered, Teflon-Encapsulated Magnetic Stirbars

R. L. Hertzler, M. Lucas, and E. J. Eisenbraun  
Oklahoma State University, Stillwater, OK 74078

The invention of the magnetic stirrer and the Teflon-encapsulated magnetic stirbar has altered the stirring of liquids in organic chemistry laboratories such that overhead stirrers are rarely used, if magnetic stirring is satisfactory. The design of magnetic stirbars has evolved to a variety of shapes including rods, spheres, disks, triangular prisms, dumbbells, crosses, and those resembling footballs (egg shape is a poor description since magnetic stirbars must be symmetrical). Stirbars also have been enclosed in a ring to increase stability and they have been joined as pairs. A complete listing is available.<sup>1</sup>

For stirring of solutions and some light suspensions, the commercially available magnetic stirrers and stirbars are satisfactory. However, for viscous materials [polyphosphoric acid (PPA)] and sticky or heavy slurries (Grignard reactions, catalytic hydrogenation, etc.) they are largely inadequate. Our need to stir PPA at 50+ °C has been met by the local construction of a heavy-duty magnetic stirrer using an earlier design<sup>2</sup> and substituting a larger motor (Dayton Electric Mfg. Co, Chicago, IL, model 5K004, 0-1590 rpm, 115 Vac, 1/20 hp, 60 Hz; or Eastern Air Devices, Inc., Dover, NH, PN H34ADL-6, 0-3600 rpm, 115 Vac, 1/20 hp, 60 Hz) as well as a larger and more powerful horseshoe-shaped magnet (Alco-max, BP326, Model D, 360 g, 56 mm wide, 44 mm thick, 35 mm high, pole gap 35 mm; Laboratory Supplies Co., Inc. 29 Jeffrey Lane, Hicksville, NY 11801). The resulting magnetic stirrer when used with a large, football-shaped stirbar, 1 in. diam. × 2.5 in. long<sup>1</sup>, proved adequate to stir PPA at 50+ °C. All similar but smaller stirbars were inadequate. Because of the size and mass of this stirbar and the magnetic strength of the stirrer magnet, it was used in a heavy-wall, pipe-neck flask (Ace Glass Co. No 6476 or 6477). Flasks with ordinary wall thickness are easily broken if a stirbar of this size and mass spins out of control. Before use, flasks should be carefully checked for stars and small cracks.

With this powerful magnetic stirrer available, further improvement in stirring through design change in the magnetic stirbar was sought. The objective was to vigorously stir sticky, suspended solids encountered in Grignard and related reactions. Despite the above mentioned success in stirring PPA with a football-shaped stirbar in a round-bottomed flask, a flat-bottomed, stainless steel reaction vessel was selected because this shape provided better contact with the rotating stirbar which in turn permitted more effective scouring of the bottom of the vessel. The disk-shaped "Star head" and the triangular-prism-shaped "Spinwedge" were tried because these also could be expected to scour the bottom of the flask and thus keep solids suspended. While these stirbars have some utility, they failed to perform as needed. However, they easily could be improved through use of a more powerful or larger encapsulated magnet.

To increase the magnetic strength of the stirbar, three Teflon-encapsulated cylindrical bars (2 in. × 5/16 in.) were clustered in a triangular arrangement and held in place with spacers as shown in the figure. This arrangement provided a



The stirbar arrangement.

greater overall magnetic strength with a good balance of mass and bulk. For maximum magnetic strength, the bars are aligned with magnetic fields in opposition. The use of the triangular spacers is advantageous. They provide a wear surface that protects the envelope of the stirbar<sup>3</sup>, are readily dismantled for cleaning, and they probably contribute to turbulence as compared to a solid object. It would be of interest to compare this design with a solid stirbar having the same outside dimensions and magnetic strength. However, such is not available.

Several experiments with known volumes of water, water with dissolved salts to increase the density, water with insoluble salts as a simulated slurry, toluene, and toluene with added salts were conducted to test the capability of the magnetic stirrer and the clustered stirbar. In each of these tests, the clustered stirbar showed a better performance than individual stirbars making up the cluster or individual stirbars of a different design. The performance studies included measuring the maximum operating distance of the stirbar to the stirrer magnet, maximum rpm at which the magnetic stirrer lost control of the stirbar either by having the stirbar spin out of control or begin shimmying. In this respect, the locally constructed magnetic stirrer was put into competition with five different commercial magnetic stirrers currently found in our laboratories. In all cases, this stirrer was found to be substantially superior, which points to the need for improvement in both the magnetic stirrer and in magnetic stirbar. A large, heavy-duty, but very expensive magnetic stirrer is available.<sup>1</sup> The combined apparatus (stirrer and clustered stirbars) was effectively used in converting methylmagnesium bromide to dimethyl cadmium and subsequently using the latter in the synthesis of methyl ketones.

These simple design changes and test experiments suggest that more can be done to improve common-sized, commercial magnetic stirrers and magnetic stirbars. The following simple design parameters deserve attention and each should be brought to its maximum potential: magnetic strength of the stirrer magnet and the stirbar as well as the bulk, mass, and shape of the stirbar.

<sup>1</sup> Bel-Arts Products, Pequannock, NJ 07440.

<sup>2</sup> Hall, H.; Eisenbraun, E. J. *J. Chem. Educ.* 1977, 54, 229.

<sup>3</sup> Cowan, K. D.; Bymaster, D. L.; Hall, H.; Eisenbraun, E. J. *Chem. Ind.* 1936, 105.

- 3 Summerlin, L. R., Early, J. L. *In Chemical Demonstrations, A Sourcebook for Teachers*; American Chemical Society, Washington, 1987, p 114.
- 4 Bather, J. *Chemical Reactions*; Lawrence Hall of Science, Berkeley, CA, 1986.
- 5 Summerlin, L. R., Borgford, C. L., Early, J. B. *Chemical Demonstrations, A Sourcebook for Teachers*; American Chemical Society, Washington, 1987, Vol 2, p 26.

- 6 Shakhshur, R. Z. *Chemical Demonstrations: The University of Wisconsin Press*; Madison, 1983, Vol 1, p 37.
- 7 Gmsa, G. R., Lewis, R., Tymowski, J. *CHEM 13 NEWS* 1989, 17(1), March, 3.
- 8 CHEM FAX *Supersaturated Polymers*; Flinn Scientific, Publication No. 755 10, 1990.
- 9 Casassa, E. Z., Sarquis, A. M., Van Dyke, C. H. *J. Chem. Educ.* 1988, 63, 57.
- 10 Sarquis, A. M. *J. Chem. Educ.* 1988, 65, 60.

# Inventory control

edited by  
JOE RICH  
Blackhawk Christian School  
7100 East State Boulevard  
Fort Wayne, IN 46815

## A Novel and Cheap Magnetic Stirrer

Carole Bennett

Jesuit High School  
4701 North Himes Avenue  
Tampa, FL 33614

Jeanne Dyer

Gaither High School  
16200 North Dale Mabry Highway  
Tampa, FL 33618

### The Need for Magnetic Stirrers

Science teachers are spending an increasingly larger proportion of time preparing for student laboratory activities. One very time-consuming task can be making solutions. Teacher's guides and resource books often list many solutions of given concentrations for each activity.

Using a magnetic stirrer reduces the amount of time required to make these solutions by constantly stirring the solution components mechanically with a spinning magnetic stir bar. While the solution is being dissolved, the teacher is free to complete other tasks. Magnetic stirrers have almost become a necessity in the chemistry prep room and are very useful in student titration experiments.

### A Demonstration That Requires Magnetic Stirring

An interesting demonstration requires a magnetic stirrer and one of the "iron fortified" dry cereals. The cereal is placed in a beaker with an equal volume of water. Then a

magnetic stir bar is added. The mixture is stirred for about 30 min. Then the stir bar is extracted.

Observation of the iron "beard" that formed on the stir bar indicates that the cereal was fortified with elemental iron. Discussions on truth in advertising may follow, as well as the ability of the body to take up iron in this form.

### An Affordable Alternative

A review of recent supply house catalogs revealed that prices for simple magnetic stirrers range from \$120.00 (Science Kit) to \$238.00 (Cole Parmer). Stirrers combined with hot plates are also available at much higher prices.

We have learned how to build magnetic stirrers for a fraction of these prices. In this article we provide a list of materials and instructions for constructing a magnetic stirrer for less than \$20.00. We use readily available components, such as a hobby motor and a clear-plastic food storage container.

The tools necessary include a soldering pen, a hot-glue gun, wire cutters or strippers, and a drill. The reduced price makes it feasible to have a stirrer in every prep room and perhaps even a set for the class for various experiments that require constant stirring.

These instructions were first presented by the authors as a paper at an American Chemical Society meeting at Miami Beach, FL, in September, 1989. Instructions for constructing a similar stirrer using a windshield wiper motor have also been reported in *this Journal*.<sup>1</sup>

### Instructions for Assembly

First measure and mark the magnet center as shown in Figure 1.

#### List of Materials

Materials	Cost
Pre-cut wooden motor mount (See instructions below.) This can be cut from scrap wood by the shop teacher.	\$0.00
CENCO 70716 3-VDC Motor with gears	\$4.90
CENCO 78291-02 Alnico cylindrical magnets, 9 x 125 mm (Each magnet must be cut in thirds. The pair for \$18.50 will make six smaller magnets.) Any strong cylindrical magnet can be used.	\$3.10
Short piece of single-conductor wire (about 5 in.)	scrap
Radio Shack 271-1721 Dual Ganged Potentiometer, 10K ohms	\$1.19
Radio Shack 273-1435 AC Adapter, 3-V <sup>2</sup>	\$4.95
Rubbermaid Cylindrical "Servin Saver", 705 mL (This plastic food container can be purchased at grocery stores or K-Mart's.)	\$1.19

<sup>2</sup> Adapters other than 3 V may require a potentiometer with a different rating.

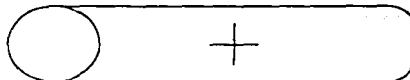


Figure 1. Finding the center of the magnet.

Attach the gear to the motor shaft. Place a dab of hot glue on the magnet center, and quickly center the gear attached to the motor shaft on the magnet. Hold the motor in place for a few seconds until the glue hardens. (See Fig. 2.) A thin stream of glue all around the magnet will reinforce the contact.

The wooden motor mount can be a piece of wood of 1/2-in. to 3/4-in. thickness that has been cut into a 4-in. circle to fit snugly about half way up into the plastic food container. A 1-in. circle must be drilled into the center to hold the motor. Cut two 3/4-in. pieces off the sides of the 4-in. disk, as shown, to make room for mounting the potentiometer. (See Fig. 3.) Your shop teacher can probably mass-produce these if you are making a set for the class.

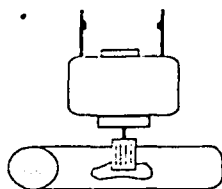


Figure 2. Attaching the magnet to the motor.

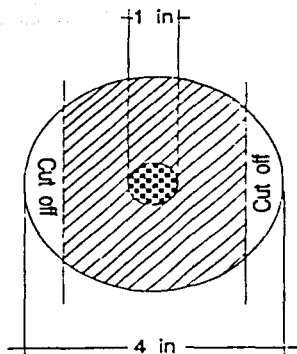


Figure 3. Construction of the motor mount.

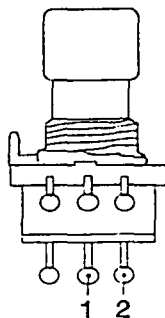
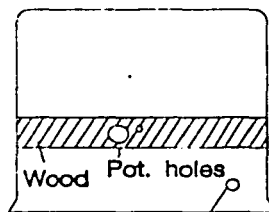


Figure 4. Attaching the motor to the potentiometer.

Insert the motor and the magnet into the wooden mount. Add a small amount of hot glue to hold the motor in place.

Solder one motor lead to the potentiometer at position 2 shown in Figure 4 using a piece of single-conductor wire. Be sure not to make any cold solder joints. We recommend using an alligator clip as a heat sink between the potentiometer post and the potentiometer itself. Save the washer and nut that were included in the package for use when assembling the stirrer.

Remove the submini stereo jack plug from the AC adapter and discard. Separate the two wires at the cut end for about 2 in., and strip the insulation from 1/2 in. at each end. Drill a 3/8-in. hole in the plastic food container on the



Power Supply access

Figure 5. Preparation of the stirrer housing.

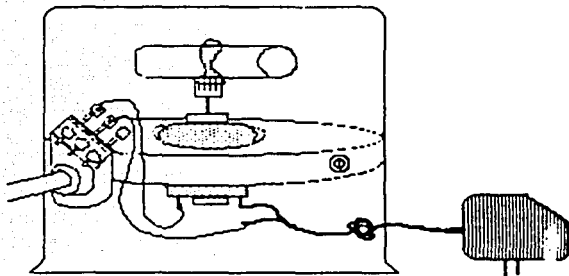


Figure 6. The assembled stirrer.

side for the power assembly access as shown in Figure 5. Insert the AC adapter wire in the hole. Tie a loose knot in the wire inside the container to prevent a strain on the wires in case the students pull on it.

Solder the other motor lead to one of the wires from the AC adapter. Solder the second wire from the AC adapter to the potentiometer at position 1 as shown in Figure 4.

Now test the apparatus. Plug in the power supply and hold the motor firmly in one hand as you adjust the potentiometer with the other hand to make certain that the potentiometer controls the magnet speed. Check all solder joints, and unplug the power supply.

Use glue to attach the potentiometer to one of the flattened sides of the wooden disk mount.

Prepare the plastic food container by inserting the assembled motor. Position the wooden mount about half way into the food container. Using a nonpermanent marker, mark the place where the holes for the potentiometer and mount support screws should be drilled. (See Fig. 5.) Remove the apparatus and drill the following holes at the positions indicated.

- Potentiometer hole: 3/8 in. for the post
- 1 3/8-in. hole next to the post for the tab that keeps the potentiometer from rotating as the potentiometer is turned.

Place the potentiometer washer on its post, and reassemble the stirrer. Carefully slide the potentiometer posts into the holes. Install and tighten the nut on the outside of the container with pliers. Drill four small holes through the plastic into the wooden mount for screws to hold the apparatus in place. Place the lid on the plastic container, plug in, and enjoy. (See Fig. 6.)

# **ANEXO # 2**

**ANEXO# 2 PÁGINAS DE INTERNET**

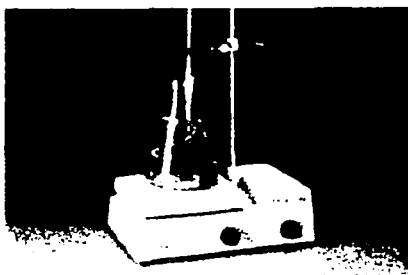
HOME  
 PRODUCT CENTER  
 PRODUCT LINE INFO  
 ORDERING INFO  
 NEWS CENTER  
 TECH SUPPORT CENTER  
 COMPLAINTS CENTER  
 FEATURED PRODUCT  
 PREFERRED CUSTOMER  
 OEM  
 JOBS  
 ABOUT US

Click here for  
 CONNECTION INSTRUCTIONS

Call today for more information  
 this Barnstead Thermolyne  
 800-553-0039

## Thermolyne

Product Group: Hot Plates/Stirring Hot Plates  
 Subcategory: NUOVA™ PROCELAIN TOP STIRRING  
 Model Number: SP18420-26



### PRODUCT DESCRIPTION

- Die cast aluminum case provides durability and long life.
- Porcelain-coated stainless steel top gives you excellent corrosion resistance.
- One-inch (2.54 cm) long topside drip edge protects internal components in case of accidental spillage.
- Compact, low profile design fits on the most crowded lab bench.
- All units include an integral ring stand holder to accommodate a 0.5" (1.3 cm) diameter support rod.

- Accommodates up to 20 Lb. (9.1 kg) loads
- Recommended for use with glass vessels only.

### Temperature Control

- Demand-type thermostatic temperature control senses top plate temperature, providing excellent temperature stability:  $\pm 5.0^{\circ}\text{C}$  ( $9^{\circ}\text{F}$ ) at  $371^{\circ}\text{C}$  ( $700^{\circ}\text{F}$ )
- Embedded heating elements transfer heat evenly to the top plate, supplying uniform temperature across top plate surface.
- Low temperature control as low as  $38^{\circ}\text{C}$  ( $100^{\circ}\text{F}$ ) makes the Nuova hot plate the perfect choice for warming applications.

### Stirring Control

- Excellent slow speed stirring (100 rpm) achieved by turning control knob to speed setting "1".
- Strong magnetic coupling ensures that the magnetic stir bar remains locked with drive magnet, even in viscous aqueous solutions.

### APPLICATION

- General reagent heating.
- Digestions.
- Evaporation of liquid.
- Sample drying.
- Heating TLC plates.
- General lab mixing.



A 50% off  
 Barnstead Internationa  
 used equipment Web Site at  
[www.Labjunk.com](http://www.Labjunk.com)

TESIS CON  
 FALLA DE ORIGEN

- Preparing culture media.
- Acid/base titrations requiring constant temperature.
- Slow speed stirring of culture media.

Amps	3.6
Heating Surface D	7.0 (17.7)
Heating Surface W	7.0 (17.7)
Hertz	50/60
Operating Temp Range C	38-371
Operating Temp Range F	100-700
Overall Dimensions D	8.6 (21.8)
Overall Dimensions H	4.5 (11.43)
Overall Dimensions W	11.8 (29.9)
Shipping Weight LK	9.25 (23.4)
Stirring Speed Range	100-1000
Volts	240
Watts	851
U.S. List Price	\$435.00

#### Search

Please select a product category from

**Thermolyne Hot Plates/Stirring Hot Plates group:**

**NUOVA™ PROCELAIN TOP STIRRING**

Search for a new Thermolyne product

- OR -

Search all products

Barnstead . Thermolyne . Lab-Line . Electrothermal . ERTCO . STEM . Turner . PMC . Harvey . Linear . Lab Industries . Material Test  
 Product Center . Ordering Info . News Center . Tech Support - Operating Instructions . Tech Support - Articles . Tech Support - Literat  
 Tech Support - Frequent Questions . Communications Center . Factory Product . OEM . Jobs . About Us . Send Me A Catalog . Home

Apogent Technologies

Copyright 2000 Barnstead International. All rights reserved.



PRODUCT CENTER  
 PRODUCT LINE INFO  
 ORDERING INFO  
 NEWS CENTER  
 TECH SUPPORT CENTER  
 COMMUNICATIONS CENTER  
 FEATURED PRODUCT  
 PREFERRED CUSTOMER  
 OEM  
 JOBS  
 ABOUT US

## Thermolyne

Product Group: Hot Plates/Stirring Hot Plates

Subcategory: **MIRAK**: DIGITAL STIRRING CERAMIC TOP

Model Number: SP72725



### PRODUCT DESCRIPTION

- Solid state electronic feedback control constantly monitors and adapts to sudden changes in ambient or sample temperature, preventing boil-overs, ruined samples, and lost time.
- Reliable electronic control maintains the stability of the top plate center or sample temperature. Use Mirak units to heat metal vessels and sandbaths without damaging ceramic tops.
- The motors in the Mirak stirring hot plates produce maximum stirring torque which, when combined with a powerful magnet, provide exceptional magnetic coupling with a stir bar—even with a solution that has a viscosity similar to cooking oil.
- All Mirak units are designed with a solid ceramic top for the most durable, easy to clean, corrosion-resistant top plate available.
- Mirak's solid ceramic top remains perfectly flat to ensure maximum heat transfer.
- Reflective bright white color makes sample viewing easy.
- If maintaining a precise solution temperature is important, insert the accessory type K immersion probe into any Mirak stirring hot plate to control sample solution temperature.
- Digital display for quick, simultaneous observation of temperature and stirring speed.
- Separate power switch turns unit off/on without disturbing temperature and speed settings.
- Ring stand holder accommodates a standard 1U2" (1.27cm) diameter support rod to aid in securely positioning the temperature probe.
- Your last set point is stored in memory and will always appear on the display when the unit is switched on again.
- 7" x 7" (18 x 18 cm) stirring hot plates accommodate up to 4 liters in volume and top plate loads of up to 25 lb. (11.4 kg).
- 12" x 12" (30 x 30 cm) stirring hot plates accommodate up to 6 liters in volume and top plate loads of up to 30 lb. (13.6 kg).
- 12" x 12" (30 x 30 cm) four-place stirring hot plates accommodate four 1 liter flasks

Click here for

Call today for more information  
 this Barnstead Thermolyne

800-553-0039



Also visit  
 Barnstead International's  
 dedicated Internet Web Site at  
[www.LabJunk.com](http://www.LabJunk.com)

and top plate loads of up to 30 Lb. (13.6 kg).

**APPLICATION**

- Preparation of temperature sensitive media or solutions
- Food analysis - digestions, % solids determination, titrations
- Organic synthesis/research
- Viscosity/solidification point testing

Amps	9.5
Cord Set	Standard 15-Amp
Desc	Mirak Digital Ceramic Top Stirring Hot Plate
Operating Temp Range C	40-540
Operating Temp Range F	104-1004
Shipping Weight LK	12.3 (6.6)
Stirring Speed Range	60-1200
Volts	120
Watts	1119
U.S. List Price	\$970.00

**Search**

Please select a product category from

**Thermolyne Hot Plates/Stirring Hot Plates group:**

**MIRAK® DIGITAL STIRRING CERAMIC TOP**

Search for a new Thermolyne product

- 28 -

Search all products

Barnstead . Thermolyne . Lab-Line . Electrothermal . ERTCO . STEM . Turner . PMC . Harvey . Linear . Lab Industries . Material Testir  
Product Center . Ordering Info . News Center . Tech Support - Operating instructions . Tech Support - Articles . Tech Support - Literatu  
Tech Support - Frequent Questions . Communications Center . Featured Product . OEM . Jobs . About Us . Send Me A Catalog . Home

ApogentTechnologies.com

Copyright 2000 Barnstead International. All rights reserved.

PRODUCT CENTER  
 PRODUCT LINE INFO  
 ORDERING INFO  
 NEWS CENTER  
 TECH SUPPORT CENTER  
 COMMUNICATIONS CENTER  
 FEATURED PRODUCT  
 PREFERRED CUSTOMER  
 OEM  
 JOBS  
 ABOUT US



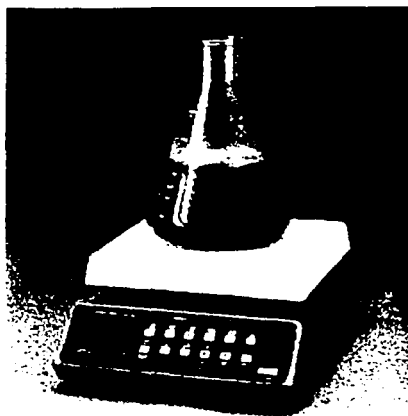
Also visit  
 Barnstead International's  
 used equipment Web Site at  
[www.Lahjunk.com](http://www.Lahjunk.com)

## PMC

Product Group: Hot Plates/Stirring Hot Plates

Subcategory: DATAPLATE® DIGITAL

Model Number: 739P



### PRODUCT DESCRIPTION

PMC DATAPLATE® 720 and 730 Series Digital Stirring Hot Plates

- Digital display of all parameters .
  - Temperature can be displayed in °C or °F.
  - Microprocessor controlled (closed-loop) accurate temperature monitoring. Temperature can be controlled at the top plate surface (RTD sensor built into top plate) or within the sample (RTD immersion probe).
  - Stirring controlled (closed loop) by microprocessor. Speed is controlled to  $\pm 20$  rpm. Actual (rpm) displayed to the nearest 10 rpm.
  - Digital countdown timer and audible alarm.
  - Plate "HOT" Indicator flashes red when top plate surface is above 50°C (122°F).
  - Temperature ramping - rate can be set from 1°C/hr to 555°C/hr or 1°F/hr to 999°F/hr.
  - AUTO-OFF control sets all parameters to zero at the end of a timed period.
  - Single keystroke "HEATER OFF" function key.
- Only The PMC DATAPLATE® 730 Series Units Offer:
- Programming - A single program of up to 75 steps (temperature ramps or dwells and stirring speeds) can be stored in memory.
  - Program memory battery back-up. Program is not lost by turning unit off.
  - "HOLD" key to retain target temperature in memory if a power failure occurs.
  - Aluminum top plates heat quickly and uniformly.
  - Porcelain-coated stainless steel top plates heat-up more slowly than aluminum tops, but are more chemically resistant than aluminum tops.

Click here for

Call today for more information  
 this Barnstead Thermolyne  
 800-553-0039

same speed.

- Five and nine-position models accommodate 5-800 ml and 9-400 ml beakers, respectively.
- An integral ring stand holder on 7" x 7" (17.73 17.7 cm) models accommodates a 0.5" (1.3 cm) support rod.
- Gross weight of items placed on top of all 700 Series digital hot plates should not exceed 20 Lb. (9.1 kg).
- Not recommended for use with metal vessels.

#### APPLICATION

- Viscosity studies - up to nine samples may be processed at once
- Digestions or incubations - program heating/stirring procedures for "hands-off", reproducible OPERATION
- Solubility studies

Amps	15.5
Desc	Dataplate Digital & Programmable Stirring Hot Plates
Heating Surface D	10 (25.4)
Heating Surface Material	Porcelain
Heating Surface W	10 (25.4)
Num of Stirrers	9
Operating Temp Range C	38-325
Operating Temp Range F	100-617
Overall Dimensions D	16 (18.5)
Overall Dimensions H	6.5 (16.5)
Overall Dimensions W	10.5 (26.7)
Shipping Weight LK	44 (20)
Stirring Speed Range	100 - 1200
Volts	120
Watts	1550
U.S. List Price	\$2,382.00

#### Search

Please select a product category from  
**PMC Hot Plates/Stirring Hot Plates group:**

**DATAPLATE® DIGITAL & PROGRAMMABLE STIRRING** 

Search for a new PMC product

Search all products

[Barnstead](#) . [ThermoLyne](#) . [Lab-Line](#) . [Electrothermal](#) . [ERTCO](#) . [STEM](#) . [Turner](#) . [PMC](#) . [Harvey](#) . [Linear](#) . [Lab Industries](#) . [Material Testir](#)  
[Product Center](#) . [Ordering Info](#) . [News Center](#) . [Tech Support](#) . [Operating Instructions](#) . [Tech Support - Articles](#) . [Tech Support - Literatu](#)  
[Tech Support](#) . [Frequent Questions](#) . [Communications Center](#) . [Featured Product](#) . [OEM](#) . [Jobs](#) . [About Us](#) . [Send Me A Catalog](#) . [Hom](#)

an **Apogent Technologies** company

Copyright 2000 Barnstead International. All rights reserved.

# **ANEXO # 3**

**ANEXO #3 LISTA DE MATERIALES  
Y EVALUACIÓN DE COSTOS**

TOTAL DE MATERIALES ELECTRICOS ELECTRONICOS Y DE ENSAMBLE DEL EQUIPO							
	Cant.	\$*uni	Total	Cant.		\$*unit	Total
Resistencias	90	0.23	20.7	1	Diodo infrarrojo	4	4
aps. Tantalio	9	1	9	1	foto diodo infrarrojo	4	4
aps.Poliest	3	2.3	6.9	1	Termopar	30	30
aps. Ceramic	4	0.81	3.24	1	Disco ranurado	20	20
aps. Electrolit.	2	0.81	1.62	1	motor	180	180
diodos	2	2	4	1	Resistencia de 300W	250	250
diodos Zenner	2	1	2	1	Cable de alimentacion potencia 3 polos 3x18z1.8	19	19
resistores	4	1.3	5.2	1	Interruptor bts-19,bts-18,bts17	17	17
diacs 2n6071a	1	4.1	4.1	2	Selector 2 polos 1 tiro, s-116,scmm-122	9.5	19
diac 2n6343	1	2	2	3	fusible tipo europeo 1a	2	6
reguladores	0		0	3	portafusible ampf-4 tipo europeo	5	15
ases para CI 6p	4	1	4	2	transformador 12V 500ma	42	84
ases para CI 8p	4	1	4	2	regulador +12V 7812	5	10
ases para CI 14p	3	1	3	2	Capacitor 2200uF electrolit	6	12
ases para CI 40p	2	2.5	5	3	Conectores fuente	2	6
M324	2	1.5	3	1	Caja de aluminio gm-15	76	76
M555	2	2.5	5	1	plancha de aluminio	600	400
M2907	1	12.5	12.54	2	perilla p-08	11	22
IL7107	2	33.9	67.8	2	Potenciometro SP	185.1	370.2
OC3011	2	5	10	3	disipadores	3	9
V36	2	2.7	5.4	8	aisladores termincos para tornillos	6	48
M7805	2	2.2	4.4	20	tornillos y tuercas	1	20
_082	2	2.7	5.4	1	soldadura sol- tubo	8	8
potenciometros	22	16.9	371.8	1	iman alnico	200	200
tarjetas	10	12.1	120.7	1	Calcomania para el frente	5	5
ra de pines	2	2	4	2	cable calib 10 antinflama	4	8
display 7 segm	8	9.43	75.44	1	tira de pines doble	7	7
ente de diodos	3	2.6	7.8	1	conector cable plano 26 pin fcc220-26	5	5
				1	Ventilador vn2-012p	46	46

2668.24	inversion total del material de construccion
600.00	mano de obra 4 dias a \$150*dia
600	Costo del diseño proyectado por unidad 135000/250pzas

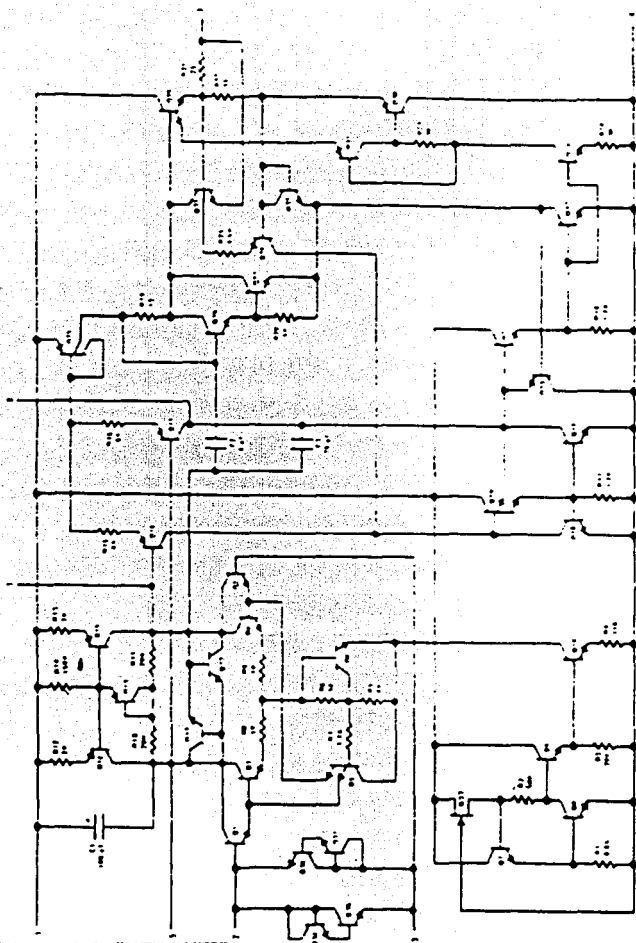
3868.24	Precio unitario del prototipo
6500	Precio de lista propuesto
300	mercadotecnia y publicidad
2331.76	Utilidad neta

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

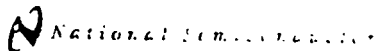
# **ANEXO # 4**

**ANEXO # 4 HOJAS DE  
ESPECIFICACIONES DE CIRCUITOS  
INTEGRADOS**

Schematic Diagram.



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



## LM124/LM224/LM324/LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

### General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated, operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low-level supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, precision and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly substituted on the standard  $\pm 5V$  power supply voltage which it used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15V$  power supplies.

### Unique Characteristics

- In the linear mode the input common mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.
- Eliminates need to dual supply.
- Four internal, compensated, op amp's in a single package.
- Allow direct, sensing, near GND and VCC as input to GND.
- Compatible with a variety of op amp's.
- Power drain suitable for battery operation.

### Advantages

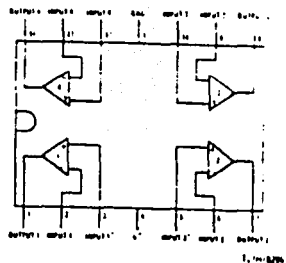
- Eliminates need to dual supply.
- Four internal, compensated, op amp's in a single package.
- Allow direct, sensing, near GND and VCC as input to GND.
- Compatible with a variety of op amp's.
- Power drain suitable for battery operation.

### Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 10,000
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz
- Temperature compensated
- Wide power supply range:
  - Single supply:  $3V$  to  $32V$
  - or dual supply:  $\pm 5V$  to  $\pm 16V$
- Very low supply current drain (70  $\mu A$ —essential, independent of supply voltage)
- Low input biasing current: 4 nA (temperature compensated)
- Low input offset voltage: 2 mV and offset current: 1 nA
- Input common mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equals the power supply voltage
- Large output voltage swing: 0.1V to  $V_{CC} - 1.5V$

### Connection Diagram

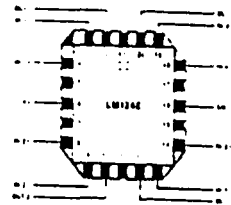
Dual-In-Line Package



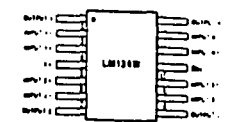
Top View

Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883\*\*  
LM124AJ/883\*\*, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324AJ  
LM324AM, LM2902M, LM324M, LM324AM or LM2902M  
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

\*\*LM124 available per J436510-11006  
\*\*LM124 available per J436510-11002



Order Number LM124AE/883 or LM124E/883  
See NS Package Number E20A



Order Number LM124AW/883 or LM124W/883  
See NS Package Number W14B

LM124/LM224/LM324/LM2902



**Absolute Maximum Ratings**

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributor for availability and specifications (Note 9)

	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V <sup>+</sup>	32V	28V	32V	28V
Differential Input Voltage	12V	28V	12V	28V
Input Voltage	0.1V to +12V	0.1V to +28V	0.1V to +12V	0.1V to +28V
Input Current (V <sub>in</sub> = 0.7V) (Note 7)	40 mA	50 mA	40 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 1)	1120 mW	1120 mW	1120 mW	1120 mW
Minidip DIP	1250 mW	1250 mW	1250 mW	1250 mW
Cavity DIP	800 mW	800 mW	800 mW	800 mW
Small Outline Package	1250 mW	1250 mW	1250 mW	1250 mW
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
V <sub>in</sub> = 15V and I <sub>A</sub> = 25°C	500 mA	500 mA	500 mA	500 mA
Operating Temperature Range	0°C to +75°C	0°C to +85°C	0°C to +75°C	0°C to +85°C
LM324/LM324A	0°C to +75°C		0°C to +75°C	
LM224/LM224A	25°C to +85°C		25°C to +85°C	
LM124/LM124A	55°C to +125°C		55°C to +125°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
Cratering Information	Crat In (see Package Drawing) (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
Small Outline Package	215°C	215°C	215°C	215°C
Wedge Pin (20 seconds)	270°C	270°C	270°C	270°C
Infrared (15 seconds)	270°C	270°C	270°C	270°C
See Fig. 4-6, Solder Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability for other methods of soldering surface mount devices				
FSD Tolerance (Note 10)	±2%	±2%	±2%	±2%

**Electrical Characteristics** - 5.0V (Note 4) unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 4) I <sub>A</sub> = 25°C	1	2	1	3	2	3	2	5	2	7	2	7	mV
Input Bias Current (Note 5)	I <sub>in</sub> = 100 kΩ, V <sub>in</sub> = 0V, I <sub>A</sub> = 25°C	20	60	10	80	45	100	45	150	45	250	45	250	nA
Input Offset Current	I <sub>in</sub> = 100 kΩ, V <sub>in</sub> = 0V, I <sub>A</sub> = 25°C	2	10	2	10	5	30	5	30	5	50	5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	V <sub>in</sub> = 0V (LM2902), V <sub>in</sub> = 25°C, I <sub>A</sub> = 25°C	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	0	V <sup>+</sup> - 1.5	V
Supply Current	Over Full Temperature Range, R <sub>L</sub> = ∞, I <sub>in</sub> = 100 kΩ, V <sub>in</sub> = 0V (LM2902), V <sub>in</sub> = 5V	15	7	15	7	15	7	15	7	15	7	15	7	mA
Large Signal Voltage Gain	V <sub>in</sub> = 15V, R <sub>L</sub> = 2 kΩ, (V <sub>o</sub> ) = 1V to 11V, I <sub>A</sub> = 25°C	50	100	70	100	75	100	50	100	24	100	24	100	V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	(V <sub>in</sub> , V <sub>in</sub> ) = 0V to V <sup>+</sup> , I <sub>A</sub> = 25°C	70	85	70	85	85	85	70	85	85	85	40	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	V <sub>in</sub> = 5V to 30V, (LM2902), V <sub>in</sub> = 5V to 26V, I <sub>A</sub> = 25°C	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	40	100	dB

**Electrical Characteristics** - 5.0V (Note 4) unless otherwise stated (if necessary)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Amplifier to Amplifier Coupling (Note 8)	f = 1 kHz to 20 kHz, I <sub>A</sub> = 25°C (Input Referenced)	120		120		120		120		120		120		dB
Output Current	Source: V <sub>in</sub> = 1V, V <sub>in</sub> = 0V, V <sub>in</sub> = 15V, V <sub>o</sub> = 2V, I <sub>A</sub> = 25°C	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	mA
	Sink: V <sub>in</sub> = 1V, V <sub>in</sub> = 0V, V <sub>in</sub> = 15V, V <sub>o</sub> = 2V, I <sub>A</sub> = 25°C	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mA
	V <sub>in</sub> = 1V, V <sub>in</sub> = 0V, V <sub>in</sub> = 15V, V <sub>o</sub> = 200 mV, I <sub>A</sub> = 25°C	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	mA
Short Circuit to Ground	(Note 2) V <sub>in</sub> = 15V, I <sub>A</sub> = 25°C	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	mA
Input Offset Voltage (Note 5)	R <sub>e</sub> = 0 Ω	1	5	1	5	1	5	1	5	1	5	1	5	mV
Input Offset Voltage Drift	R <sub>e</sub> = 0 Ω	1	20	1	20	1	20	1	20	1	20	1	20	mV/V
Input Offset Current	I <sub>in</sub> = 100 kΩ, V <sub>in</sub> = 0V, R <sub>e</sub> = 0 Ω	10	30	10	30	10	30	10	30	10	30	10	30	nA
Input Offset Current Drift	R <sub>e</sub> = 0 Ω	10	200	10	200	10	200	10	200	10	200	10	200	nA/V
Input Bias Current	I <sub>in</sub> = 100 kΩ, V <sub>in</sub> = 0V	10	100	10	100	10	100	10	100	10	100	10	100	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	V <sub>in</sub> = 1.5V (LM2902), V <sub>in</sub> = 1.5V	0	V <sup>+</sup> - 2	0	V <sup>+</sup> - 2	0	V <sup>+</sup> - 2	0	V <sup>+</sup> - 2	0	V <sup>+</sup> - 2	0	V <sup>+</sup> - 2	V
Large Signal Voltage Gain	(V <sub>o</sub> ) Swing = 1V to 11V, R <sub>L</sub> = 2 kΩ	24	25	15	25	24	25	24	25	24	25	24	25	V/mV
Output Voltage Swing	V <sub>in</sub> : V <sub>in</sub> = 0V, (LM2902), V <sub>in</sub> = 26V, R <sub>L</sub> = 2 kΩ	26	26	20	26	26	26	26	26	26	26	26	26	V
	V <sub>oL</sub> : V <sub>in</sub> = 5V, R <sub>L</sub> = 10 kΩ	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	V

Electrical Characteristics  $V_{CC} = \pm 5 \text{ V}$  (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A			LM224A			LM324A			LM124/LM224			LM324			LM202				
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Output Current	Source	$V_{OH} = 2\text{V}$	$V_{OH} = 1\text{V}$																		
	Sink		$V_{OH} = 0\text{V}$	$V_{OH} = -1\text{V}$																	
				$V_{OH} = 0\text{V}$	$V_{OH} = -1\text{V}$																

Note 1: For loading of high impedance, the LM124/LM224/LM324 output should be tested with a load of  $10 \text{ k}\Omega$  or greater. For loading of low impedance, the output should be tested with a load of  $100 \Omega$  or less. For loading of intermediate impedance, the output should be tested with a load of  $1 \text{ k}\Omega$  or greater. For loading of very low impedance, the output should be tested with a load of  $100 \Omega$  or less. For loading of very high impedance, the output should be tested with a load of  $10 \text{ k}\Omega$  or greater. For loading of very low impedance, the output should be tested with a load of  $100 \Omega$  or less. For loading of very high impedance, the output should be tested with a load of  $10 \text{ k}\Omega$  or greater.

Note 2: Speed returns from the output to  $V_{OH}$  or  $V_{OL}$  are measured with the output driving a  $10 \text{ pF}$  load. When the output is driven to approximately  $1 \text{ V}$  and the input is driven to  $1 \text{ V}$ , the output should return to  $V_{OH}$  or  $V_{OL}$  within the specified time. The output should return to  $V_{OH}$  or  $V_{OL}$  within the specified time. The output should return to  $V_{OH}$  or  $V_{OL}$  within the specified time. The output should return to  $V_{OH}$  or  $V_{OL}$  within the specified time.

Note 3: The input current will only occur when the voltage at the input is driven to  $1 \text{ V}$ . This current is measured with the output driven to  $V_{OH}$  or  $V_{OL}$  and the input is driven to  $1 \text{ V}$ . The input current is measured with the output driven to  $V_{OH}$  or  $V_{OL}$  and the input is driven to  $1 \text{ V}$ . The input current is measured with the output driven to  $V_{OH}$  or  $V_{OL}$  and the input is driven to  $1 \text{ V}$ .

Note 4: These specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet.

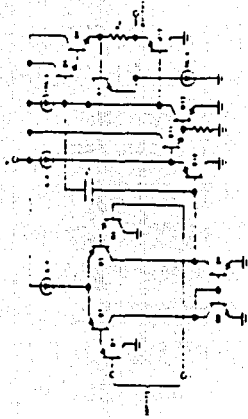
Note 5:  $V_{OH}$  is  $1 \text{ V}$  and  $V_{OL}$  is  $0 \text{ V}$ . For other values of  $V_{OH}$  and  $V_{OL}$ , see the data sheet. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet.

Note 6: The maximum output current is limited by the internal current sources. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet.

Note 7: The typical common mode voltage range is  $\pm 1 \text{ V}$  from the common mode voltage. For other values of common mode voltage, see the data sheet. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet.

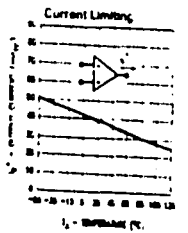
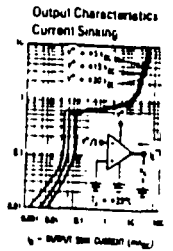
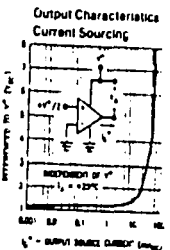
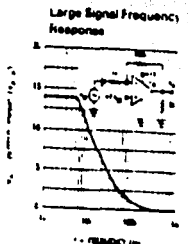
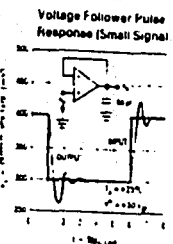
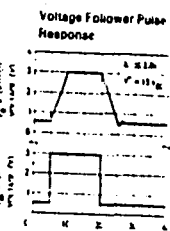
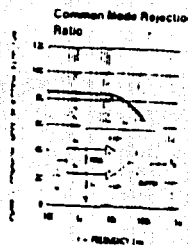
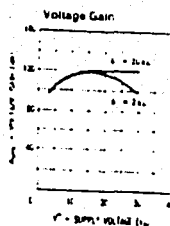
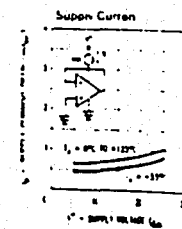
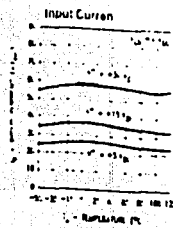
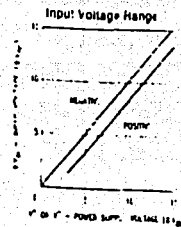
Note 8: The typical common mode voltage range is  $\pm 1 \text{ V}$  from the common mode voltage. For other values of common mode voltage, see the data sheet. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet. The typical specifications are based on a typical device. For maximum and minimum specifications, see the data sheet.

## Schematic Diagram (Each Amplifier)



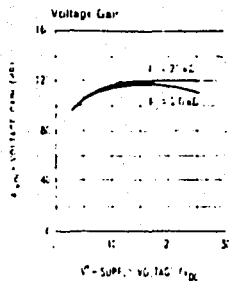
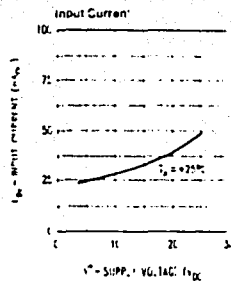
1-216

## Typical Performance Characteristics



1-217

## Typical Performance Characteristics (LM224 only)



## Application Hints

The LM124 series op. amps. which operate with only a single power supply voltage, have true differential inputs and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V<sub>DC</sub>. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltages with little change in performance characteristics. A 2110 amplifier operation is preferable down to a minimum supply voltage of 2.0 V<sub>DC</sub>.

The pins of the package have been designed to support PC board layouts: inverting inputs are adjacent; output to a of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 2, 4 and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrator circuit never becomes reversed in polarity so that the unit is not inadvertently inserted backward in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward-biased diode will cause damage to the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated as input differential voltage protection diodes are not needed. Large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V<sub>CC</sub> without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.5 V<sub>CC</sub> at 25°C. An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which convert to class B for a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP internal current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage need to raise approximately 1.0 volt drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion.

When the load is directly coupled as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the load signal margin. Values of 50 pF or less are accommodated using the worst-case non-linear worst-case connection. Large capacitive loads require a resistive isolator should be used. Larger load capacitance must be driven by the amplifier.

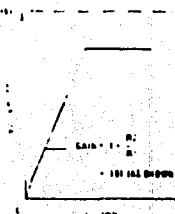
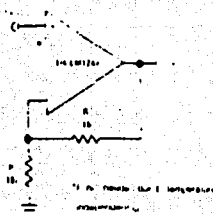
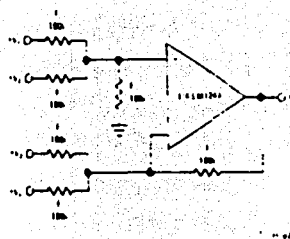
The bias network of the LM124 establishes a bias current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 1 V<sub>CC</sub> to 30 V<sub>CC</sub>.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing die heating, but rather due to the large increase in IC junction dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Punctured short-circuits or more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation. If destructive levels of power protection with external dissipation limiting resistors is desired with the output leads of the amplifier, the larger value of output source current which is available at 25°C provides a large output current capability at elevated temperatures. See typical performance characteristics for a standard IC of 675°C.

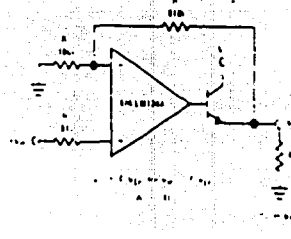
The circuits presented in the section of typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op. amp. circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground to bias voltage reference of V<sub>CC</sub>/2, will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

## Typical Single-Supply Applications

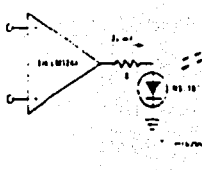
Non-Inverting DC Gain (No Input or Output)

DC Summing Amplifier (V<sub>out</sub> = 0 V<sub>DC</sub> and V<sub>O</sub> = V<sub>DC</sub>)

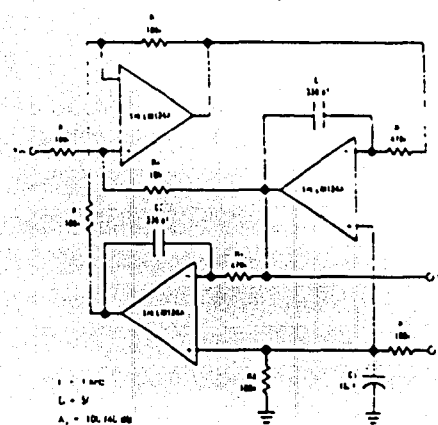
Power Amplifier



LED Drive



"Bi-Quad" RC Active Bandpass Filter



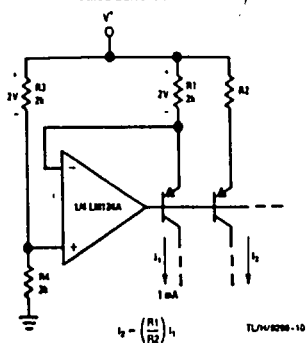
$$f_c = 1 \text{ kHz}$$

$$Q = 5$$

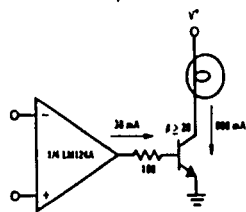
$$A_v = 100 \text{ V/V}$$

Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

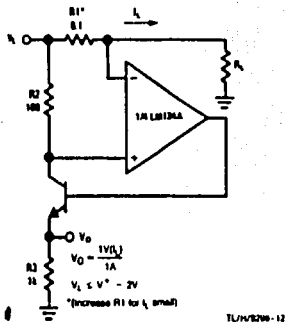
Fixed Current Sources



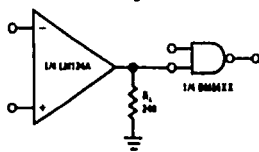
Lamp Driver



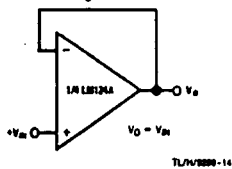
Current Monitor



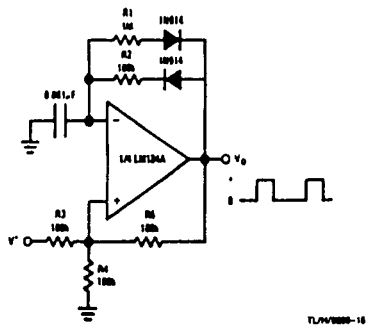
Driving TTL



Voltage Follower



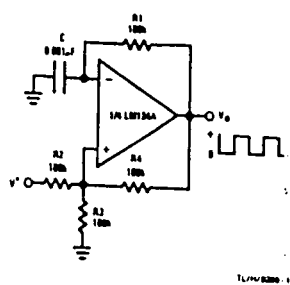
Pulse Generator



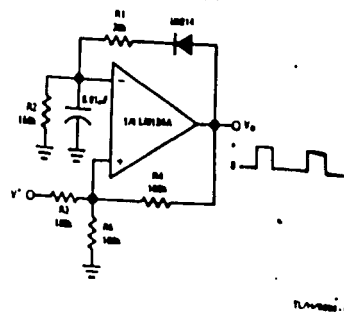
1-220

Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 6.0 V_{DC}$ ) (Continued)

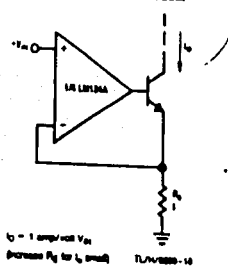
Squarewave Oscillator



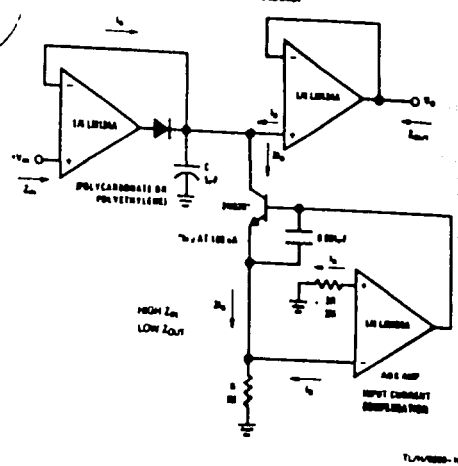
Pulse Generator



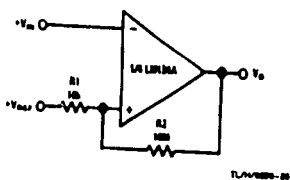
High Compliance Current Sink



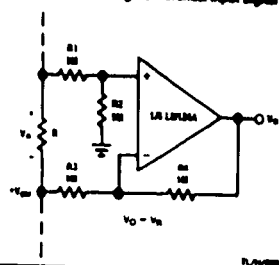
Low Drift Peak Detector



Comparator with Hysteresis



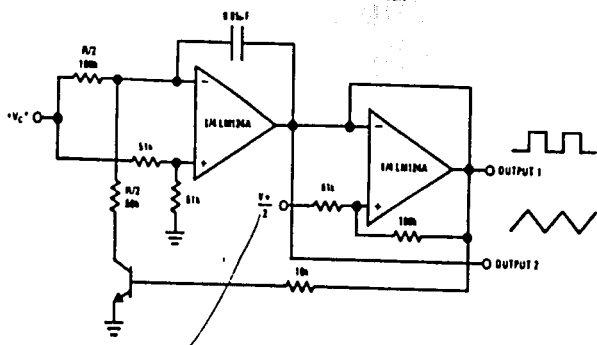
Ground Referencing a Differential Input Signal



1-221

Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0\text{VDC}$ ) (Continued)

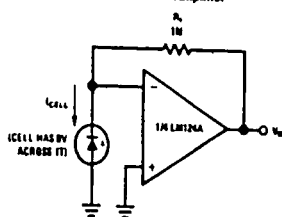
Voltage Controlled Oscillator Circuit



\*Wide control voltage range:  $0\text{VDC} \leq V_c \leq 2(V^+ - 1.8\text{VDC})$

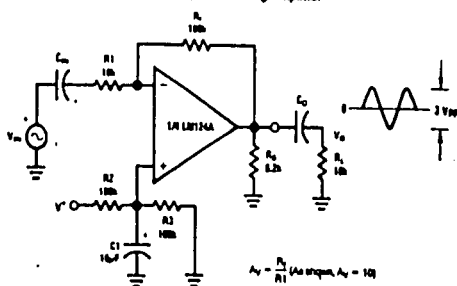
TLV9288-22

Photo Volt-Cell Amplifier



TLV9288-23

AC Coupled Inverting Amplifier



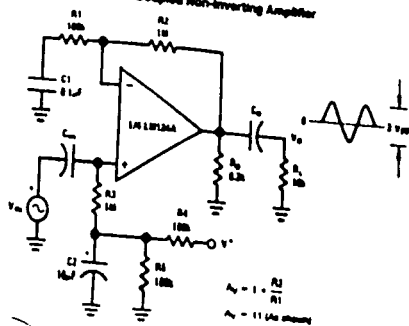
$$A_v = \frac{R_3}{R_2} \quad (\text{As shown, } A_v = 10)$$

TLV9288-24

1-222

Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0\text{VDC}$ ) (Continued)

AC Coupled Non-Inverting Amplifier

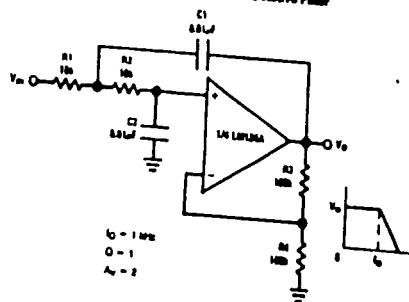


$$A_v = 1 + \frac{R_3}{R_2}$$

$$A_v = 11 \quad (\text{As shown})$$

TLV9288-25

DC Coupled Low-Pass RC Active Filter



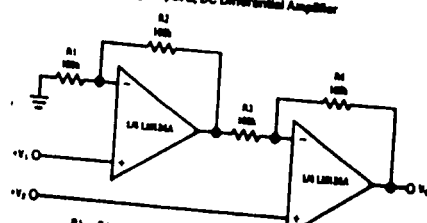
$$f_c = 1\text{MHz}$$

$$Q = 1$$

$$A_v = 2$$

TLV9288-26

High Input Z, DC Differential Amplifier



$$f_c = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{Value depends on the resistor ratio used})$$

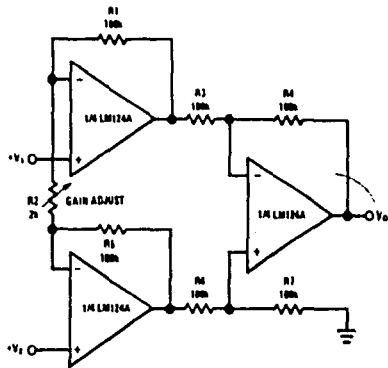
$$V_O = 1 + \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

$$\text{As shown: } V_O = 2(V_2 - V_1)$$

TLV9288-27

1-223



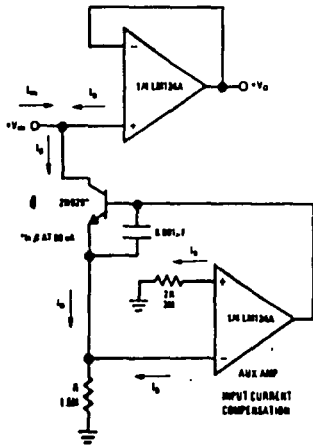
Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0\text{V}_{\text{DC}}$ ) (Continued)High Input Z Adjustable-Gain  
DC Instrumentation Amplifier

$$R1 = R3 \text{ \& } R3 = R4 = R6 = R7 \text{ (CMRR depends on match)}$$

$$V_0 = 1 + \frac{2R1}{R2} (V_2 - V_1)$$

$$\text{As shown } V_0 = 101 (V_2 - V_1)$$

TLV9288-26

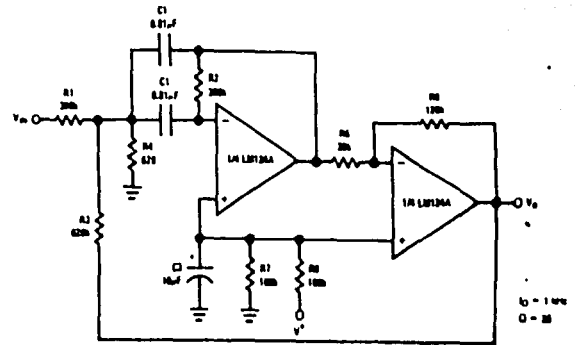
Using Symmetrical Amplifiers to  
Reduce Input Current (General Concept)

TLV9288-29

1-224

Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0\text{V}_{\text{DC}}$ ) (Continued)

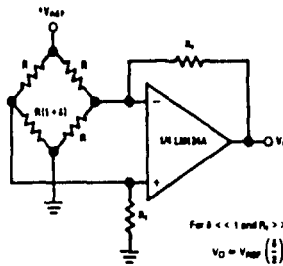
Bandpass Active Filter



TLV9288-31

1-225

Bridge Current Amplifier



$$\text{For } \Delta \ll 1 \text{ and } R_1 \gg R$$

$$V_0 = V_{ADP} \left( \frac{\Delta}{2} \right) \frac{R_1}{R}$$

TLV9288-32



## LM555/LM555C Timer

### General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

### Features

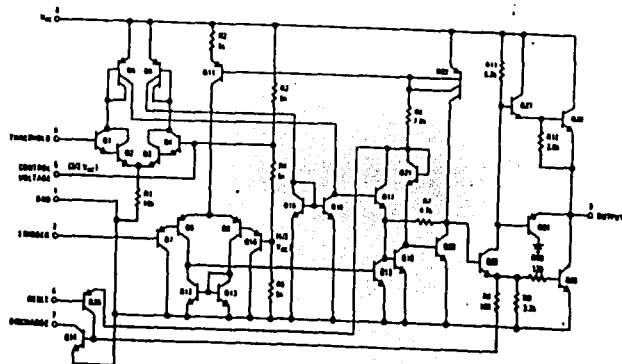
- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output

### Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

### Schematic Diagram



TU76761-1

### Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	
LM555H, LM555CH	760 mW
LM555, LM555CH	1180 mW
Operating Temperature Range	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

#### Soldering Information

Dual-In-Line Package	260°C
Soldering (10 Seconds)	
Small Outline Package	215°C
Vapor Phase (60 Seconds)	
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.

### Electrical Characteristics (T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>CC</sub> = +5V to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		18	V
Supply Current	V <sub>CC</sub> = 5V, R <sub>L</sub> = ∞ V <sub>CC</sub> = 15V, R <sub>L</sub> = ∞ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	8 18	mA μA
Timing Error, Monostable								%
Initial Accuracy			0.5			1		%
Drift with Temperature	R <sub>A</sub> = 1k to 100 kΩ, C = 0.1 μF, (Note 3)		30			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5			1.5		%
Drift with Supply			0.05			0.1		%/V
Timing Error, Astable								%
Initial Accuracy			1.5			2.25		%
Drift with Temperature	R <sub>A</sub> , R <sub>B</sub> = 1k to 100 kΩ, C = 0.1 μF, (Note 3)		80			180		ppm/°C
Accuracy over Temperature			2.5			3.0		%
Drift with Supply			0.15			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667			0.667		≈ V <sub>CC</sub>
Trigger Voltage	V <sub>CC</sub> = 15V V <sub>CC</sub> = 5V	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.8		5 1.67		V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.8	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V <sub>CC</sub> = 15V V <sub>CC</sub> = 5V	9.8 2.8	10 3.33	10.4 3.8	9 2.8	10 3.33	11 4	V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Scl (Note 5)								
Output Low	V <sub>CC</sub> = 15V, I <sub>O</sub> = 15 mA		180			180		mV
Output Low	V <sub>CC</sub> = 4.5V, I <sub>O</sub> = 4.5 mA		70	100		80	200	mV

### Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = +5\text{V to } +15\text{V}$ , (unless otherwise specified) (Continued)

Parameter	Conditions	Limits						Units
		LM555			LM555C			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$							
	$I_{SINK} = 10\text{ mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	$I_{SINK} = 50\text{ mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	$I_{SINK} = 100\text{ mA}$		2	2.2		2	2.5	V
	$I_{SINK} = 200\text{ mA}$		2.5			2.5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$			0.1	0.25			V
Output Voltage Drop (High)	$I_{SOURCE} = 200\text{ mA}$ , $V_{CC} = 15\text{V}$					12.5		V
	$I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$ , $V_{CC} = 15\text{V}$		13	13.3		12.75	13.3	V
	$V_{CC} = 5\text{V}$		3	3.3		2.75	3.3	V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated above  $25^\circ\text{C}$  based on a  $+180^\circ\text{C}$  maximum junction temperature and a thermal resistance of  $164^\circ\text{C}/\text{W}$  (TO-8),  $108^\circ\text{C}/\text{W}$  (DIP) and  $117^\circ\text{C}/\text{W}$  (SO-8) junction to ambient.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at  $V_{CC} = 5\text{V}$ .

Note 3: Tested at  $V_{CC} = 5\text{V}$  and  $V_{CC} = 15\text{V}$ .

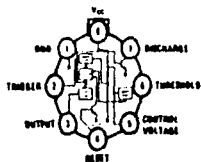
Note 4: This will determine the maximum value of  $R_A + R_B$  for 15V operation. The maximum total ( $P_A + P_B$ ) is 20 mW.

Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 6: Refer to RETIMAX drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

### Connection Diagrams

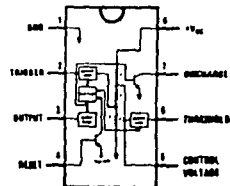
Metal Can Package



Top View

Order Number LM555H or LM555C  
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line and Small Outline Packages

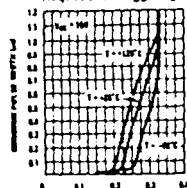


Top View

Order Number LM555J, LM555CJ,  
LM555CM or LM555CN  
See NS Package Number J06A, M06A or N06E

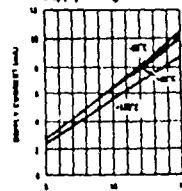
### Typical Performance Characteristics

Minimum Pulse Width Required for Triggering



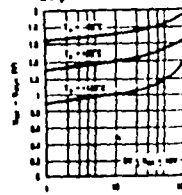
LOWER VOLTAGE LEVEL OF TRIGGER PULSE IS  $V_{TL}$

Supply Current vs. Supply Voltage



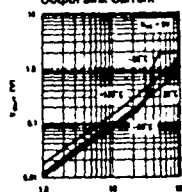
SUPPLY VOLTAGE IS  $V_{CC}$

High Output Voltage vs. Output Source Current



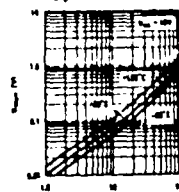
OUTPUT SOURCE CURRENT IS  $I_{OS}$

Low Output Voltage vs. Output Sink Current



OUTPUT SINK CURRENT IS  $I_{OS}$

Low Output Voltage vs. Output Sink Current



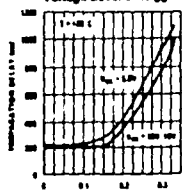
OUTPUT SINK CURRENT IS  $I_{OS}$

Low Output Voltage vs. Output Sink Current



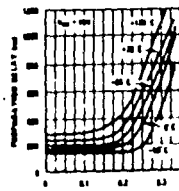
OUTPUT SINK CURRENT IS  $I_{OS}$

Output Propagation Delay vs. Voltage Level of Trigger Pulse



LOWER VOLTAGE LEVEL OF TRIGGER PULSE IS  $V_{TL}$

Output Propagation Delay vs. Voltage Level of Trigger Pulse



LOWER VOLTAGE LEVEL OF TRIGGER PULSE IS  $V_{TL}$

Discharge Transient (Pin 7) Voltage vs. Sink Current



SINK CURRENT IS  $I_{OS}$

Discharge Transient (Pin 7) Voltage vs. Sink Current



SINK CURRENT IS  $I_{OS}$



## Applications Information

## MONOSTABLE OPERATION

In the mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than  $1/3 V_{CC}$  to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

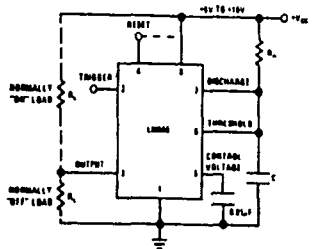
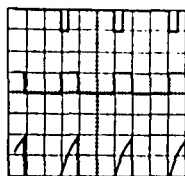


FIGURE 1. Monostable

TLV7811-6

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of  $t = 1.1 R_B C$ , at the end of which time the voltage equals  $2/3 V_{CC}$ . The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in the mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.



$V_{CC} = 5V$   
 TIME = 0.1  $\mu s/DIV$   
 $R_A = 8.1 k\Omega$   
 $C = 0.01 \mu F$

Top Trace Input 5V/DIV  
 Middle Trace Output 5V/DIV  
 Bottom Trace Capacitor Voltage 2V/DIV

FIGURE 2. Monostable Waveforms

TLV7811-6

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit so long as the trigger input is returned high at least  $10 \mu s$  before the end of the timing interval. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to  $V_{CC}$  to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of  $R_B$ ,  $C$  values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

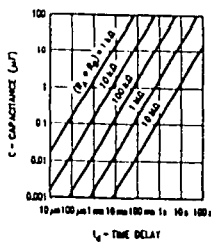


FIGURE 3. Time Delay

TLV7811-7

## ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through  $R_A + R_B$  and discharges through  $R_B$ . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

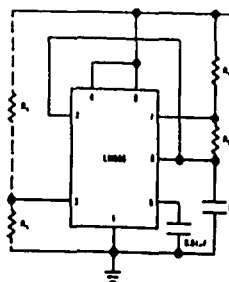


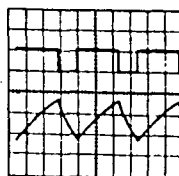
FIGURE 4. Astable

TLV7811-8

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between  $1/3 V_{CC}$  and  $2/3 V_{CC}$ . As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

## Applications Information (Continued)

Figure 5 shows the waveforms generated in the mode of operation.



$V_{CC} = 5V$   
 TIME = 20  $\mu s/DIV$   
 $R_A = 3.8 k\Omega$   
 $R_B = 3 k\Omega$   
 $C = 0.01 \mu F$

Top Trace Output 5V/DIV  
 Bottom Trace Capacitor Voltage 1V/DIV

FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

And the discharge time (output low) by

$$t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

The frequency of oscillation is

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:  $D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$

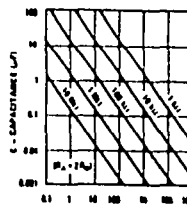
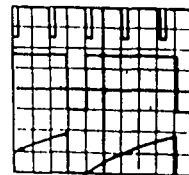


FIGURE 6. Free Running Frequency

TLV7811-9

## FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.



$V_{CC} = 5V$   
 TIME = 20  $\mu s/DIV$   
 $R_A = 9.1 k\Omega$   
 $C = 0.01 \mu F$

Top Trace Input 5V/DIV  
 Middle Trace Output 5V/DIV  
 Bottom Trace Capacitor 2V/DIV

FIGURE 7. Frequency Divider

## PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

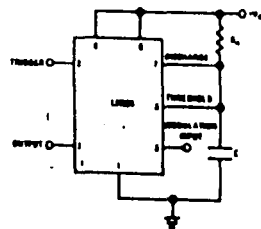
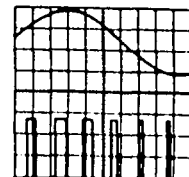


FIGURE 8. Pulse Width Modulator

TLV7811-10



$V_{CC} = 5V$   
 TIME = 0.2  $\mu s/DIV$   
 $R_A = 8.1 k\Omega$   
 $C = 0.01 \mu F$

Top Trace Modulation 1V/DIV  
 Bottom Trace Output Voltage 5V/DIV

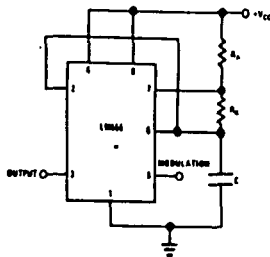
FIGURE 9. Pulse Width Modulator

TLV7811-10

## PULSE POSITION MODULATOR

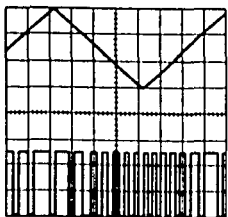
This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 4, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

## Applications Information (Continued)



TLV7861-14

FIGURE 10. Pulse Position Modulator



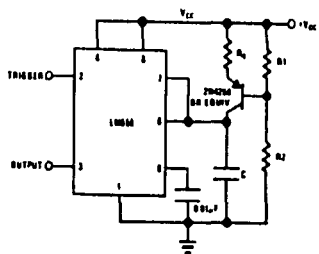
TLV7861-15

$V_{CC} = 5V$   
 TIME = 0.1 ms/DIV  
 $R_A = 3.9 k\Omega$   
 $R_B = 3 k\Omega$   
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

### LINEAR RAMP

When the pullup resistor,  $R_A$ , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.



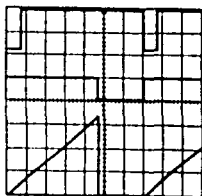
TLV7861-16

FIGURE 12

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp. The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} = 0.6V$



TLV7861-17

$V_{CC} = 5V$   
 TIME = 20  $\mu s$ /DIV  
 $R_1 = 47 k\Omega$   
 $R_2 = 100 k\Omega$   
 $R_E = 2.7 k\Omega$   
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 13. Linear Ramp

### 50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

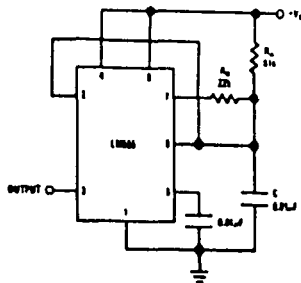
For a 50% duty cycle, the resistors  $R_A$  and  $R_B$  may be connected as in Figure 14. The time period for the out-

## Applications Information (Continued)

put high is the same as previous,  $t_1 = 0.693 R_A C$ . For the output low it is  $t_2 =$

$$\left[ \frac{(R_A R_B)/(R_A + R_B)}{2R_B - R_A} \right] C \ln \left[ \frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is  $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$



TLV7861-18

FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if  $R_B$  is greater than  $1/2 R_A$  because the junction of  $R_A$  and  $R_B$  cannot bring pin 2 down to  $1/3 V_{CC}$  and trigger the lower comparator.

### ADDITIONAL INFORMATION

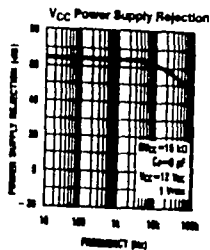
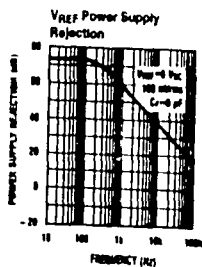
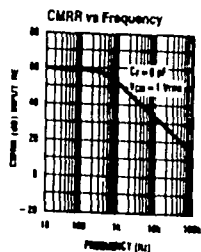
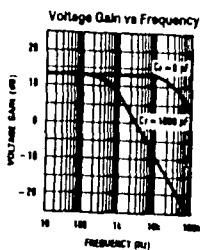
Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is  $0.1 \mu F$  in parallel with  $1 \mu F$  electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as  $10 \mu s$  when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to  $10 \mu s$  minimum.

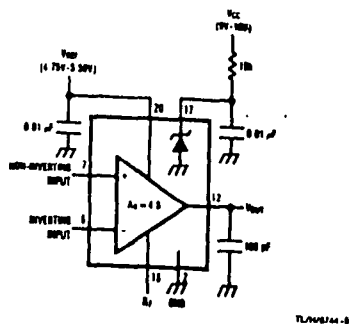
Delay time reset to output is  $0.47 \mu s$  typical. Minimum reset pulse width must be  $0.3 \mu s$ , typical.

Pin 7 current switches within 30 ns of the output (pin 3) voltage.

## Typical Performance Characteristics (Continued)



## Test Circuit



3-246

## LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter

## General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

## Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use,  $V_{OUT} = I_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

## Features

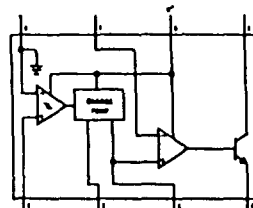
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- 10.5% linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above  $V_{CC}$  and below ground

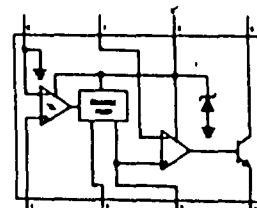
## Applications

- Over/under speed warning
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point diesel meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- On/stop control
- Automotive door lock control
- Cutth control
- Horn control
- Touch or sound switches

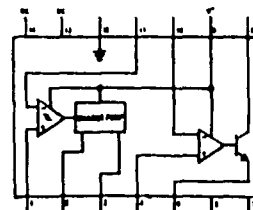
## Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views



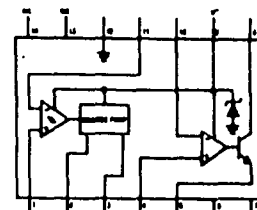
Order Number LM2907N-8 or LM2917N-8  
See NS Package Number M96A or M96E



Order Number LM2917N-8 or LM2907N-8  
See NS Package Number M96A or M96E



Order Number LM2917N-8  
See NS Package Number M14A



Order Number LM2907N-8 or LM2917N-8  
See NS Package Number M14A or M14A

3-247

LM2907/LM2917

**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)

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

Supply Voltage	28V
Supply Current (Zener Option)	25 mA
Collector Voltage	28V
Differential Input Voltage	
Tachometer	28V
Op Amp/Comparator	28V
Input Voltage Range	
Tachometer LM2907-8, LM2917-8	±28V
LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Op Amp/Comparator	0.0V to +28V

Power Dissipation	1200 mW
LM2907-8, LM2917-8	1500 mW
LM2907-14, LM2917-14	
(See Note 1)	
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	280°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	210°C
Infrared (15 seconds)	230°C

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

**Electrical Characteristics**  $V_{CC} = 12V_{DC}$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>TACHOMETER</b>						
	Input Thresholds	$V_{IH} = 250$ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)	±10	±25	±40	mV
	Hysteresis	$V_{IH} = 250$ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)	30			mV
	Offset Voltage	$V_{IH} = 250$ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)		3.5	10	mV
	LM2907/LM2917			5	15	mV
	LM2907-8/LM2917-8					
	Input Bias Current	$V_{IH} = \pm 50$ mV <sub>DC</sub>		0.1	1	µA
$V_{OH}$	Pin 2	$V_{IH} = +125$ mV <sub>DC</sub> (Note 3)		8.3		V
$V_{OL}$	Pin 2	$V_{IH} = -125$ mV <sub>DC</sub> (Note 3)		2.3		V
$I_2, I_3$	Output Current	$V_2 = V_3 = 6.0V$ (Note 4)	140	180	240	µA
$I_2$	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	µA
K	Gain Constant	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
	Linearity	$f_{IN} = 1$ kHz, 5 kHz, 10 kHz (Note 5)	-1.0	0.3	+1.0	%

**OP/AMP COMPARATOR**

$V_{OS}$		$V_{IH} = 8.0V$	3	10	mV
$I_{BIAS}$		$V_{IH} = 8.0V$	50	600	nA
Input Common-Mode Voltage			0	$V_{CC} - 1.5V$	V
Voltage Gain				200	V/V
Output Sink Current	$V_C = 1.0$		40	50	mA
Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
Saturation Voltage	$I_{SEAK} = 5$ mA		0.1	0.5	V
	$I_{SEAK} = 20$ mA			1.0	V
	$I_{SEAK} = 50$ mA		1.0	1.5	V

**Electrical Characteristics**  $V_{CC} = 12V_{DC}$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , see test circuit (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>POWER REGULATOR</b>						
	Regulator Voltage	$R_{LOAD} = 470\Omega$		7.58		V
	Series Resistance			10.5	15	Ω
	Temperature Stability			+1		mV/°C
	TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 100°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 80°C/W (junction to ambient for LM2907-8 and LM2917-8, and 70°C/W (junction to ambient for LM2907-14 and LM2917-14).

Note 2: Hysteresis is the sum of  $V_{TH}$  -  $V_{TL}$  offset voltage in their difference. See test circuit.

Note 3:  $V_{OH}$  is equal to  $\frac{1}{2}(V_{CC} - 1.5V)$ ,  $V_{OL}$  is equal to  $\frac{1}{2}(V_{CC} - 1.5V)$ . The difference,  $V_{OH} - V_{OL}$ , and the minor gain,  $I_{BIAS}$ , are the key factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

Note 4: Be sure when choosing the line current  $R_1 = C_1$  that  $R_1$  is such that the maximum unregulated output voltage of pin 3 can be supplied with  $I_2 = R_1$ . The minimum value for  $R_1$  is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than 10 kΩ typically.

Note 5: Linearity is defined as the deviation of  $V_{OUT}$  for pin 3, for  $I_2 = 5$  mA from a straight line defined by the  $V_{OUT}$  @ 1 mA and  $V_{OUT}$  @ 10 mA.  $C_1 = 1000$  pF,  $R_1 = 600$  Ω and  $C_2 = 0.22$  mF.

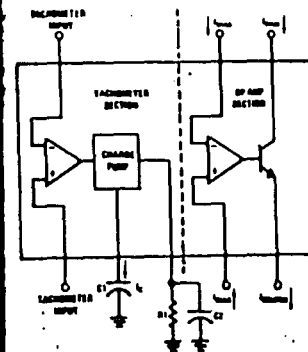
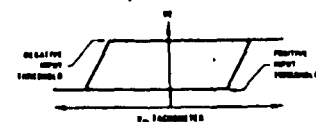
**General Description** (Continued)

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 28V.

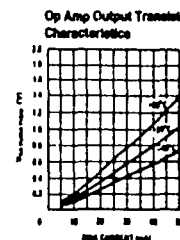
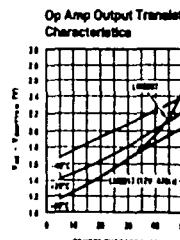
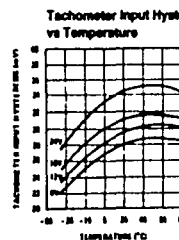
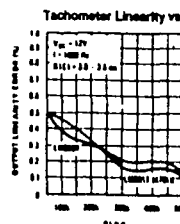
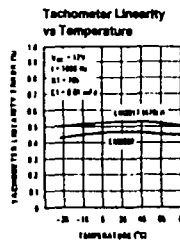
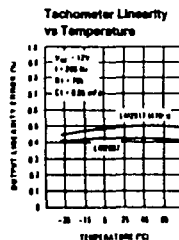
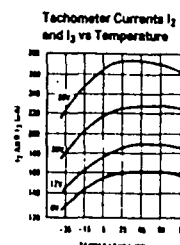
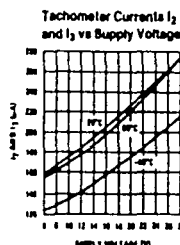
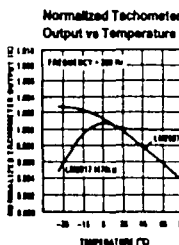
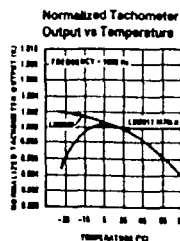
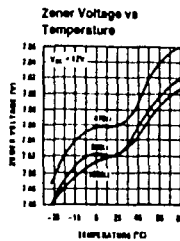
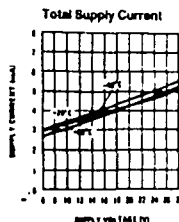
The two basic configurations offered include an 8-pin device with a ground referenced tachometer input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With the version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

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.

**Test Circuit and Waveform****Tachometer Input Threshold Measurement**

## Typical Performance Characteristics



TLW790-4

## Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility in order to fully exploit its features and advantages. Let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of the stage changes state. Two options (LM2907-A, LM2917-A) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to 1.25V, which are easily attained with these types of pickups.

The differential input options (LM2907, LM2917) give the user the option of setting his own input switching level and still have the hysteresis around that level for excellent noise rejection in any application. Of course in order to allow the inputs to attain common-mode voltages above ground, input protection is removed and neither input should be taken outside the limits of the supply voltage being used. It is very important that an input not go below ground without some resistance in its lead to limit the current that will then flow in the ep-substrate diode.

Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the timing capacitor is either charged or discharged linearly between two voltages whose difference is  $V_{CC}/2$ ). Then in one half cycle of the input frequency or a time equal to  $1/2$  the change in charge on the timing capacitor is equal to  $V_{CC}/2 \times C1$ . The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

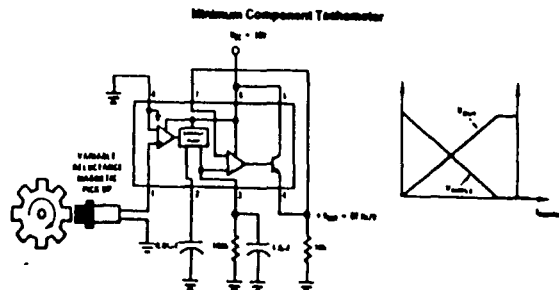
$$\frac{\Delta Q}{T} = I_{AVG} = C1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{CC} \times f_{IN} \times C1$$

The output circuit mirrors the current very accurately into the load resistor R1, connected to ground, such that if the pulse of current are integrated with a filter capacitor, then  $V_O = I \times R1$ , and the total conversion equation becomes:

$$V_O = V_{CC} \times f_{IN} \times C1 \times R1 \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0

## Typical Applications



TLW790-4

The size of C2 is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

## CHOOSING R1 AND C1

There are some limitations on the choice of R1 and C1 which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be at least larger than 800 pF for very accurate operation. Greater values can cause an error current on R1, especially at low temperatures. Several corrections must be met when choosing R1. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore  $V_O/R1$  must be less than or equal to this value. If R1 is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of C2 is affected by R1. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left(1 - \frac{V_{CC} \times f_{IN} \times C1}{I_{AVG}}\right) \text{ p-p}$$

It appears R1 can be chosen independent of ripple, however response time, or the time it takes  $V_{OUT}$  to stabilize at a new voltage increases as the size of C2 increases, so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully.

As a final consideration, the maximum allowable input frequency is determined by  $V_{CC}$ , C1 and I<sub>3</sub>.

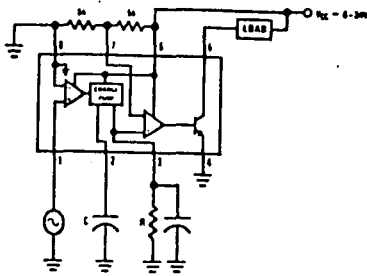
$$f_{MAX} = \frac{I_3}{C1 \times V_{CC}}$$

## USING BIASER REGULATED OPTIONS (LM2917)

For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op amp circuitry store require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA zener current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9V to 18V, a resistance of 470Ω will attenuate the sensor voltage variation to 180 mV if the resistance goes under 400Ω (or over 800Ω) the zener variation quickly rises above 300 mV for the same input variation.

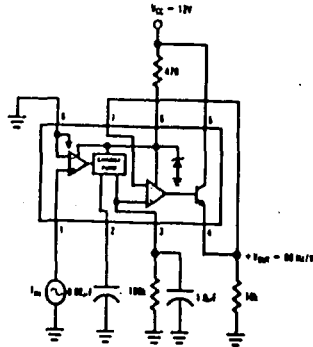
## Typical Applications (Continued)

"Speed Switch" Load is Energized When  $I_{\text{IN}} \geq \frac{1}{2RC}$



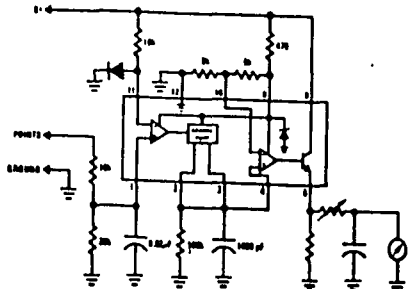
TLW7942-9

Zener Regulated Frequency to Voltage Converter



TLW7942-10

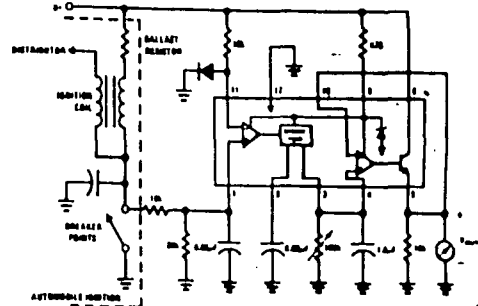
Breaker Point Dwell Meter



TLW7942-11

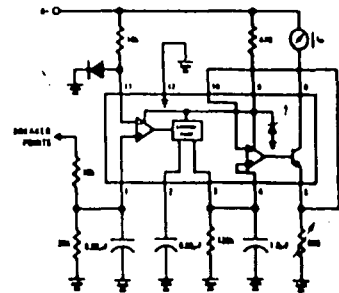
## Typical Applications (Continued)

Voltage Driven Meter Indicating Engine RPM  
 $V_{\text{O}} = 6\text{V} @ 4000 \text{ Hz}$  or  $6000 \text{ ERPM}$  (8 Cylinder Engine)



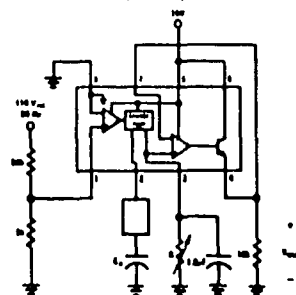
TLW7942-12

Current Driven Meter Indicating Engine RPM  
 $I_{\text{O}} = 10 \text{ mA} @ 300 \text{ Hz}$  or  $6000 \text{ ERPM}$  (8 Cylinder Engine)



TLW7942-13

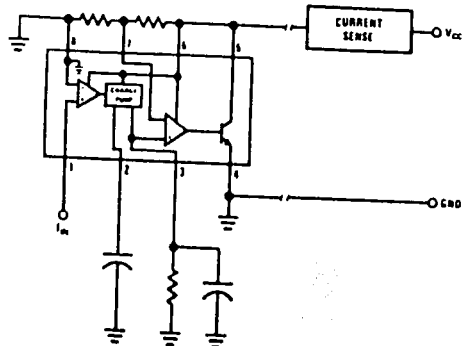
Capacitance Meter  
 $V_{\text{OUT}} = 1\text{V} - 10\text{V}$  for  $C_2 = 0.01$  to  $0.1 \text{ mF}$   
 $(R = 111\Omega)$



TLW7942-14

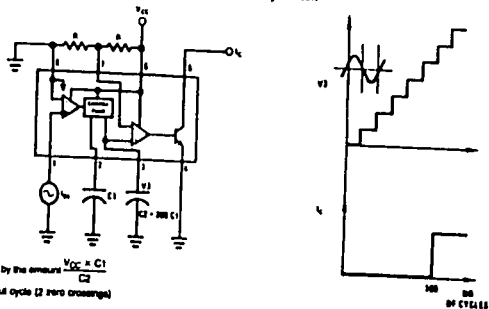
## Typical Applications (Continued)

Two-Wire Remote Speed Switch



TLW7942-13

100 Cycle Delay Switch

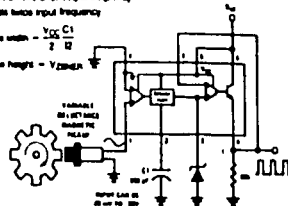


TLW7942-14

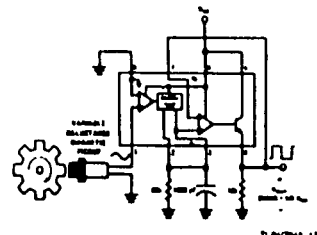
$V3$  steps up in voltage by the amount  $\frac{V_{CC} \cdot C1}{C2}$   
for each complete input cycle (2 zero crossings)  
Example  
if  $C2 = 200 C1$  after 100 consecutive input cycles  
 $V3 = 1/2 V_{CC}$

## Typical Applications (Continued)

Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits

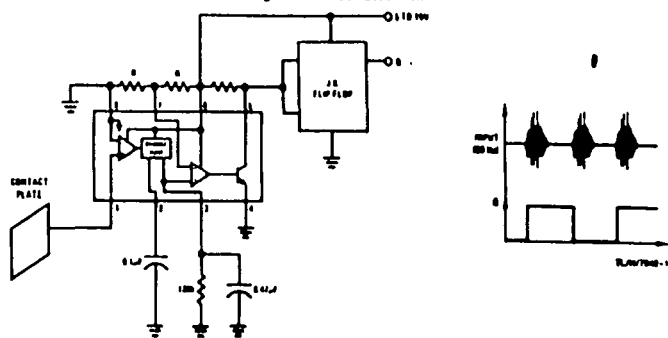
Precision two-shot output frequency  
equals twice input frequencyPulse width =  $\frac{1}{2} \frac{C1}{C2}$ Pulse height =  $V_{CC} \frac{C1}{C2}$ 

TLW7942-10



TLW7942-11

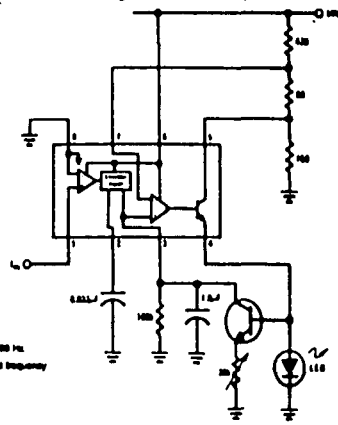
Finger Touch or Contact Switch



TLW7942-15

TLW7942-16

Flashing LED Indicates Overload

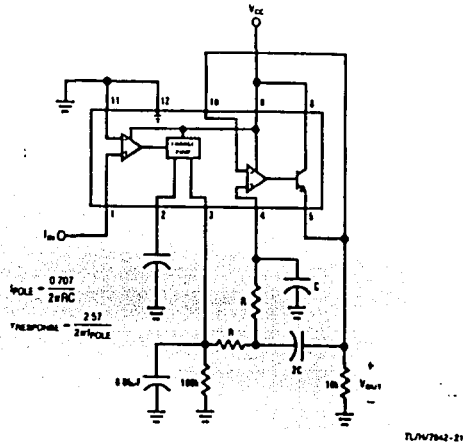


Flashing begins when  $I_{L} > 100 \text{ mA}$   
Flash rate increases with input frequency  
increase beyond 100 Hz.

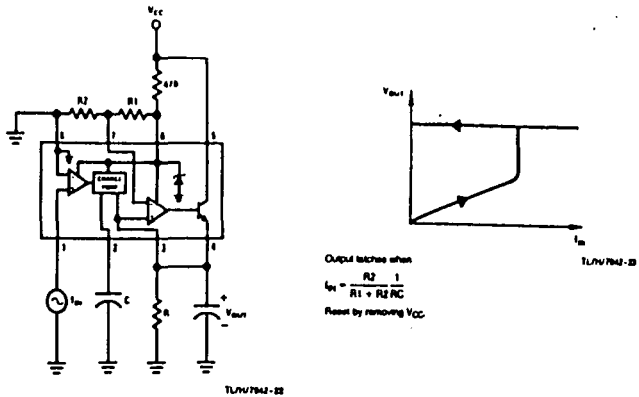
TLW7942-18

## Typical Applications (Continued)

Frequency to Voltage Converter with 2 Pole Butterworth Filter to Reduce Ripple

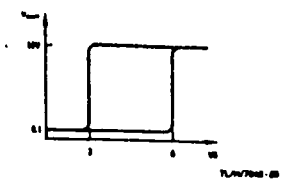
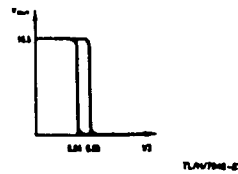
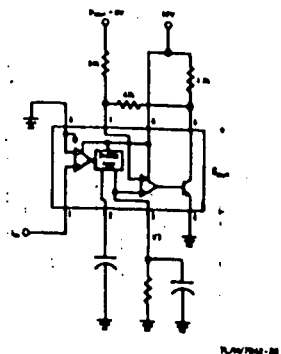
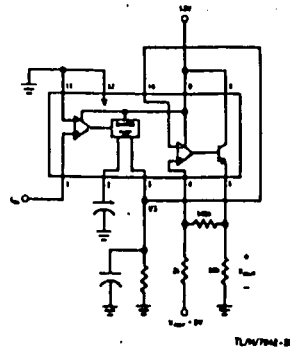
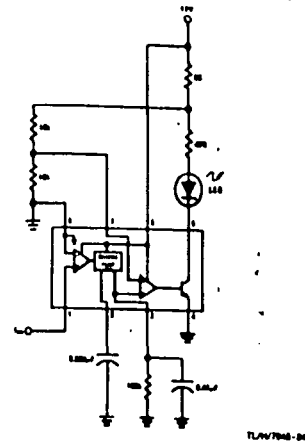


## Overspeed Latch



## Typical Applications (Continued)

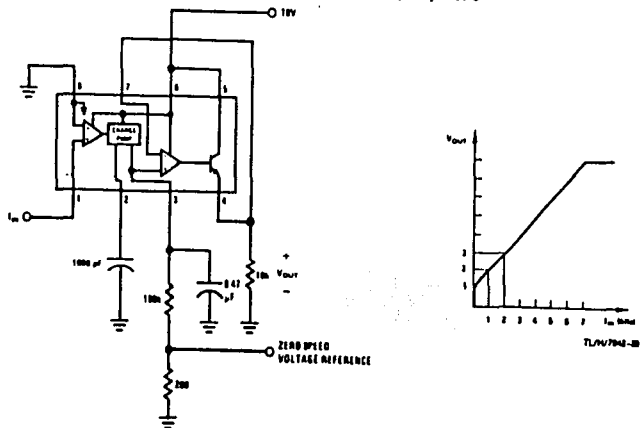
Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function While 1 can be Implemented in Several Ways:





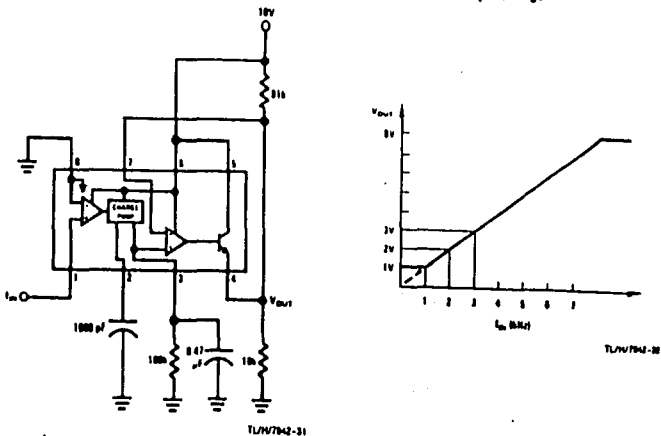
## Typical Applications (Continued)

Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero



TLN/7942-20

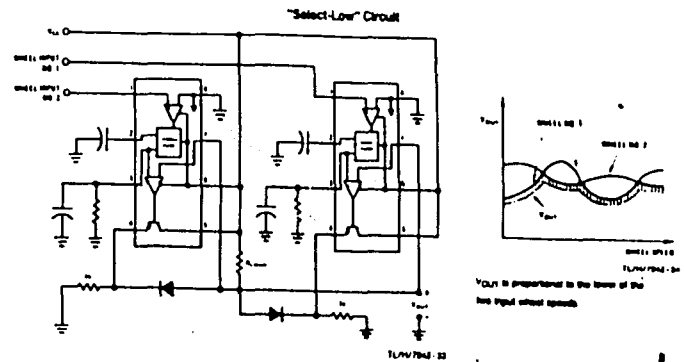
Changing Tachometer Gain Curve or Clamping the Minimum Output Voltage



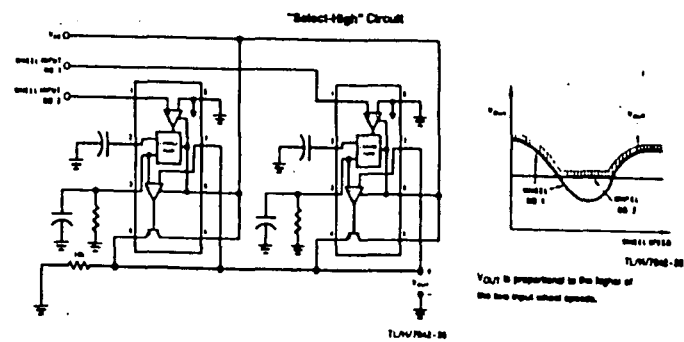
TLN/7942-21

3-256

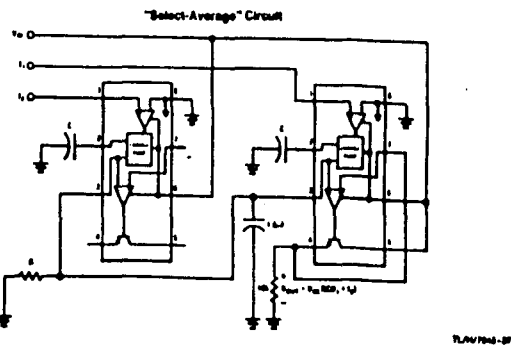
## Anti-Skid Circuit Functions



TLN/7942-22



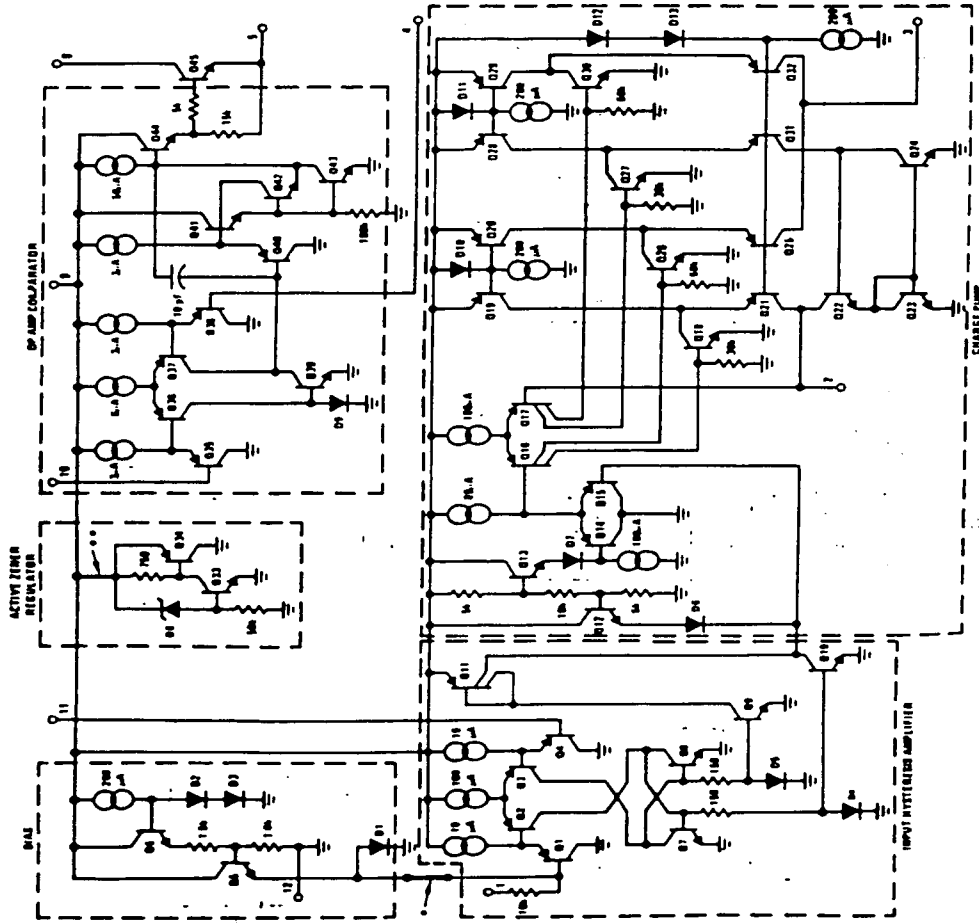
TLN/7942-23



TLN/7942-24

3-258

## Equivalent Schematic Diagram



TUH7942-38

This schematic meets the LM2907 and LM2917 only.  
 This schematic meets the LM2907 and LM2917 only.

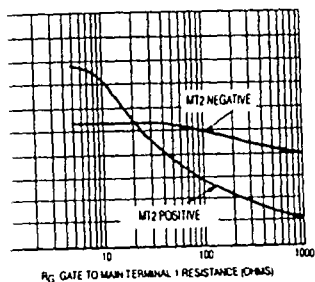


Figure 8. Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Exponential)

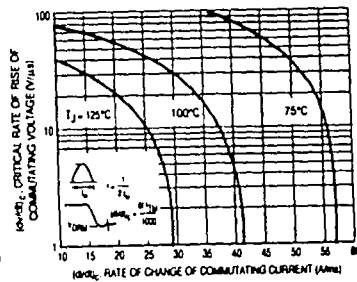
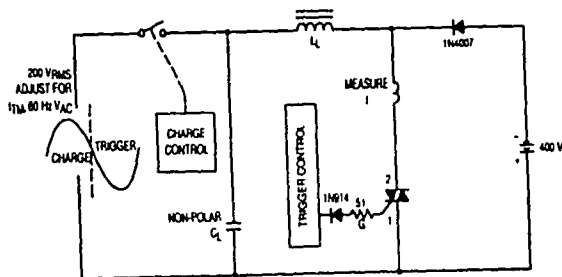


Figure 9. Critical Rate of Rise of Commutating Voltage



Note: Component values are for verification of rated  $(dv/dt)_c$ . See AN1048 for additional information.

Figure 10. Simplified Test Circuit to Measure the Critical Rate of Rise of Commutating Voltage

## MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

### Advance Information

## TRIACS

### Silicon Bidirectional Thyristors

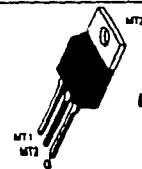
Designed for high performance full-wave ac control applications where high noise immunity and commutating  $dv/dt$  are required.

- Blocking Voltage to 800 Volts
- On-State Current Rating of 12 Amperes RMS at 70°C
- Uniform Gate Trigger currents in Three Modes
- High Immunity to  $dv/dt$  — 250 V/μs minimum at 125°C
- High Commutating  $di/dt$  — 8.5 A/μs minimum at 125°C
- Industry Standard TO-220 AB Package
- High Surge Current Capability — 120 Amperes

## MAC12 SERIES\*

\*Motorola preferred device

TRIACS  
12 AMPERES RMS  
400 thru 800  
VOLTS



MAXIMUM RATINGS ( $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Off-State Voltage (1) ( $T_J = -40$ to $125^\circ\text{C}$ , Sine Wave, 50 to 80 Hz, Gate Open)	$V_{DRM}$	400 800 800	Volts
On-State RMS Current (Full Cycle Sine Wave, 60 Hz, $T_C = 70^\circ\text{C}$ )	$I_T(\text{RMS})$	12	A
Peak Non-repetitive Surge Current (One Full Cycle, 60 Hz, $T_J = 125^\circ\text{C}$ )	$I_{TSM}$	100	A
Circuit Fusing Consideration ( $t = 8.3$ ms)	$I^2t$	41	A <sup>2</sup> sec
Peak Gate Power (Pulse Width $\leq 1.0$ μs, $T_C = 80^\circ\text{C}$ )	$P_{GM}$	16	Watts
Average Gate Power ( $t = 8.3$ ms, $T_C = 80^\circ\text{C}$ )	$P_{GAV}$	0.36	Watts
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +180	$^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance — Junction to Case	$R_{\theta JC}$	2.2	$^\circ\text{C/W}$
— Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	$^\circ\text{C/W}$
Maximum Lead Temperature for Soldering Purpose (100° Iron Case for 10 Seconds)	$T_L$	280	$^\circ\text{C}$

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

### OFF CHARACTERISTICS

Peak Repetitive Blocking Current ( $V_D = \text{Rated } V_{DRM}$ , Gate Open)	$I_{DRM}$	—	—	0.01 2.8	mA

(1)  $V_{DRM}$  and  $V_{RSM}$  for all types can be applied on a continuous basis. Ratings apply for zero or negative gate voltage; positive gate voltage shall not be applied concurrently with negative potential on the anode. Blocking voltages shall not be tested with a constant current source such that the voltage ratings of the devices are exceeded.

This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

Preferred device are Motorola recommended devices for future use and best lead order value.

REV 1

## MAC12 SERIES

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
Peak On-State Voltage* ( $I_{TM} = \pm 17\text{ A}$ )	$V_{TM}$	—	—	1.85	Volts
Continuous Gate Trigger Current ( $V_D = 12\text{ V}$ , $R_L = 100\ \Omega$ )	$I_{GT}$	5.0	13	35	mA
MT2(+), G(+)		5.0	16	35	
MT2(+), G(-)		5.0	18	35	
Hold Current ( $V_D = 12\text{ V}$ , Gate Open, Inhibiting Current = $\pm 150\text{ mA}$ )	$I_H$	—	20	40	mA
Latch Current ( $V_D = 24\text{ V}$ , $I_G = 35\text{ mA}$ )	$I_L$	—	20	50	mA
MT2(+), G(+); MT2(-), G(-)		—	30	80	
Gate Trigger Voltage ( $V_D = 12\text{ V}$ , $R_L = 100\ \Omega$ )	$V_{GT}$	0.5	0.69	1.5	Volts
MT2(+), G(+)		0.5	0.77	1.5	
MT2(+), G(-)		0.5	0.72	1.6	
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>					
Rate of Change of Commutating Current* ( $V_D = 400\text{ V}$ , $I_{TM} = 4\text{ A}$ , Commutating dv/dt = $18\text{ V}/\mu\text{s}$ , Gate Open, $T_J = 125^\circ\text{C}$ , $I = 250\text{ mA}$ , No Snubber)	(dv/dt) <sub>c</sub>	8.5	—	—	A/m
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage ( $V_D = \text{Rated } V_{DRM}$ , Exponential Waveform, Gate Open, $T_J = 125^\circ\text{C}$ )	(dv/dt) <sub>c</sub>	250	—	—	V/ $\mu\text{s}$

\*Indicates Pulse Test: Pulse Width  $\leq 20\text{ ms}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$

## MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

### TRIACS Silicon Bidirectional Thyristors

Designed for high performance full-wave AC control applications where high noise immunity and high commutating dv/dt are required

- Blocking Voltage to 800 volts
- On-State Current Rating of 15 Amperes RMS at  $80^\circ\text{C}$
- Uniform Gate Trigger Currents in Three Modes
- High Immunity to dv/dt —  $250\text{ V}/\mu\text{s}$  minimum at  $125^\circ\text{C}$
- Minimize Snubber Networks for Protection
- Industry Standard TO-220AB Package
- High Commutating dv/dt —  $9.0\text{ A/m}$  minimum at  $125^\circ\text{C}$

**MAC12  
SERIES**

\*Always preferred.

TRIACS  
15 AMPERES RMS  
400 thru 800  
VOLTS



CASE 221A-04  
(TO-220AB)  
Style 4

MAXIMUM RATINGS ( $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Value
$V_{DRM}$	Peak Repetitive Off-State Voltage (1) (-40 to $125^\circ\text{C}$ , Sine Wave, 50 to 80 Hz, Gate Open)	MAC18D 400 MAC18M 600 MAC18H 800
$I_T(\text{RMS})$	On-State RMS Current (80 Hz, $T_C = 80^\circ\text{C}$ )	15
$I_{TSM}$	Peak Non-repetitive Surge Current (One Full Cycle, 80 Hz, $T_J = 125^\circ\text{C}$ )	180
$R_\theta$	Circuit Fusing Consideration ( $t = 8.3\text{ ms}$ )	93
$P_{GM}$	Peak Gate Power (Pulse Width $\leq 1.0\ \mu\text{s}$ , $T_C = 80^\circ\text{C}$ )	20
$P_{GM(AV)}$	Average Gate Power ( $t = 8.3\text{ ms}$ , $T_C = 80^\circ\text{C}$ )	0.5
$T_J$	Operating Junction Temperature Range	-40 to +125
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-40 to +160

#### THERMAL CHARACTERISTICS

$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance — Junction to Case — Junction to Ambient	2.8
$R_{\theta JA}$		88.5
$T_L$	Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes (Use* from Case for 10 Seconds)	280

(1)  $V_{DRM}$  for all types can be applied on a continuous basis. Standing voltages shall not be tested with a constant current source; voltage ratings of the devices are exceeded.

Preferred devices are Motorola recommended devices for future use and best overall value.

REV 1

Motorola Thyristor Device Data

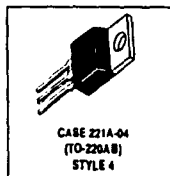
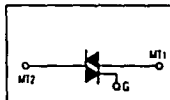
**MOTOROLA**  
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

**Triacs**  
Silicon Bidirectional Triode Thyristors

- designed primarily for full-wave ac control applications, such as light dimmers, motor controls, heating controls and power supplies, or wherever full-wave silicon gate controlled solid-state devices are needed. Triac type thyristors switch from a blocking to a conducting state for either polarity of applied anode voltage with positive or negative gate triggering.
- Blocking Voltage to 800 Volts
- All Diffused and Glass Passivated Junctions for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Gate Triggering Guaranteed in Two Modes (2N6342, 2N6343, 2N6344, 2N6345) or Four Modes (2N6346, 2N6347, 2N6348, 2N6349)
- For 400 Hz Operation, Consult Factory
- 12 Ampere Devices Available as 2N6342A thru 2N6348A

**2N6342  
thru  
2N6349**

TRIACS  
8 AMPERES RMS  
200 thru 800 VOLTS



CASE Z21A-04  
(TO-220AB)  
STYLE 4

MAXIMUM RATINGS ( $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
*Peak Repetitive Off-State Voltage <sup>(1)</sup> (Gate Open, $T_J = -40$ to $+110^\circ\text{C}$ ) 1/2 Sine Wave 50 to 60 Hz, Gate Open	VDRM	200 400 800 800	Volts
*Peak On-State Current Full Cycle Sine Wave 50 to 60 Hz ( $T_C = +80^\circ\text{C}$ ) ( $T_C = +90^\circ\text{C}$ )	I <sub>T(RMS)</sub>	8 4	Amps
*Peak Non-repetitive Surge Current (One Full Cycle, 60 Hz, $T_C = +80^\circ\text{C}$ ) Preceded and followed by Rated Current	I <sub>TSM</sub>	100	Amps
Circuit Fusing ( $t = 8.3$ ms)	I <sup>2</sup> t	40	A <sup>2</sup> s
*Peak Gate Power ( $T_C = +80^\circ\text{C}$ , Pulse Width = 2 $\mu$ s)	P <sub>GM</sub>	20	Watts
*Average Gate Power ( $T_C = +80^\circ\text{C}$ , $t = 8.3$ ms)	P <sub>GM(AV)</sub>	0.5	Watt
*Peak Gate Current	I <sub>GM</sub>	2	Amps
*Peak Gate Voltage	V <sub>GM</sub>	10	Volts
*Operating Junction Temperature Range	T <sub>J</sub>	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
*Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-40 to +150	$^\circ\text{C}$

V<sub>DRM</sub> for all types can be applied on a continuous basis. Blocking voltages shall not be tested with a constant current source such that the voltage ratings of the devices are exceeded.

REV 1

2N6342 thru 2N6349

HERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
*Thermal Resistance, Junction to Case	R <sub>θJC</sub>	2.2	$^\circ\text{C}/\text{W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ , and Either Polarity of M2 to M1 Voltage unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Peak Blocking Current (V <sub>D</sub> = Rated V <sub>DRM</sub> , Gate open, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 100^\circ\text{C}$ )	I <sub>DRM</sub>	—	—	10 2	$\mu$ A mA
*Peak On-State Voltage (I <sub>T(M)</sub> = 11 A, Pulse Width = 1 to 2 ms, Duty Cycle = 2%)	V <sub>TM</sub>	—	1.3	1.83	Volts
Gate Trigger Current (Continuous dc) (V <sub>D</sub> = 12 Vdc, R <sub>g</sub> = 100 Ohms) (Minimum Gate Pulse Width = 2 $\mu$ s)	I <sub>GT</sub>	—	—	—	mA
M2(+), G(-) All Types	—	—	12	50	—
M2(+), G(-) 2N6346 thru 49	—	—	12	75	—
M2(-), G(+), All Types	—	—	20	50	—
M2(-), G(+), 2N6346 thru 49	—	—	36	75	—
*M2(+), G(-), M2(-), G(+), $T_C = -40^\circ\text{C}$ All Types	—	—	—	100	—
*M2(+), G(-), M2(-), G(+), $T_C = -40^\circ\text{C}$ , 2N6346 thru 49	—	—	—	125	—
Gate Trigger Voltage (Continuous dc) (V <sub>D</sub> = 12 Vdc, R <sub>g</sub> = 100 Ohms) (Minimum Gate Pulse Width = 2 $\mu$ s)	V <sub>GT</sub>	—	—	—	Volts
M2(+), G(-) All Types	—	0.9	2	2	—
M2(+), G(-) 2N6346 thru 49	—	0.9	2	2	—
M2(-), G(+), All Types	—	1.1	2	2	—
M2(-), G(+), 2N6346 thru 49	—	1.4	2.5	2.5	—
*M2(+), G(-), M2(-), G(+), $T_C = -40^\circ\text{C}$ All Types	—	—	—	2.5	—
*M2(+), G(-), M2(-), G(+), $T_C = -40^\circ\text{C}$ , 2N6346 thru 49	—	—	—	3	—
(V <sub>D</sub> = Rated V <sub>DRM</sub> , R <sub>g</sub> = 10 k Ohms, $T_J = 100^\circ\text{C}$ )	—	—	—	—	—
*M2(+), G(-), M2(-), G(+), All Types	—	0.2	—	—	—
*M2(+), G(-), M2(-), G(+), 2N6346 thru 49	—	0.2	—	—	—
*Holding Current (V <sub>D</sub> = 12 Vdc, Gate Open, $T_C = 25^\circ\text{C}$ ( $I_T = 200$ mA), $T_C = -40^\circ\text{C}$ )	I <sub>H</sub>	—	0	40 75	mA
*Turn-On Time (V <sub>D</sub> = Rated V <sub>DRM</sub> , I <sub>T(M)</sub> = 11 A, I <sub>GT</sub> = 120 mA, Rise Time = 0.1 $\mu$ s, Pulse Width = 2 $\mu$ s)	t <sub>ON</sub>	—	1.5	2	$\mu$ s
Critical Rate of Rise of Commutation Voltage (V <sub>D</sub> = Rated V <sub>DRM</sub> , I <sub>T(M)</sub> = 11 A, Commutation di/dt = 4.0 A/ms, Gate Untriggered, $T_C = 80^\circ\text{C}$ )	dv/dt(c)	—	5	—	V/ $\mu$ s

\*Indicates JEDEC Registered Data.

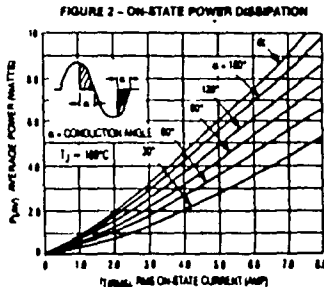
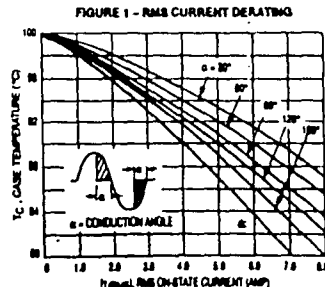


FIGURE 3 - TYPICAL GATE TRIGGER VOLTAGE

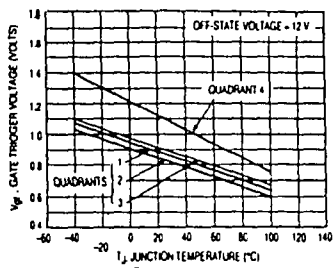


FIGURE 4 - TYPICAL GATE TRIGGER CURRENT

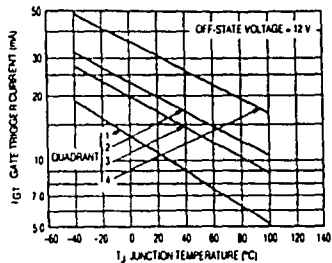


FIGURE 5 - ON-STATE CHARACTERISTICS

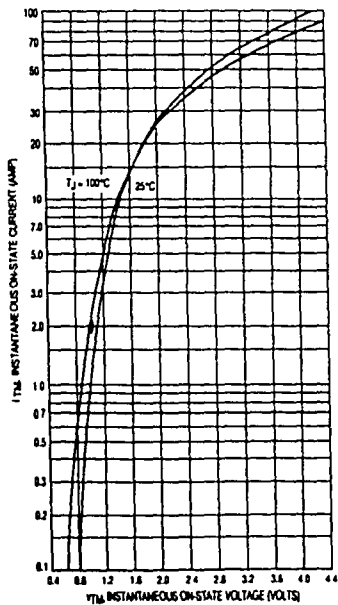


FIGURE 6 - TYPICAL HOLDING CURRENT

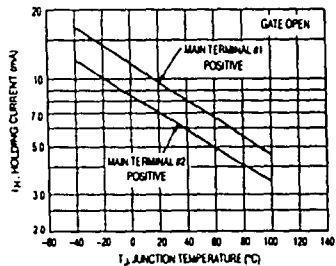


FIGURE 7 - MAXIMUM NON-REPETITIVE SURGE CURRENT

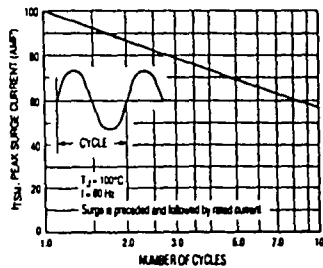
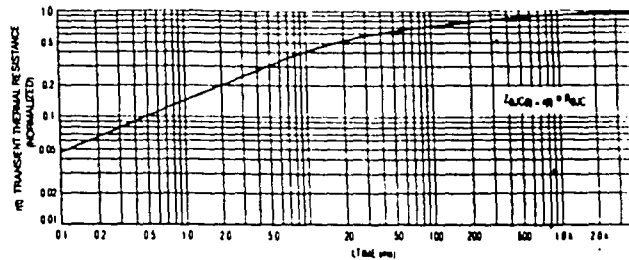


FIGURE 8 - TYPICAL THERMAL RESPONSE



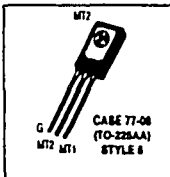
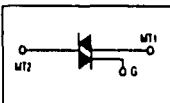
## Sensitive Gate Triacs Silicon Bidirectional Thyristors

... designed primarily for full-wave ac control applications, such as light dimmers, motor controls, heating controls and power supplies, or wherever full-wave silicon gate controlled solid-state devices are needed. Triac type thyristors switch from a blocking to a conducting state for either polarity of applied anode voltage with positive or negative gate triggering.

- Sensitive Gate Triggering (A and B versions) Uniquely Compatible for Direct Coupling to TTL, HTL, CMOS and Operational Amplifier Integrated Circuit Logic Functions
- Gate Triggering 2 Mode — 2N6071, 2N6073, 2N6075  
4 Mode — 2N6071 A,B, 2N6073 A,B, 2N6075 A,B
- Blocking Voltages to 800 Volts
- All Diffused and Gaseous Passivated Junctions for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermopad Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability

**2N6071,A,B\***  
**2N6073,A,B\***  
**2N6075,A,B\***  
\*Motorola preferred device

TRIACS  
4 AMPERES RMS  
200 thru 800 VOLTS



### MAXIMUM RATINGS (T<sub>J</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
*Peak Repetitive Off-State Voltage <sup>(1)</sup> (Gate Open, T <sub>J</sub> = 25 to 110°C)	V <sub>DRM</sub>	200 400 600	Volts
*On-State Current RMS (T <sub>C</sub> = 85°C)	I <sub>T(RMS)</sub>	4	Amps
*Peak Surge Current (One Full cycle, 60 Hz, T <sub>J</sub> = -40 to +110°C)	I <sub>TSM</sub>	30	Amps
Circuit Fusing Considerations (t = 8.3 ms)	I <sup>2</sup> t	3.7	A <sup>2</sup> s
*Peak Gate Power	P <sub>GM</sub>	10	Watts
*Average Gate Power	P <sub>G(AV)</sub>	0.5	Watts
*Peak Gate Voltage	V <sub>GM</sub>	5	Volts

\*Indicates JEDEC Registered Data.

1. V<sub>DRM</sub> for all types can be applied on a continuous basis. Blocking voltages shall not be tested with a constant current source such that the voltage ratings of the devices are exceeded.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

2N6071,A,B 2N6073,A,B 2N6075,A,B

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
*Operating Junction Temperature Range	T <sub>J</sub>	-40 to +110	°C
*Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-40 to +180	°C
Mounting Torque (6-32 Screw) <sup>(1)</sup>	—	8	in. lb.

\*Indicates JEDEC Registered Data.

1. Torque rating applies with use of compression washer (BS27200F 008). Mounting torque in excess of 8 in. lb. does not appreciably reduce to zero thermal resistance. Main terminal 2 and heater's contact pad is a common. For soldering purposes (either terminal connection or device mounting), soldering temperature shall not exceed +200°C for 10 seconds. Consult factory for lead bending options.

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
*Thermal Resistance, Junction to Case	R <sub>θJC</sub>	3.5	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	75	°C/W

\*Indicates JEDEC Registered Data.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Peak Blocking Current (V <sub>G</sub> = Rated V <sub>DRM</sub> , gate open, T <sub>J</sub> = 25°C) (T <sub>J</sub> = 110°C)	I <sub>DRM</sub>	—	—	10 2	μA mA
*On-State Voltage (Either Direction) (I <sub>TM</sub> = 5 A Peak)	V <sub>TM</sub>	—	—	2	Volts
*Peak Gate Trigger Voltage (Continuous dc) (Main Terminal Voltage = 12 Vdc, R <sub>L</sub> = 100 Ohms, T <sub>J</sub> = -40°C) MT2(+), G(-), MT1(-), G(-) All Types MT2(+), G(-), MT1(-), G(-) 2N6071 A,B 2N6073 A,B 2N6075 A,B (Main Terminal Voltage = Rated V <sub>DRM</sub> , R <sub>L</sub> = 10 Ω ohms, T <sub>J</sub> = 110°C) MT2(+), G(-), MT1(-), G(-) All Types MT2(+), G(-), MT1(-), G(-) 2N6071 A,B 2N6073 A,B 2N6075 A,B	V <sub>GT</sub>	—	1.4	2.5	Volts
*Holding Current (Either Direction) (Main Terminal Voltage = 12 Vdc, Gate Open, T <sub>J</sub> = -40°C) (Initiating Current = 1 A dc): 2N6071, 2N6073, 2N6075 2N6071 A,B, 2N6073 A,B, 2N6075 A,B (T <sub>J</sub> = 25°C) 2N6071, 2N6073, 2N6075 2N6071 A,B, 2N6073 A,B, 2N6075 A,B	I <sub>H</sub>	—	—	70 30 30 15	mA
Turn-On Time (Either Direction) (I <sub>TM</sub> = 14 A dc, I <sub>G</sub> = 100 mA dc)	t <sub>on</sub>	—	1.5	—	μs
Blocking Voltage Application Rate at Commutation @ V <sub>DRM</sub> , T <sub>J</sub> = 85°C, Gate Open, I <sub>TM</sub> = 5.7 A, Commutating dI/dt = 2.0 A/ms	dV/dt	—	5	—	V/μs

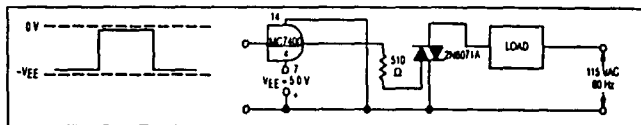
\*Indicates JEDEC Registered Data.

2N6071,A,B 2N6073,A,B 2N6075,A,B

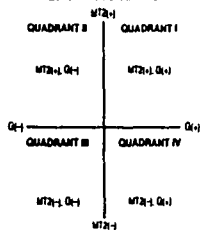
Type	I <sub>GT</sub> @ T <sub>J</sub>	QUADRANT (See Definition Below)			
		I mA	II mA	III mA	IV mA
Gate Trigger Current (Continuous dc) (Main Terminal Voltage = 12 Vdc, R <sub>L</sub> = 100 ohms)	2N6071	30	—	30	—
	2N6073	60	—	60	—
	2N6075	—	—	—	—
Maximum Value	2N6071A	5	5	5	10
	2N6073A	—	—	—	—
	2N6075A	20	20	20	30
	2N6071B	3	3	3	5
	2N6073B	—	—	—	—
	2N6075B	15	15	15	20

Indicates JEDEC Registered Data.

SAMPLE APPLICATION:  
TTL-SENSITIVE GATE 4 AMPERE TRIAC  
TRIGGERS IN MODES II AND III



QUADRANT DEFINITIONS



- Trigger devices are recommended for getting on Triacs. They provide:
1. Consistent practices built on parts
  2. Simplified assembly
  3. Fast turn-on times for faster, more efficient and reliable operation

For 2N6071, 2N6073, 2N6075

ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF RECOMMENDED  
INDIRECTIONAL SWITCHES

Usage	Overvoltage	Leakage Current	
Part Number	MS-B-4001	MS-B-8003	MS-B-100
V <sub>S</sub>	0.0 - 10 V	7.5 - 8.0 V	3.0 - 8.0 V
I <sub>S</sub>	350 µA Max	250 µA Max	100 - 400 µA
V <sub>G1</sub> - V <sub>G2</sub>	0.5 V Max	0.2 V Max	0.36 V Max
Temperature Coefficient	0.02%/°C Typ		

SENSITIVE GATE LOGIC REFERENCE

IC Logic Function	Polarity			
	I	II	III	IV
TTL	2N6071A Series	2N6071A Series		
HTL	2N6071A Series	2N6071A Series		
CMOS (Punch)	2N6071B Series			2N6071B Series
CMOS (Buffer)	2N6071B Series		2N6071B Series	
Quadrant Amplifier	2N6071A Series			2N6071A Series
Low Voltage Buffer	2N6071A Series			2N6071A Series

3-21  
3-54

2N6071,A,B 2N6073,A,B 2N6075,A,B

FIGURE 1 - AVERAGE CURRENT DERATING

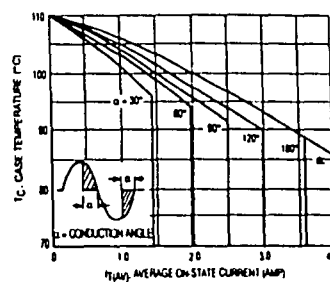


FIGURE 2 - RMS CURRENT DERATING

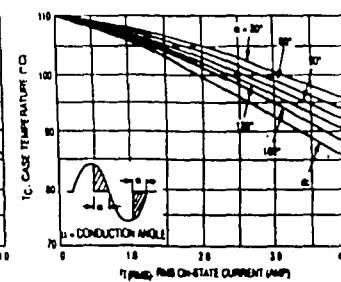


FIGURE 3 - POWER DISSIPATION

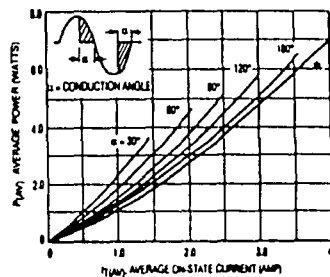


FIGURE 4 - POWER DISSIPATION

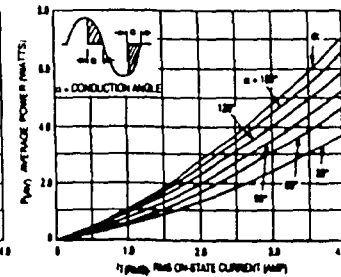


FIGURE 5 - TYPICAL GATE-TRIGGER VOLTAGE

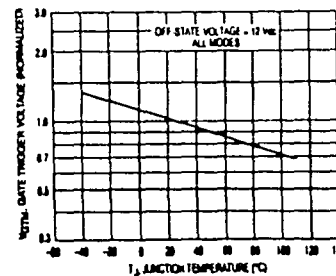


FIGURE 6 - TYPICAL GATE-TRIGGER CURRENT

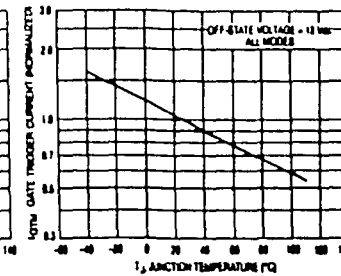




FIGURE 7 - MAXIMUM ON-STATE CHARACTERISTICS

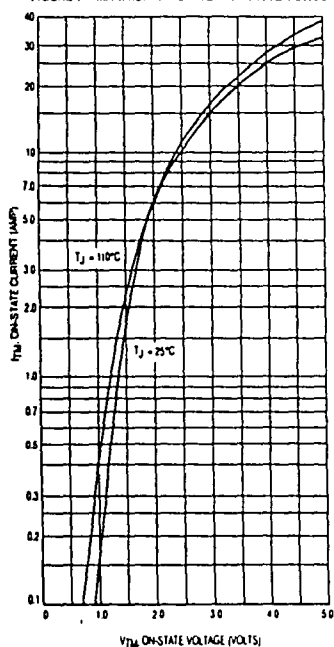


FIGURE 8 - TYPICAL HOLDING CURRENT

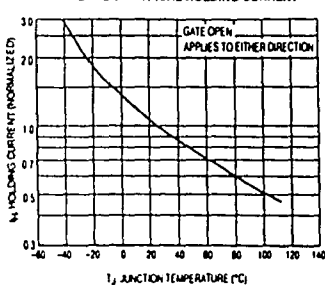


FIGURE 9 - MAXIMUM ALLOWABLE BURGE CURRENT

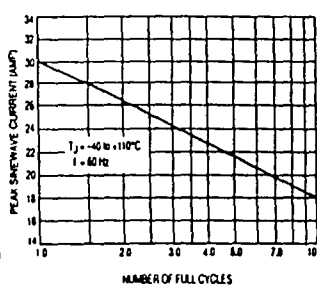
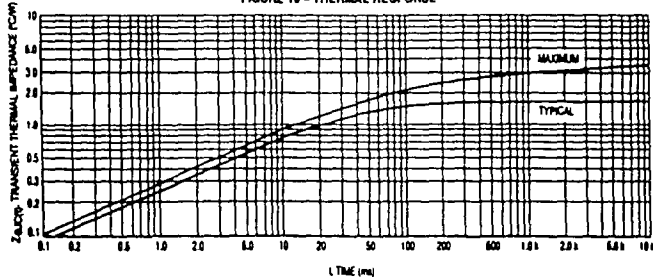


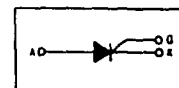
FIGURE 10 - THERMAL RESPONSE


**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA**
**Silicon Controlled Rectifiers**  
**Reverse Blocking Triode Thyristors**

PNPN devices designed for high volume consumer applications such as temperature, light, and speed control, process and remote control, and warning systems where reliability of operation is important.

- Passivated Surface for Reliability and Uniformity
- Power Rated at Economical Prices
- Practical Level Triggering and Holding Characteristics
- Flat, Rugged, Thermopad Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Recommended Electrical Replacement for C106

**2N62:**  
 thru  
**2N624**

 SCRs  
 4 AMPERES R  
 60 THRU 800 V
MAXIMUM RATINGS ( $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value
*Repetitive Peak Forward and Reverse Blocking Voltage <sup>(1)</sup> (1/2 Sine Wave) $R_{\theta JK} = 1000$ ohms, $T_C = -40$ to $+110^\circ\text{C}$	$V_{DFM}$ or $V_{RFM}$	50 100 200 400 800
*Non-repetitive Peak Reverse Blocking Voltage (1/2 Sine Wave) $R_{\theta JK} = 1000$ ohms, $T_C = -40$ to $+110^\circ\text{C}$	$V_{RSM}$	100 150 250 450 800
*Average On-State Current ( $T_C = -40$ to $+80^\circ\text{C}$ ) ( $T_C = +100^\circ\text{C}$ )	$I_{T(AV)}$	2.8 1.8
*Surge On-State Current (1/2 Sine Wave, 80 Hz, $T_C = +80^\circ\text{C}$ ) (1/2 Sine Wave, 1.5 ms, $T_C = +80^\circ\text{C}$ )	$I_{TSM}$	25 35
Circuit Fusing ( $t = 8.3$ ms)	$I^2t$	2.8
*Peak Gate Power (Pulse Width = 10 $\mu$ s, $T_C = 80^\circ\text{C}$ )	$P_{GM}$	0.5

<sup>1</sup>Indicates JEDEC Registered Data.

<sup>1</sup>  $V_{DFM}$  and  $V_{RFM}$  for all types can be applied on a continuous basis. Ratings apply for zero or negative gate voltage. However, voltage shall not be applied concurrently with negative potential on the anode. Blocking voltages shall not be tested with a core, because such that the voltage ratings of the devices are exceeded.



## 6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

The 4N35, 4N36 and 4N37 devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Current Transfer Ratio — 100% Minimum @ Specified Conditions
- Guaranteed Switching Speeds
- Meets or Exceeds all JEDEC Registered Specifications
- To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.

### Applications

- General Purpose Switching Circuits
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances
- Regulation Feedback Circuits
- Monitor & Detection Circuits
- Solid State Relays

### MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
<b>INPUT LED</b>			
Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	6	Volts
Forward Current — Continuous	I <sub>F</sub>	60	mA
LED Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C with Negligible Power in Output Detector Densite above 25°C	P <sub>D</sub>	120	mW
		1.41	mW/°C
<b>OUTPUT TRANSISTOR</b>			
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	30	Volts
Emitter-Base Voltage	V <sub>EB0</sub>	7	Volts
Collector-Base Voltage	V <sub>CB0</sub>	70	Volts
Collector Current — Continuous	I <sub>C</sub>	160	mA
Detector Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C with Negligible Power in Input LED Densite above 25°C	P <sub>D</sub>	160	mW
		1.78	mW/°C

### OUTPUT TRANSISTOR

Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	30	Volts
Emitter-Base Voltage	V <sub>EB0</sub>	7	Volts
Collector-Base Voltage	V <sub>CB0</sub>	70	Volts
Collector Current — Continuous	I <sub>C</sub>	160	mA
Detector Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C with Negligible Power in Input LED Densite above 25°C	P <sub>D</sub>	160	mW
		1.78	mW/°C

### TOTAL DEVICE

Isolation Source Voltage <sup>(1)</sup> (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V <sub>ISO</sub>	7600	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Densite above 25°C	P <sub>D</sub>	260	mW
		2.94	mW/°C
Ambient Operating Temperature Range <sup>(2)</sup>	T <sub>A</sub>	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range <sup>(2)</sup>	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T <sub>L</sub>	260	°C

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 6 and 8 are common.
2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions. Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

4N35\*

4N36

4N37

(CTR = 100% Min)

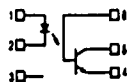
\*Motorola Preferred Device

STYLE 1 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE  
CASE 730A-04

SCHEMATIC



1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)<sup>(1)</sup>

Characteristic	Symbol	Min	Typ <sup>(1)</sup>	Max	Unit
<b>INPUT LED</b>					
Forward Voltage (I <sub>F</sub> = 10 mA)	V <sub>F</sub>	0.8	1.15	1.6	V
		0.8	1.3	1.7	
		0.7	1.05	1.4	
Reverse Leakage Current (V <sub>R</sub> = 6 V)	I <sub>R</sub>	—	—	10	μA
Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)	C <sub>J</sub>	—	18	—	pF

### OUTPUT TRANSISTOR

Collector-Emitter Dark Current (V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>A</sub> = 25°C) (V <sub>CE</sub> = 30 V, I <sub>A</sub> = 100°C)	I <sub>CEO</sub>	—	1	50	μA
		—	—	800	
Collector-Base Dark Current (V <sub>CB</sub> = 10 V)	I <sub>CBO</sub>	—	0.2	20	μA
		—	100	—	
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 1 mA)	V <sub>(BR)CEO</sub>	30	45	—	V
Collector-Base Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 100 μA)	V <sub>(BR)CBO</sub>	70	100	—	V
Emitter-Base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 100 μA)	V <sub>(BR)EBO</sub>	7	7.8	—	V
DC Current Gain (I <sub>C</sub> = 2 mA, V <sub>CE</sub> = 5 V)	h <sub>FE</sub>	—	400	—	—
Collector-Emitter Capacitance (f = 1 MHz, V <sub>CE</sub> = 0)	C <sub>CE</sub>	—	7	—	pF
Collector-Base Capacitance (f = 1 MHz, V <sub>CB</sub> = 0)	C <sub>CB</sub>	—	18	—	pF
Emitter-Base Capacitance (f = 1 MHz, V <sub>EB</sub> = 0)	C <sub>EB</sub>	—	8	—	pF

### COUPLED

Output Collector Current (I <sub>F</sub> = 10 mA, V <sub>CE</sub> = 10 V)	I <sub>C</sub> (CTR) <sup>(2)</sup>	10 (100)	30 (300)	—	mA (%)
		4 (40)	—	—	
		4 (40)	—	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage (I <sub>C</sub> = 0.8 mA, I <sub>F</sub> = 10 mA)	V <sub>CE(sat)</sub>	—	0.14	0.3	V
Turn-On Time	t <sub>on</sub>	—	7.6	10	μs
Turn-Off Time	t <sub>off</sub>	—	8.7	10	
Rise Time	t <sub>r</sub>	—	3.2	—	
Fall Time	t <sub>f</sub>	—	4.7	—	
Isolation Voltage (f = 60 Hz, t = 1 sec)	V <sub>ISO</sub>	7600	—	—	Vac(pk)
Isolation Current <sup>(4)</sup> (V <sub>I-O</sub> = 3660 Vpk)	I <sub>ISO</sub>	—	—	—	μA
(V <sub>I-O</sub> = 2500 Vpk)		—	—	—	
(V <sub>I-O</sub> = 1800 Vpk)		—	—	—	
Isolation Resistance (V = 800 V) <sup>(4)</sup>	R <sub>ISO</sub>	10 <sup>11</sup>	—	—	Ω
Isolation Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz) <sup>(4)</sup>	C <sub>ISO</sub>	—	0.2	2	pF

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical levels (where applicable).
2. Current Transfer Ratio (CTR) = I<sub>C</sub>/I<sub>F</sub> ± 100%.
3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 11.
4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 6 and 8 are common.

TYPICAL CHARACTERISTICS

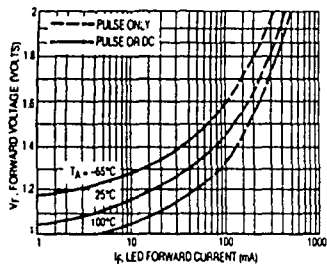


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

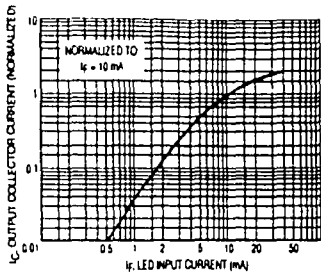


Figure 2. Output Current versus Input Current

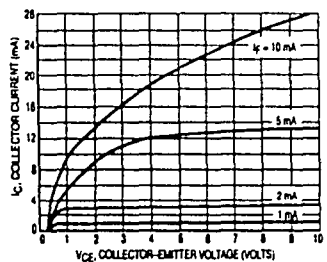


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

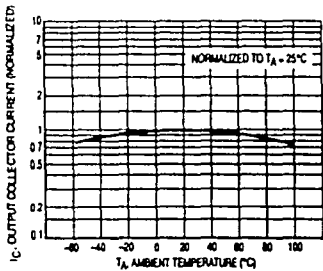


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

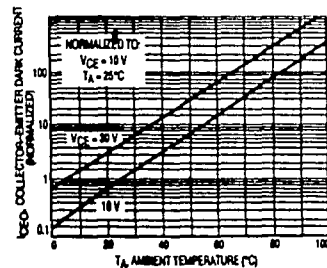


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

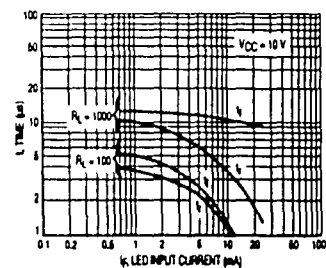


Figure 6. Rise and Fall Times (Typical Values)

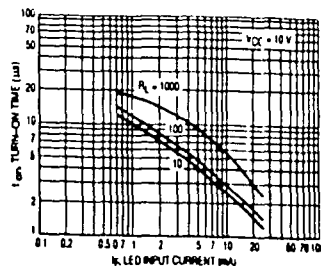


Figure 7. Turn-On Switching Times

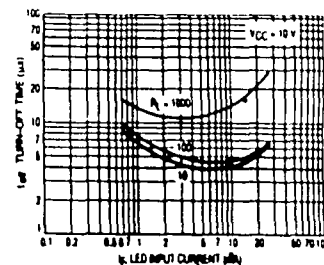


Figure 8. Turn-Off Switching Times

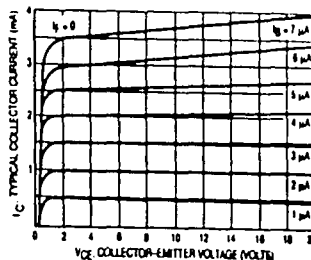


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

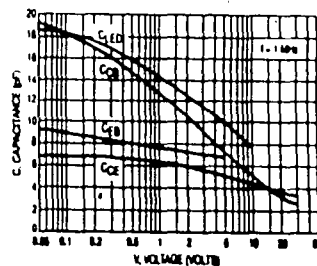


Figure 10. Capacitance versus Voltage

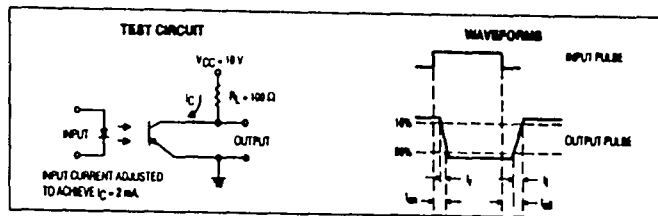


Figure 11. Switching Time Test Circuit and Waveforms

118

MOC119

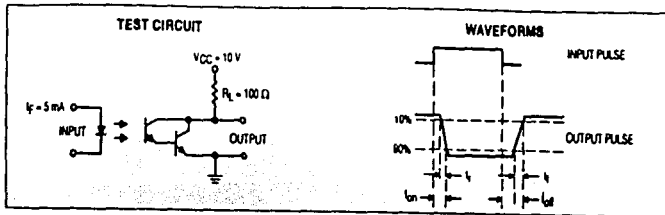


Figure 9. Switching Time Test Circuit and Waveforms

MOTOROLA  
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



6-Pin DIP Random-Phase  
Optoisolators Triac Driver Output  
(250 Volts Peak)

The MOC3010 Series consists of gallium arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to silicon bilateral switch and are designed for applications requiring isolated triac triggering, low-current isolated ac switching, high electrical isolation (to 7500 Vac peak), high detector standoff voltage, small size, and low cost.

To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.

Recommended for 115 Vac(rms) Applications:

- Solenoid/Valve Controls
- Lamp Ballasts
- Interfacing Microprocessors to 115 Vac Peripherals
- Motor Controls
- Static ac Power Switch
- Solid State Relays
- Incandescent Lamp Dimmers

MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	UNIT
--------	--------	-------	------

INFRARED EMITTING DIODE

Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	3	Volts
Forward Current — Continuous	I <sub>F</sub>	60	mA
Total Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	100	mW
Negligible Power in Transient			
Derates above 25°C		1.33	mW/°C

OUTPUT DRIVER

Off-State Output Terminal Voltage	V <sub>DRM</sub>	250	Volts
Peak Repetitive Surge Current (PW = 1 ms, 120 pps)	I <sub>TSM</sub>	1	A
Total Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	300	mW
Derates above 25°C		4	mW/°C

TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage <sup>(1)</sup> (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration)	V <sub>ISO</sub>	7500	Volts(rms)
Total Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	330	mW
Derates above 25°C		4.4	mW/°C
Junction Temperature Range	T <sub>J</sub>	-40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range <sup>(2)</sup>	T <sub>A</sub>	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range <sup>(2)</sup>	T <sub>stg</sub>	-40 to +180	°C
Soldering Temperature (10 s)	T <sub>L</sub>	260	°C

1. Isolation surge voltage, V<sub>ISO</sub>, is an internal device electric breakdown rating.

For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.

Preferred devices are Minicircuits recommended devices for future use and best overall value.

(Replaces MOC3008VD)

MOC3010  
(IFT = 10 mA (Max))  
MOC3011  
(IFT = 10 mA (Max))  
MOC3012\*  
(IFT = 0 mA (Max))

\* Motorola Preferred Device

STYLE 8 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE  
CASE 788A(8)

COUPLER SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE  
DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL

**MOC3010 MOC3011 MOC3012**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT LED</b>					
Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	0.05	100	$\mu\text{A}$
Forward Voltage ( $I_F = 10\text{ mA}$ )	$V_F$	—	1.15	1.5	Volts
<b>OUTPUT DETECTOR</b> ( $I_F = 0$ unless otherwise noted)					
Peak Blocking Current, Either Direction (Rated $V_{DRM}^{(1)}$ )	$I_{DRM}$	—	10	100	mA
Peak On-State Voltage, Either Direction ( $I_{TM} = 100\text{ mA Peak}$ )	$V_{TM}$	—	1.8	3	Volts
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Figure 7, Note 2)	$dV/dt$	—	10	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
<b>COUPLED</b>					
LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3 V(D))	$I_{FT}$	—	8	15	mA
			MOC3010	8	
			MOC3011	5	
			MOC3012	5	
Holding Current, Either Direction	$I_H$	—	100	—	$\mu\text{A}$

1. Test voltage must be applied within  $dV/dt$  rating.
2. This is static  $dV/dt$ . See Figure 7 for test circuit. Computing  $dV/dt$  is a function of the load-driving thyristor(s) only.
3. All devices are guaranteed to trigger at an  $I_F$  value less than or equal to max  $I_{FT}$ . Therefore, recommended operating  $I_F$  lies between max  $I_{FT}$  (15 mA for MOC3010, 10 mA for MOC3011, 5 mA for MOC3012) and absolute max  $I_F$  (80 mA).

**TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

$T_A = 25^\circ\text{C}$

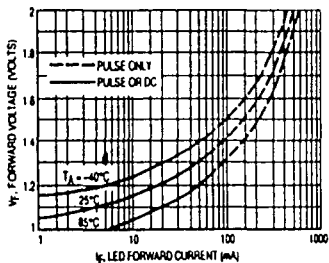


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

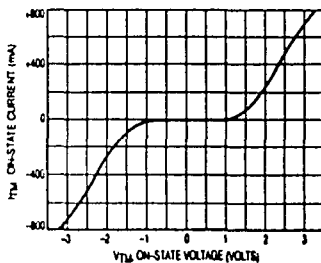


Figure 2. On-State Characteristics

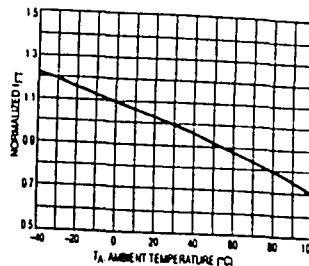


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

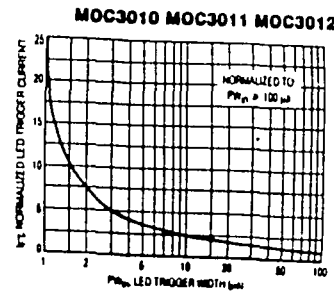


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

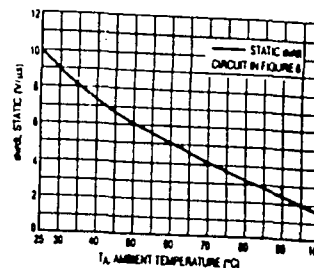


Figure 5.  $dV/dt$  versus Temperature

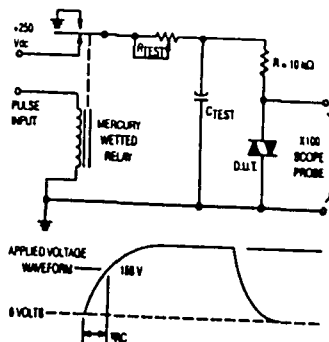


Figure 6. Static  $dV/dt$  Test Circuit

1. The mercury-wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
2. 100n scope probes are used, to allow high speeds and voltages.
3. The worst-case condition for static  $dV/dt$  is established by triggering the D.U.T. with a normal LED input current, then removing the current. The variable  $R_{TEST}$  allows the  $dV/dt$  to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dwell is then decreased until the D.U.T. stops triggering.  $V_{DC}$  is measured at this point and recorded.

120

NOTE: This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only. Additional information on the use of the MOC3010/3011/3012 is available in Application Note AN-780A.

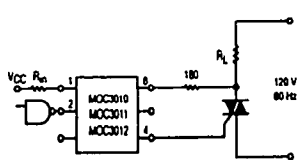
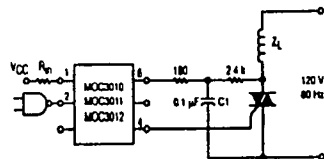
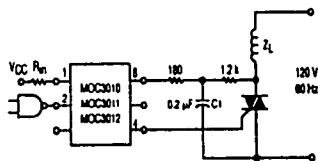


Figure 7. Resistive Load

Figure 8. Inductive Load with Sensitive Gate Triac  
( $I_{QT} < 15 \text{ mA}$ )Figure 9. Inductive Load with Non-Sensitive Gate Triac  
( $15 \text{ mA} < I_{QT} < 50 \text{ mA}$ )

## 6-Pin DIP Random-Phase Optoisolators Triac Driver Output (400 Volts Peak)

The MOC3020 Series consists of gallium arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to a silicon bi-lateral switch.

- To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option. They are designed for applications requiring isolated triac triggering.

Recommended for 115/240 Vac(rms) Applications:

- Solenoid/Valve Controls
- Lamp Ballasts
- Interfacing Microprocessors to 115 Vac Peripherals
- Motor Controls
- Static ac Power Switch
- Solid State Relays
- Incandescent Lamp Dimmers

### MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
<b>INFRARED EMITTING DIODES</b>			
Reverse Voltage	$V_R$	5	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	80	mA
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Triac Driver Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	100	mW
		1.33	mW/°C

### OUTPUT DRIVER

Off-State Output Terminal Voltage	$V_{DRM}$	400	Volts
Peak Repetitive Surge Current (PW = 1 ms, 100 pps)	$I_{TBM}$	1	A
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	300	mW
		4	mW/°C

### TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage <sup>(1)</sup> (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration)	$V_{ISO}$	7500	(Vavg)
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	330	mW
		4.4	mW/°C
Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range <sup>(2)</sup>	$T_A$	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range <sup>(2)</sup>	$T_{STG}$	-40 to +180	°C
Soldering Temperature (10 s)	$T_L$	350	°C

- Isolation surge voltage,  $V_{ISO}$ , is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 8 and 9 are common.
- Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.

Preferred devices are Motorola recommended processes for future use and best overall value.

**MOC3021**  
(IFT = 16 mA I<sub>FT</sub>)  
**MOC3022**  
(IFT = 16 mA I<sub>FT</sub>)  
**MOC3023\***  
(IFT = 8 mA I<sub>FT</sub>)

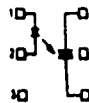
\* Motorola Preferred Device

STYLE 6 PLASTIC



STANDARD THRU-HOLE  
CASE 738A-04

SCHEMATIC



- ANODE
- CATHODE
- NC
- MAIN TERMINAL
- SUBSTRATE  
DO NOT CONNECT
- MAIN TERMINAL