ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

# PROTOTIPO DE REGULACION DE LA TEMPERATURA DE FLUIDOS MEDIANTE EL CONTROL DE LOS CAUDALES DE ENTRADA

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO
DE INGENIERO EN ELECTRONICA Y CONTROL

BOLIVAR PATRICIO ORTIZ TULCAN

NOVIEMBRE - 1991

CERTIFICACION

Certifico que esta tesis ha sido realizada en su totalidad por Bolívar Patricio Ortiz Tulcán.

Ing. Marco Barragán B.

AGRADECIMIENTO

Mi sincero agradecimiento a los señores Ing. Marco Barragán e Ing. Patricio Burbano por su valioso aporte en la dirección y realización de este trabajo.

A RIZITO

CONTENIDO

CAPITULO I : INTRODUCCION

1.1 Introducción 1.1

1.2 Enfoque del problema 1.5

1.3 Posibilidades de solución 1.8

1.4 Descripción general del trabajo 1.14

CAPITULO II : ANALISIS TEORICO DEL SISTEMA

2.1 Características generales del sistema 2.2

2.2 Diagramas de bloque 2.5

2.3 Modelos matemáticos 2.11

2.4 Compensación 2.13

2.5 Análisis de Estabilidad 2.14

CAPITULO III : DISEÑO DEL SISTEMA REAL

3.1 Fuentes y circuitos generales 3.5

3.2 Circuitos electrónicos especiales 3.16

3.3 Sistema sensor de temperatura 3.23

3.4 Actuador 3.40

3.5 Interfaces 3.51

CAPITULO IV : RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1 Pruebas de laboratorio 4.1

4.2 Características del sistema 4.12

4.3 Análisis comparativo con los resultados teóricos 4.20

4.4 Extensión a otras aplicaciones 4.23

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 5.1

ANEXOS

A. Tablas

B. Especificaciones del equipo

C. Diagramas constructivos

D. Prácticas de Laboratorio

E. Memoria técnica

BIBIOGRAFIA

# CAPITULO I

## INTRODUCCION

1.1 INTRODUCCION

1.2 ENFOQUE DEL PROBLEMA

1.3 POSIBILIDADES DE SOLUCION

1.4 DESCRIPCION GENERAL DEL TRABAJO

# C A P I T U L O I

## INTRODUCCION

### 1.1 Introducción

El presente trabajo aborda un tema de indudable importancia en el cotidiano desarrollo de la humanidad, esto es el control autónomo de un dispositivo para efectuar una función específica.

El automatismo ha tenido en los últimos tiempos un avance sostenido en todos los campos técnicos, en las más diversas actividades humanas.

Si bien esto ha contribuido al adelanto tecnológico de los pueblos, no es menos cierto que ha tenido no pocos detractores, por su influencia negativa en el campo social: de hecho cada automatismo disminuye el campo de

trabajo para el hombre, cada industria automatizado en alto grado implica cientos, miles de brazos innecesarios, relegados a un papel secundario o completamente nulo.

Sin embargo, de una o de otra manera, los efectos secundarios del avance tecnológico y el automatismo de procesos son positivos y benefician a la sociedad en general, a unos más que otros, pero en algún momento cada hombre aprovecha de estos procesos.

Así, la importancia de los sistemas automáticos de control aumenta en la misma medida en que los conocimientos científicos y tecnológicos se han puesto al alcance de todos los hombres.

Efectivamente ya casi no es posible imaginar un proceso en el cual no se puedan aplicar los principios del control automático.

La versatilidad de las tecnologías desarrolladas permite adaptar técnicas logradas a una interminable gama de procesos industriales, económicos e inclusive a fenómenos sociales.

El fundamento, sin embargo, no es nuevo. La realimentación de la información, el cerrar el "lazo" entre la causa y el efecto para conocer si se está obteniendo lo deseado es algo tan obvio que el hombre ha

utilizado esto quizá desde su aparición en la tierra. Se entiende desde luego que el hombre, con sus sentidos y su accionar participaba en el proceso. Lo nuevo, lo revolucionario, es obviar acción humana alguna y dejar que "los sistemas trabajen solos", dejar que actúen según los requerimientos específicos.

En este orden de cosas, el presente trabajo aplica la teoría del control automático en la construcción de un sistema autónomo de control de temperatura. No se trata de un profundo análisis teórico, lo cual sería infructuoso, sino más bien de plasmar buena parte de los conocimientos adquiridos en un prototipo que trabaje aceptablemente, dentro de las limitaciones dadas por las características de sus componentes mecánicos, eléctricos y electrónicos.

Este trabajo no tendría importancia si no diera como resultado un sistema suficientemente compacto y versátil que a la par que permita el análisis teórico fundamental del fenómeno, demuestre que su implantación práctica cae dentro de los parámetros y límites esperados.

Su esperada aplicación en el Laboratorio de Control de Procesos en Tiempo Real de la Facultad ha hecho que se tenga un especial cuidado en su diseño y construcción, dotándole de variadas posibilidades y cierta flexibilidad para su mejor utilización en las prácticas, habiendo

seguido, en lo posible, una técnica "modular" de diseño y construcción.

Con estos objetivos, se ha realizado el presente trabajo con la siguiente estructura:

En el Capítulo I se presenta la Introducción al tema desde un punto de vista general, práctico y cualitativo. Se enfoca el problema del control automático haciendo referencia específica a la variable temperatura y se describen algunos métodos posibles de solución a la problemática planteada. Finalmente se tiene una descripción general del prototipo indicando sus principales características.

El Capítulo II hace relación al campo teórico del sistema. Constituye una aplicación directa de la Teoría del Control Automático al caso estudiado. Se ha realizado tomando en cuenta las características aproximadas de los elementos reales que conforman el sistema y que en general presentan alinealidades. Se incluyen los respectivos análisis de compensación y estabilidad.

El Capítulo III constituye la esencia del trabajo, pues aquí se diseñan los componentes del sistema físico, se hacen las correspondientes mediciones, comparación de resultados, y se toman las decisiones del caso conforme se va avanzando en la construcción del prototipo, ya sea

en lo relativo a partes mecánicas o circuitos eléctricos y electrónicos.

En el Capítulo IV se describen las pruebas de laboratorio y los resultados obtenidos. Se tiene un resumen de las características del equipo finalmente construido, y se hacen notar las diferencias entre los campos teórico y real. Se esquematizan también otras aplicaciones para las que podría usarse el prototipo.

Finalmente se presentan recomendaciones y conclusiones del trabajo desarrollado en orden a tener una verdadera aplicación ya sea en el Laboratorio o en cualquier proceso industrial.

Los anexos proveen de información sucinta del equipo construido, tablas de referencia y se definen dos prácticas de laboratorio para los cursos de Control Automático.

## 1.2 Enfoque del Problema

El problema propuesto, y que se propone solucionar con este trabajo, es concretamente la regulación de temperatura de un líquido, para superar la variación de las características de los componentes físicos del sistema, como pueden ser: variación del caudal, de la presión, variación de la temperatura en uno de los

fluidos o en ambos, viscosidad de los fluidos, etc. Lo anotado amerita entonces el diseño de un sistema realimentado para eliminar esos efectos, o al menos disminuirlos hasta límites apropiados.

Así, se detallan a continuación varios factores reales inmersos en el problema de fondo:

1.- Características del fluido empleado
   - Viscosidad
   - Variación del $C_P$ con la temperatura
   - Forma de calentar el fluido
   - Forma de evitar pérdidas caloríficas

2.- Propiedades térmicas de los componentes
   - Efectos de dilatación térmica
   - Conductividad térmica
   - Variación de propiedades eléctricas

3.- Tiempos de respuesta
   - Del elemento sensor de temperatura.
   - Del actuador

4.- Coordinación entre los elementos electrónicos y mecánicos. Precisión en componentes mecánicos.

5.- Un diseño modular. Es decir que el equipo se componga de módulos electrónicos, mecánicos y

electromecánicos de manera que su montaje sea relativamente sencillo y su reemplazo, en caso de daño, sea más fácil al conocer exactamente la función de cada módulo.

6.- Alternativas de trabajo.

Ya que se trata de un prototipo para uso en el Laboratorio, a más de la reproductibilidad confiable del experimento, debe adaptarse de una manera cómoda y con pocos cambios a otros experimentos.

7.- Consideraciones energéticas.

La cantidad de energía empleada para el calentamiento del fluido es representativa lo que obliga a diseñar un medio de aislamiento térmico y de ser posible hacerlo recircular.

En general la problemática del control de la temperatura implica procesos de intercambio de energía calorífica, en los que se deben considerar las pérdidas por conducción y radiación.

En este trabajo, por razones prácticas, la acción del prototipo se circunscribe a conseguir el control de la temperatura del agua desde 20 a 80 °C aproximadamente.

## 1.3 Posibilidades de solución.

Se presenta una relación sucinta de los principales aspectos que, de manera general, describen las posibilidades de solución a la problemática planteada.

Se encontrará una relación más elaborada en las partes pertinentes del Capítulo III, donde se particulariza sobre la opción más viable que se elija para incorporarla al diseño y construcción del prototipo.

A). Para el proceso de control de la temperatura se tienen, entre otras, las siguientes alternativas:

1.- Una primera opción consiste en controlar directamente la fuente energética (C) que provee el calor y el consiguiente aumento de la temperatura del fluido, manteniendo constante el caudal, representado en la Fig. 1.1

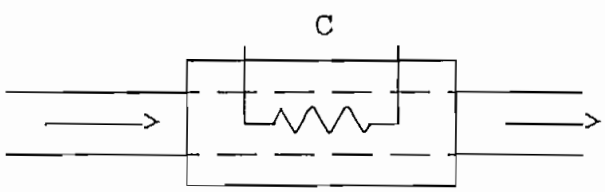



**Fig. 1.1** Control directo de temperatura

En este caso basta únicamente un ducto. En el modo más simple, un elemento de tipo resistivo, como una niquelina, se pone directamente en contacto con

el fluido y se alimenta con tensión de potencia variable según la temperatura deseada. El problema se reduce entonces al control de potencia en a.c.

Este tipo de control es directo y versátil. El rango de la temperatura controlada dependerá de la máxima disipación del elemento resistivo y del caudal empleado. La ventaja principal radica en que el sistema de control tiene exclusivamente componentes eléctricos, pudiendo usarse elementos estáticos; no se emplean elementos mecánicos móviles como se verá en otros casos, lo que siempre conlleva complicaciones de orden técnico-práctico.

2.- Si la fuente de energía calorífica C no es susceptible de una variación relativamente fácil, se puede entonces modificar el caudal del fluido circulante, de manera que se consiga la variación correspondiente de su temperatura, como lo indica la Fig. 1.2.

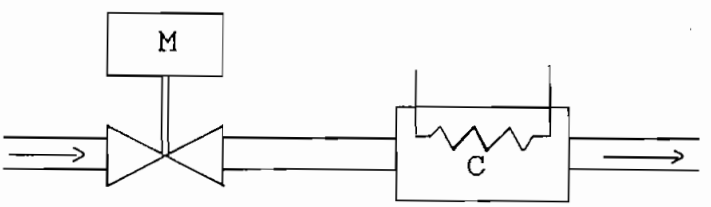



**Fig. 1.2** Control de temperatura de un líquido por variación de su caudal.

Obviamente el inconveniente a primera instancia es que se obtienen diferentes caudales a diferentes temperaturas. Es necesario un servomotor M acoplado a una válvula que controle el caudal, es decir que aparecen elementos mecánicos.

3.- Si se tiene el fluido a dos temperaturas, "fría" A y "caliente" B, como se indica en la Fig. 1.3. Se obtiene una mezcla en proporciones adecuadas para que dé una temperatura determinada C, dentro del rango comprendido entre esas temperaturas, . Es el caso de los intercambiadores de calor, muy usados en la práctica y que es objeto del presente trabajo.

Cada uno de los fluidos pasa a través de una válvula que regula su caudal. Las válvulas son accionadas por el motor M, ya sea en forma independiente, es decir un motor por válvula, o en su defecto mediante un sistema de engranajes con la utilización de un solo motor.

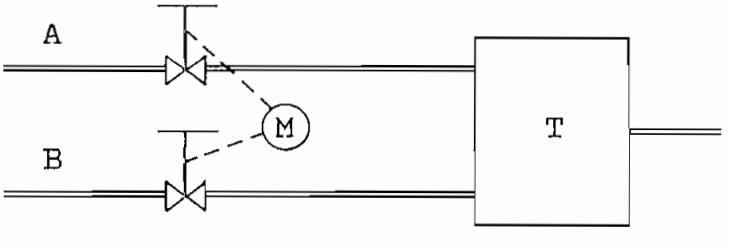



**Fig. 1.3** Control de temperatura mediante variación de los caudales.

Al tener un solo motor es deseable que las válvulas tengan una "simetría" de caudal en las diferentes posiciones de apertura.

En este caso es necesario contar con el "tanque mezclador" T, en el cual los fluidos caliente y frío intercambien calor hasta dar como resultado una mezcla homogénea a una temperatura requerida. Como una consecuencia de ello se produce en el proceso un tiempo adicional de retardo en la respuesta del sistema.

B). Por otra parte los factores de orden práctico inmersos en la problemática general del presente trabajo tienen las siguientes posibilidades de solución:

1.- Según el tipo de fluido que se usa, los ductos, válvulas y forma de control será diferente. En el caso de los gases todo el mecanismo debe ser completamente hermético, y se emplean válvulas de escape para el caso de que se produzcan presiones excesivas.

Al trabajar con líquidos puede ser del caso utilizar materiales anticorrosivos, válvulas especiales, etc., según las características de los mismos. Particularizando, para el caso del agua, se

tiene las opciones de usar acero inoxidable, pinturas epóxicas, tubería de cobre, mangueras de material sintético, teniendo en cuenta la temperatura que deben soportar.

Para calentar el líquido básicamente se tienen dos posibilidades. La una consiste en calentar el líquido en su propio reservorio para obtener una temperatura estable aún cuando el caudal sea variable. La segunda alternativa sería calentar el líquido únicamente al entrar a la válvula de control, en cuyo caso la temperatura obtenida dependerá del caudal.

2.- Para minimizar la disipación del calor en el ambiente, se usan recubrimientos especiales en las partes críticas. Puede usarse lana de vidrio, asbesto, etc. Por otra parte el cobre es recomendable por tener un coeficiente de conductividad térmica bajo con respecto a otros metales.

3.- Para tener una respuesta de tiempo adecuada se usan sensores de temperatura de semiconductor cuyas características son muy adecuadas para el objetivo deseado. En general, si se sumerge el dispositivo sensor en el seno del líquido se tendrá una buena respuesta de tiempo.

4.- Para dotar de cierta flexibilidad a los acoples mecánicos se usa un sistema de "pasadores" por manera que los diferentes dispositivos adaptan su posición entre sí dentro de un margen apropiado de "juego".

5.- Cada subsistema del conjunto debe ser implantado de manera independiente. Lo que se debe hacer entonces es subdividir el sistema adecuadamente para que se realicen las pruebas por separado. Al integrar el conjunto las "uniones", en lo posible, no deben ser fijas.

En la parte eléctrica y electrónica significa que se hacen las interconexiones entre los componentes con cables tipo banana o plug, al igual que tarjetas de circuitos impresos con funciones específicas.

6.- Para optar por diferentes modos de trabajo, además de lo anterior, es necesario definir claramente cada uno de los subsistemas eléctricos o mecánicos en lo relativo a condiciones extremas de funcionamiento, y que el diseño del nuevo conjunto, y en particular de los nuevos elementos a integrarse en él, se adapte a las características actuales del equipo.

7.- Como fuente energética se usa básicamente la energía eléctrica, aunque no se descartaría la utilización de fuentes alternativas como pueden ser la energía solar, un calentador a gas, etc.

## 1.4 Descripción general del trabajo.

El prototipo construído se esquematiza en la Fig. 1.4, siendo sus componentes fundamentales los siguientes:

Dos tanques reservorios (1) para el agua que cuentan con una entrada general (2) y visores de nivel (3) individuales. Uno de los tanques posee un dispositivo (4) para calentar su contenido.

Los líquidos van a través de los ductos (6) hacia un sistema formado por 2 válvulas (7) acopladas a engranajes (8) que permite el movimiento simultáneo del conjunto.

Un motor de baja velocidad (9) se encarga de accionar el sistema de engranajes permitiendo la apertura y cierre de las válvulas.

En el tanque mezclador (10) los líquidos, que ingresan a temperaturas diferentes, forman una mezcla homogénea (11) que sale por la cañería (12) a la

temperatura deseada. El dispositivo (13) facilita la mezcla de los fluidos al hacer girar una veleta en el seno del tanque.

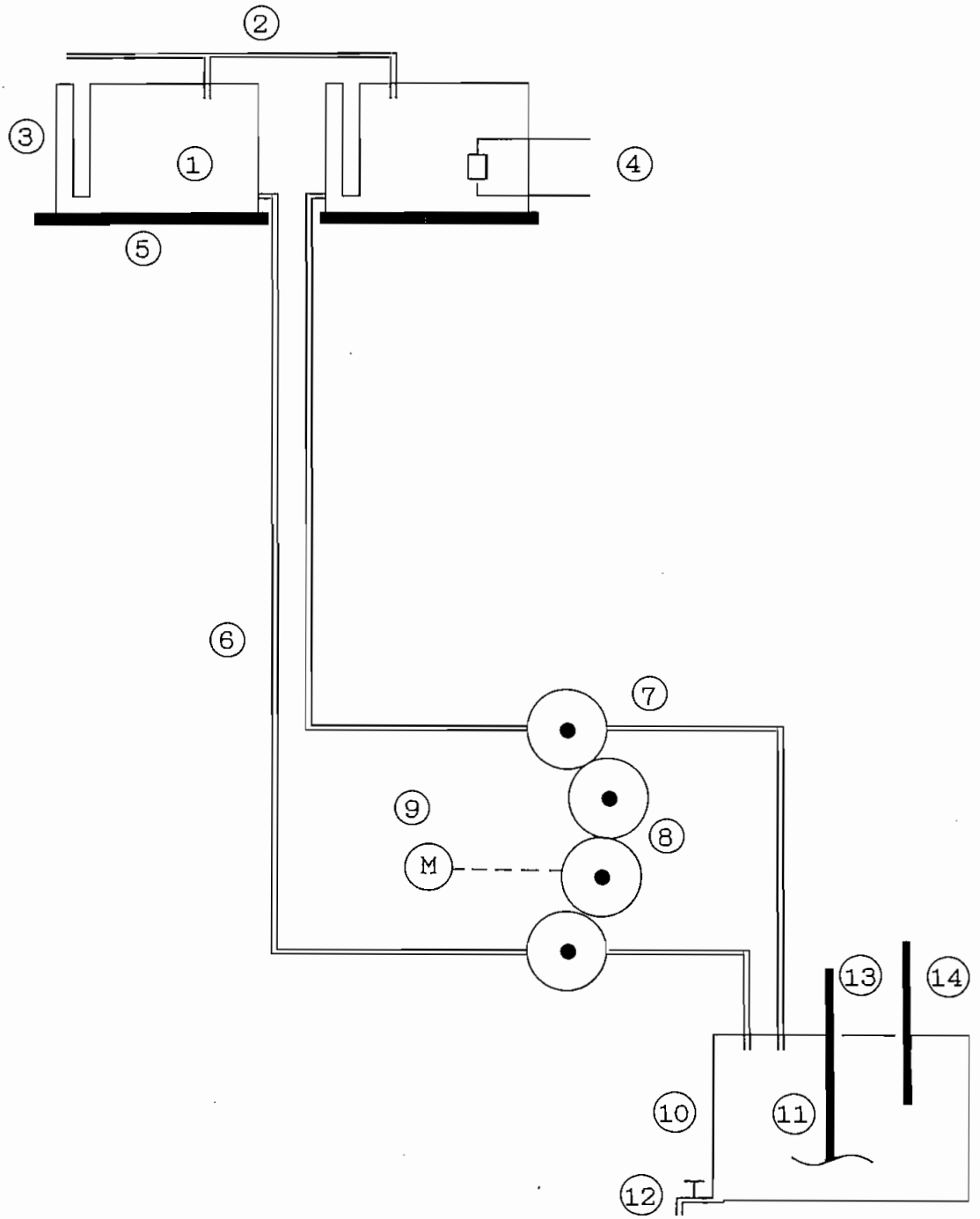



**Fig. 1.4** Diagrama general del prototipo

Desde el punto de vista eléctrico y electrónico se involucran los siguientes circuitos:

a). Circuito que permite obtener la fuente regulada que provea los diferentes voltajes requeridos.

b). Circuito para el sensor de temperatura que acondicione su señal y permita aplicarla al circuito de control.

c). Circuito de control para el motor de accionamiento de las válvulas que en definitiva constituyen el elemento final de control.

d). Circuitos varios de amplificación, compensación, realimentación, etc.

e). Circuito para el motor del mezclador.

f). Circuito para el calentamiento del agua en uno de los reservorios.

# CAPITULO II

## ANALISIS TEORICO DEL SISTEMA

2.1 CARACTERISTICAS GENERALES DEL SISTEMA

2.2 DIAGRAMAS DE BLOQUE

2.3 MODELOS MATEMATICOS

2.4 COMPENSACION

2.5 ANALISIS DE ESTABILIDAD

5.- Examinar las soluciones y las suposiciones. Particularizar los resultados en caso necesario.

6.- En base de los resultados obtenidos se procede a hacer un nuevo análisis o se pasa a diseñar el sistema real.

En este trabajo se sigue este procedimiento descrito a fin de obtener un conjunto de valores, datos y criterios que serán útiles en las siguientes etapas del mismo.

## 2.1 Características generales del sistema

Para el análisis teórico del sistema se presenta en principio una relación entre el sistema físico real y un sistema de control automático general, mediante el siguiente esquema:

a).- Descripción en grandes bloques (físicos) del sistema.

b).- Relación de cada bloque físico con un bloque específico de un sistema de control automático.

c).- Comparación entre un sistema ideal de control con el que se está estudiando y construyendo.

La figura 2.1 presenta una estructura simplificada

del sistema descrito en el capítulo anterior, incluyendo sus partes fundamentales.

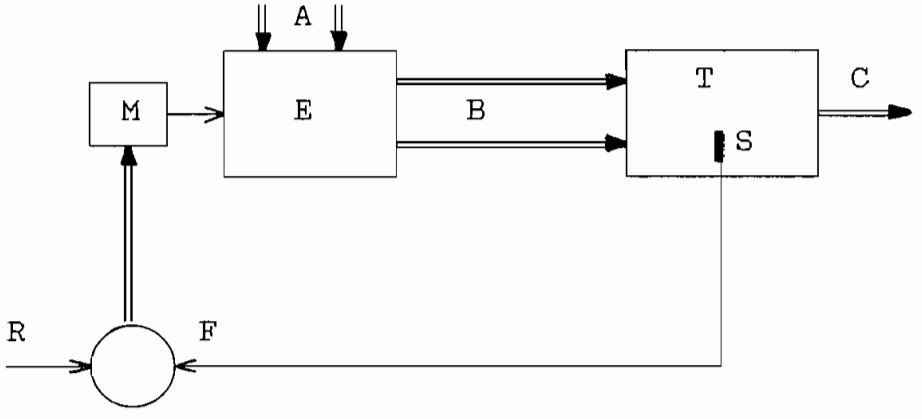



**Fig. 2.1** Representación del sistema "físico". A caudales de entrada, B caudales controlados, E engranajes y válvulas, T tanque mezclador, M motor DC, C caudal salida, S sensor de temperatura, R temperatura deseada, F comparador.

Seguidamente, la figura 2.2 representa el sistema indicando los componentes fundamentales desde el punto de vista del control por realimentación.

En el esquema aparece la temperatura $t_3$, que es la variable a ser controlada.

Se tiene el lazo de realimentación a través del sistema sensor de temperatura. Su señal se compara con la referencia y se adoptan las acciones de control correspondientes en el controlador, el que dirige la operación del motor y válvulas que hacen de elemento final de control.

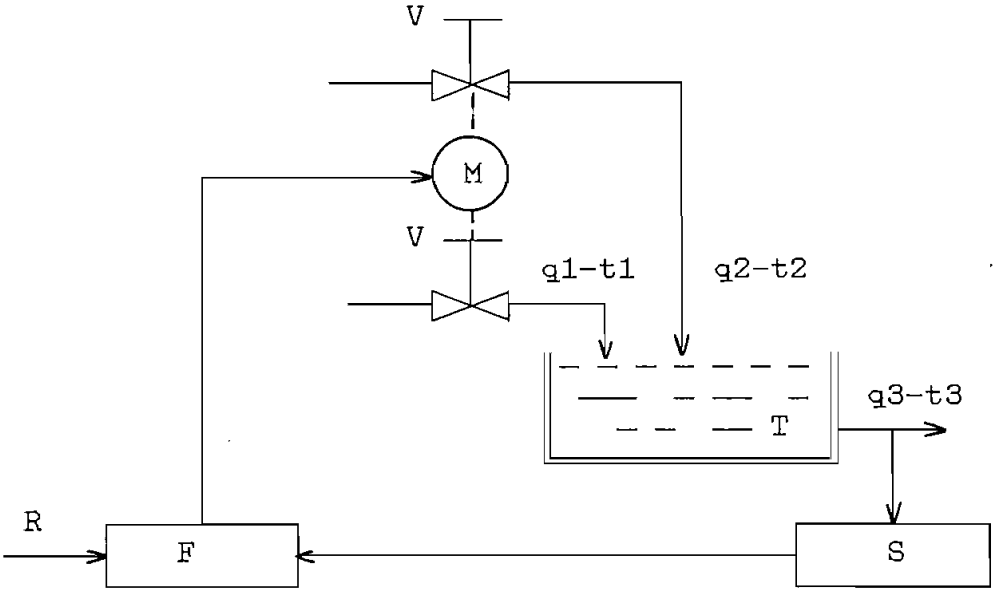



**Fig.2.2** Diagrama básico de la planta, .q1 y q2 caudales de entrada a temperaturas t1 y t2, T mezclador, F controlador, S sensor de temperatura, V válvulas (actuador), M motor, R temperatura de referencia.

En el siguiente paso se representa el sistema ya más o menos completo y en una manera ortodoxa, como en la figura 2.3.

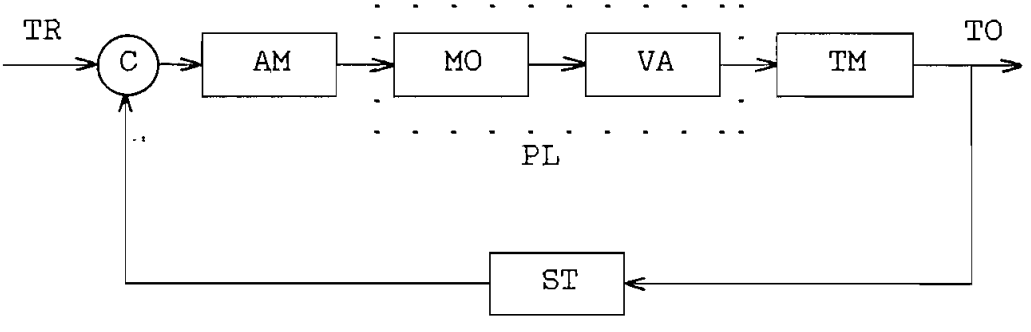



**Fig. 2.3.** Sistema de control resultante general.
TR temperatura de ref. (entrada del sistema)
TO temperatura obtenida (salida del sistema)
C comparador, AM amplificador, MO motor DC
VA válvulas, TM tanque mezclador,
ST realimentación de temperatura.
PL planta del sistema.

El sistema toma una forma genérica de un sistema de control automático con realimentación, el que tiene una señal de entrada o referencia del sistema, la planta, y una señal de realimentación desde la salida del sistema al comparador.

## 2.2 Diagramas de bloques

Para continuar con el análisis del sistema, primero se dirá que la representación matemática de un sistema se basa en el conocimiento de las relaciones matemáticas válidas para todos y cada uno de sus componentes.

Cada componente es representado desde el punto de vista matemático por su función de transferencia.

**Definición.-** La función de transferencia para un elemento lineal, componente o sistema, puede definirse como el cociente de la transformada de Laplace de la respuesta entre la transformada de la señal, con la suposición de que todas las condiciones iniciales con cero.

La función de transferencia de un elemento particular puede obtenerse usando los siguientes pasos:

a).- Establecer las ecuaciones apropiadas que definan el comportamiento del elemento.

b). Hallar la transformada de Laplace de estas ecuaciones suponiendo que todas las condiciones iniciales son cero.

c). Formar la relación salida C(s) a la entrada R(s) como:

$$F(s) = \frac{C(s)}{R(s)} \tag{2.1}$$

Un diagrama de bloque es la representación de un elemento mediante su función de transferencia como lo indica la figura 2.4.

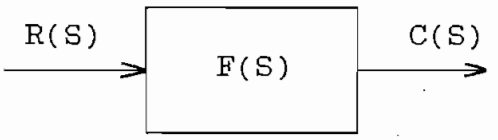



**Fig. 2.4** Diagrama de bloque de un componente del sistema.

El conjunto de los diagramas de bloque individuales interconectados entre sí da como resultado el diagrama de bloques del sistema en estudio. El diagrama total se presenta en la figura 2.5.

A partir de este diagrama se obtienen las relaciones matemáticas del sistema, y utilizando técnicas de simplificación apropiadas para los diagramas de bloques se llegará a tener la descripción matemática del sistema.

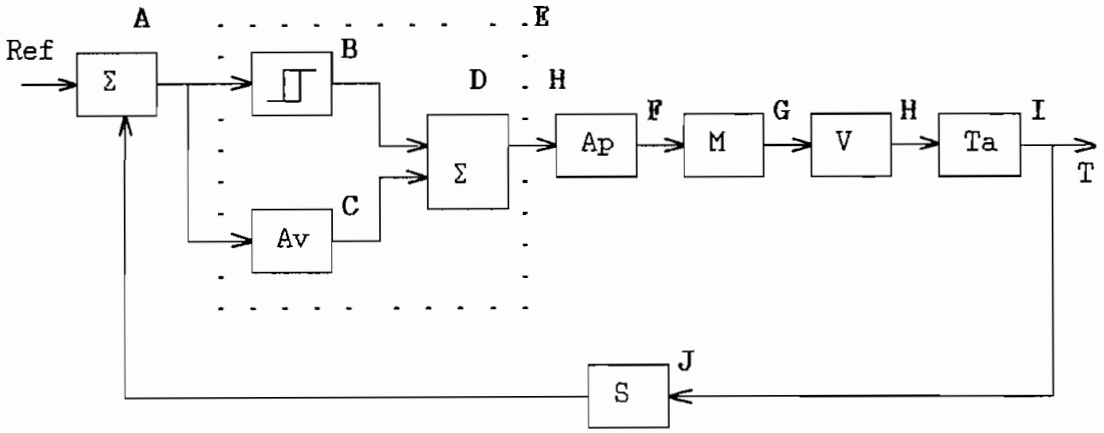



**Fig. 2.5** Diagrama en bloques total del sistema

Ref. referencia de temperatura
A Comparador, B comparador con saturación,
C seguidor de tensión, D sumador,
E acondicionador o preamplificador
F amplificador de potencia, G motor DC
H sistema de válvulas y piñones,
I tanque mezclador, J sensor temperatura
T temperatura resultante

**Funciones de transferencia y diagrama de bloques**

A continuación se desarrollan las funciones de transferencia de cada uno de los componentes del sistema indicados en la figura 2.5

**Bloque E :** Se compone de tres elementos. El bloque **B** produce una señal positiva o negativa, dependiendo del signo de la tensión que representa el error del sistema. El bloque **D** es un seguidor de tensión y el **C** un sumador de manera que la relación salida - entrada ideal del conjunto viene a ser la representada en la figura 2.6.

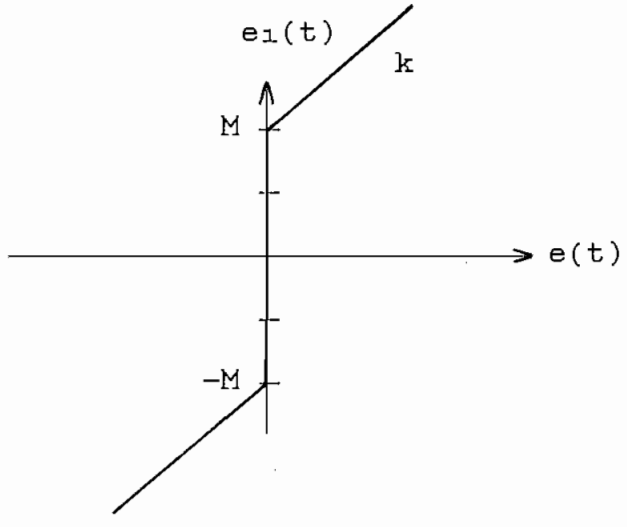



**Fig. 2.6** Relación entrada-salida ideal del bloque E

En el diseño real habrá que tomar en cuenta que es necesario una pequeña histéresis al rededor del punto e(t)=0 para permitir que con señales suficientemente pequeñas de error el sistema no modifique su estado.

Por tratarse de un elemento no lineal, se debe emplear la función descriptiva en lugar de la función de transferencia. La función descriptiva para el caso presente esta dada por la relación:

$$N = k + 4M / \pi \qquad (2.2)$$

donde : N : función descriptiva

k : pendiente de las rectas

M : ordenada en el origen

**Bloque F** : Representa el circuito amplificador de potencia. La relación entrada - salida se indica en la figura 2.7.

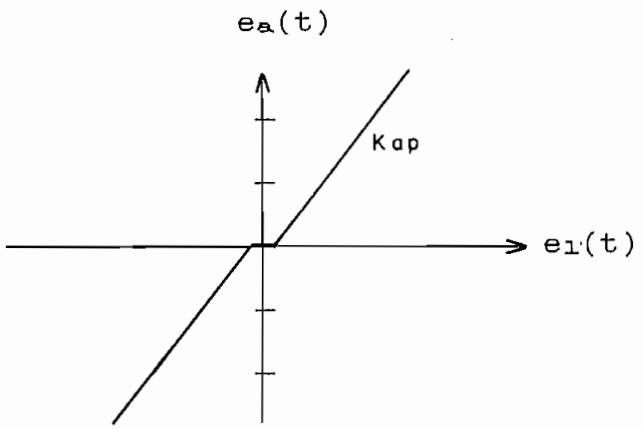



**Fig. 2.7** Relación entrada-salida del bloque F

Se presenta una pequeña zona muerta. El elemento igualmente presenta una alinealidad, sin embargo se podría despreciarla por su magnitud con relación a los valores de las demás tensiones. Por lo tanto la función de transferencia estaría dada por una constante $K_{ap}$.

$$F(s) = K_{ap} \tag{2.3}$$

**Bloque M** : Representa al motor DC, controlado por campo. Su función de transferencia para la velocidad de salida tomando en cuenta la relación de engranajes Kn es:

$$\frac{\Omega(S)}{Ea(S)} = \frac{Km.Kn}{(TmS + 1)} \tag{2.4}$$

**Bloques H - I** : Se compone de las válvulas que regulan el caudal de cada líquido. Considerando que en la zona de

trabajo los caudales varían en forma lineal en función del ángulo de apertura de las válvulas, se obtiene la función de transferencia para la temperatura en función de la velocidad de los piñones de las válvulas:

$$\frac{\tau(S)}{\Omega(S)} = \frac{Kt}{S} \qquad (2.5)$$

**Bloque J :** Representa el factor multiplicativo para la realimentación de la temperatura, por lo que su función de transferencia es simplemente una constante Kh.

$$\frac{H(S)}{\tau(S)} = Kh \qquad (2.6)$$

Con el propósito de simplificar el análisis, se considera que las etapas de preamplificación y de amplificación de potencia dan al sistema una ganancia en el camino directo Av, esto es, sin considerar la zona muerta, con lo que se llega al diagrama de la figura 2.8.

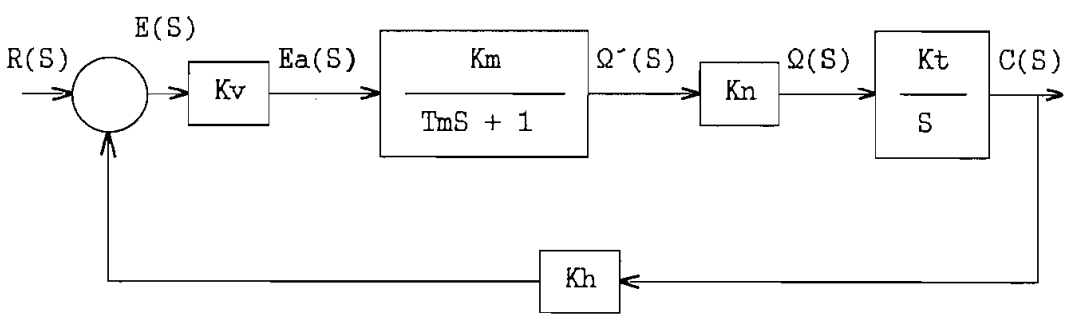



**Fig. 2.8** Diagrama de bloques del sistema

Simplificando, se tiene el diagrama de la figura 2.9

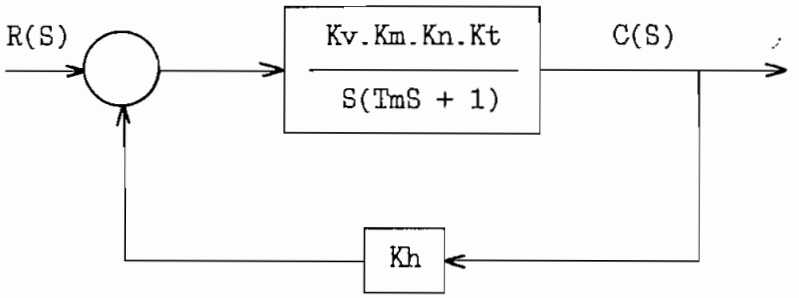



**Fig. 2.9** Diagrama simplificado

Finalmente, se llega a la relación :

$$G(S) = \frac{K}{S(aS + 1)} \tag{2.7}$$

que nos indica que la función de transferencia de la planta del sistema.

## 2.3 Modelos Matemáticos.

En este numeral, y con las relaciones obtenidas en la parte anterior, se procede a modelar el sistema para que pueda ser objeto de una simulación en un computador analógico.

De la relación 2.6 , que es igual a C(S) / E(S),

$$C(s) \cdot S \cdot (aS + 1) = K\ E(S) \tag{2.8}$$

$$a\ \ddot{c}(t) + \dot{c}(t) = K\ e(t) \tag{2.9}$$

A su vez, e(t), es la señal de error del sistema

## 2.4 Compensación

El objetivo de la compensación en un sistema de control automático, es proveer del ajuste necesario para obtener las especificaciones de funcionamiento adecuadas y que básicamente se refieren a la exactitud, estabilidad relativa y velocidad de respuesta.

Una de las posibilidades de compensación es modificar la ganancia del sistema. Para ello se elige un punto de mínima energía, en el camino directo.

En este caso, ese punto de mínima energía, es decir un punto en el cual el compensador disipe la menor cantidad de energía, es el punto P de la figura 2.11, donde las tensiones relativamente pequeñas.

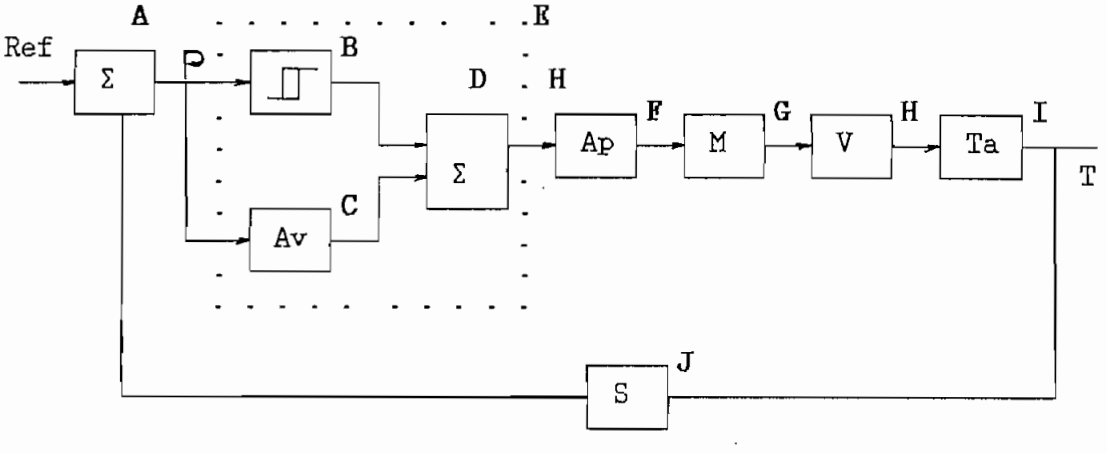



**Fig. 2.11** Ubicación de la compensación.

Se tiene una segunda posibilidad de ubicar la compensación dentro del bloque E. Este se compone, como indica la figura 2.11, de un bloque D que es un seguidor de tensión, pero que con una ligera modificación puede convertirse en un amplificador de ganancia K variable.

En el sistema en estudio se emplean etapas de ganancia variable de manera que pueda utilizarse este tipo de compensación.

Por otro lado, debido a la característica no lineal del sistema motor-piñones, se ha visto necesaria la introducción de una compensación no lineal con el objeto de linealizar el sistema.

La compensación no lineal es de la forma indicada en la figura 2.6 , pero con una banda de histéresis, y cuyo diseño se presenta en el Capítulo III.

## 2.5 Análisis de estabilidad

Para el análisis de estabilidad, y una vez que se ha colocado en el sistema una compensación tendiente a linealizar el mismo, y como una de las maneras de determinar sus efectos, se parte del análisis del lugar geométrico de las raíces.

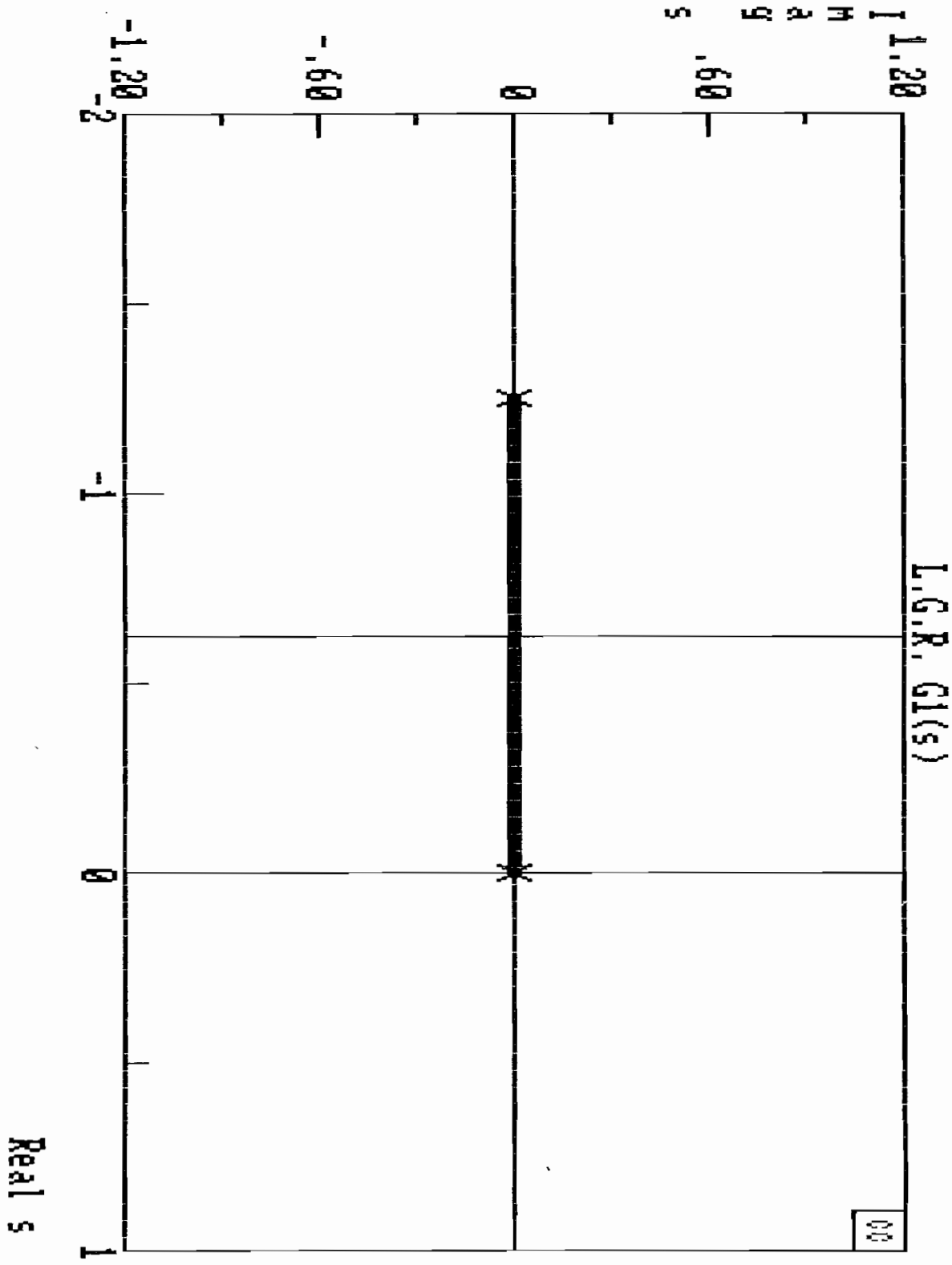
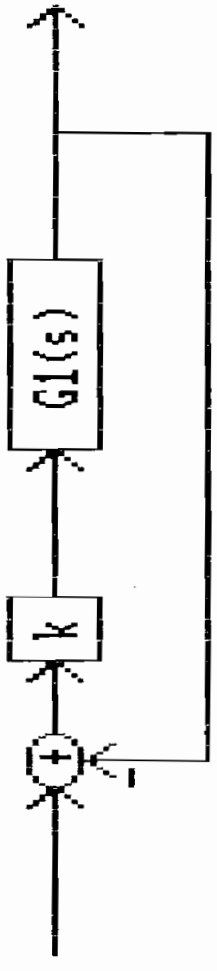
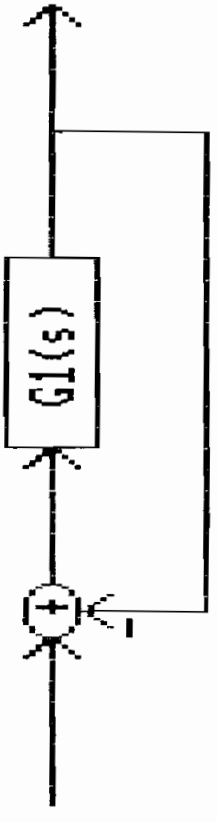



Fig. 2.12 Lugar Geométrico de las Raíces




Stable for gain ranges : 0 to infinity

CC>stability,g1




Closed loop characteristic polynomial:

$p(s) = .8s^2 + s + .699$

ZEROS: -.625 +j .695071938722892 2
-.625 -j .695071938722892 2

The analog closed loop system is STABLE

CC>

Fig. 2.13 Reporte de Estabilidad

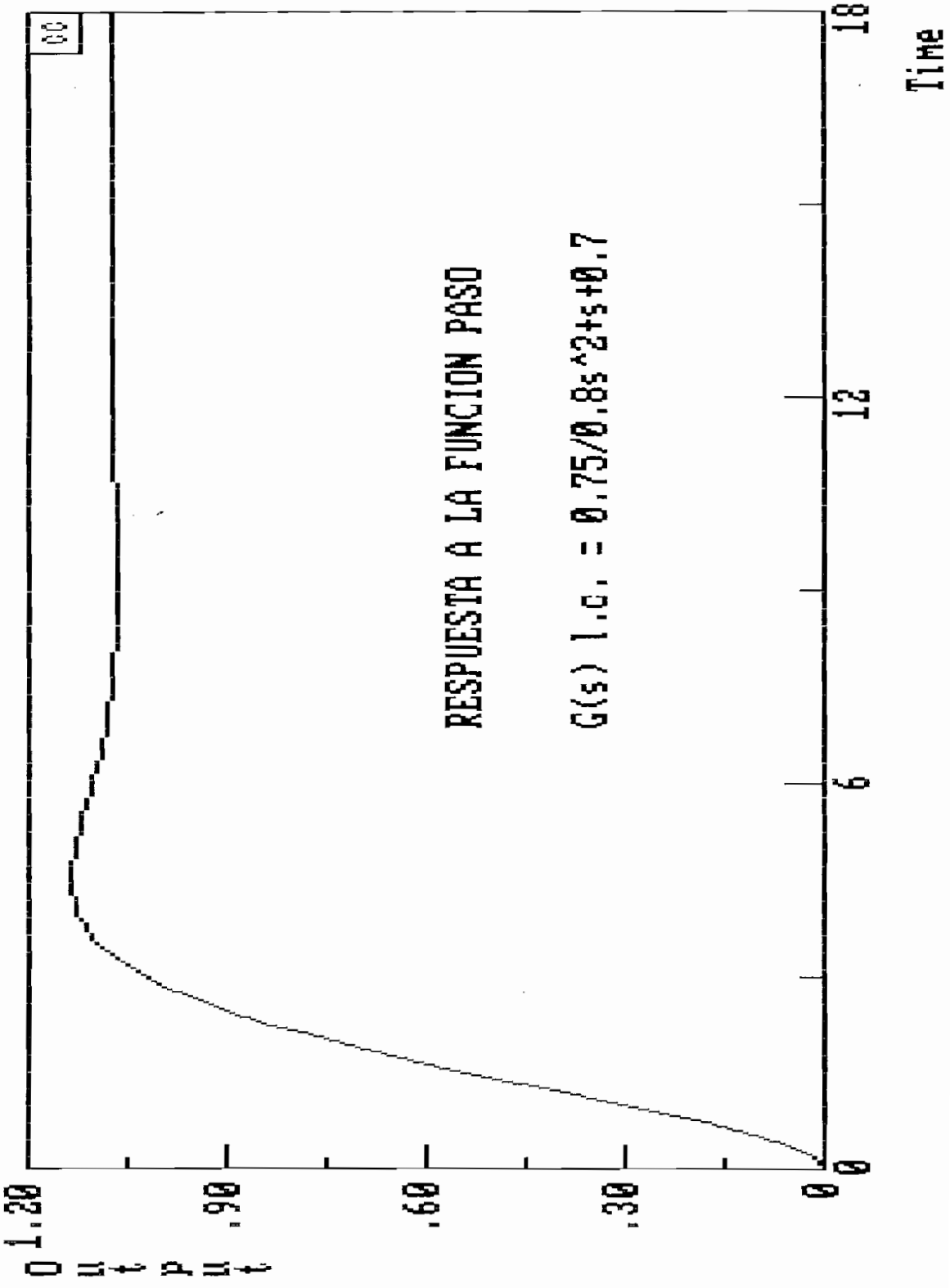



Fig. 2.14 Respuesta a la función paso.

# CAPITULO III

## DISEÑO DEL SISTEMA REAL

3.1 FUENTES Y CIRCUITOS GENERALES

3.2 CIRCUITOS ELECTRONICOS ESPECIALES

3.3 SISTEMA SENSOR DE TEMPERATURA

3.4 ACTUADOR

3.5 INTERFACES

# C A P I T U L O III

## DISEÑO DEL SISTEMA REAL

### Preliminares

Este capítulo comprende el diseño y construcción de los diferentes bloques del sistema determinados en el Capítulo II.

El diseño se presenta en los aspectos electrónicos y mecánicos del prototipo. Cada etapa del conjunto corresponde a una función específica dentro del sistema de control. Los resultados permitirán la construcción del prototipo y de las tarjetas de circuitos impresos con todos los elementos necesarios, los que se describen en el inicio de este capítulo, y siguiendo una filosofía de diseño modular para facilitar su comprobación o reemplazo si fuere necesario.

El método consiste en ir diseñando y construyendo cada etapa independiente y luego integrarlos en un conjunto. Una vez construido, las pruebas realizadas pueden obligar a que se hagan algunos cambios y replantear los aspectos involucrados o abandonar el esquema seguido si así amerita.

**Diagrama electrónico general**.- El circuito electrónico indicado en la figura 3.1 representa los bloques que componen el sistema que comanda al actuador.

**Bloque A** . Este bloque se compone de dos elementos básicos: el dispositivo sensor de temperatura y una referencia de tensión. El sensor de temperatura (LM 35cz) tiene una salida que va desde 3 V (a 0 oC ) a 2.5 V (a 90 °C ), es decir una variación de 0.5 V en el rango de temperatura deseado. La referencia de voltaje se fija entonces en 3 V, de manera que la salida del bloque A, la tensión ($e_1$ - $e_2$) será de 0 V ( a 0oC ) a 0.5 V ( 90 °C).

**Bloque B** . Está constituído por un amplificador diferencial que se aplica a las tensiones provenientes del bloque **A** , con una ganancia de 10 de manera que en la salida se tenga una relación : 0 V ( a 0 oC ) a 5 V (a 90 °C), lo que hace que la conversión Voltaje - Temperatura tenga una ganancia de 10.

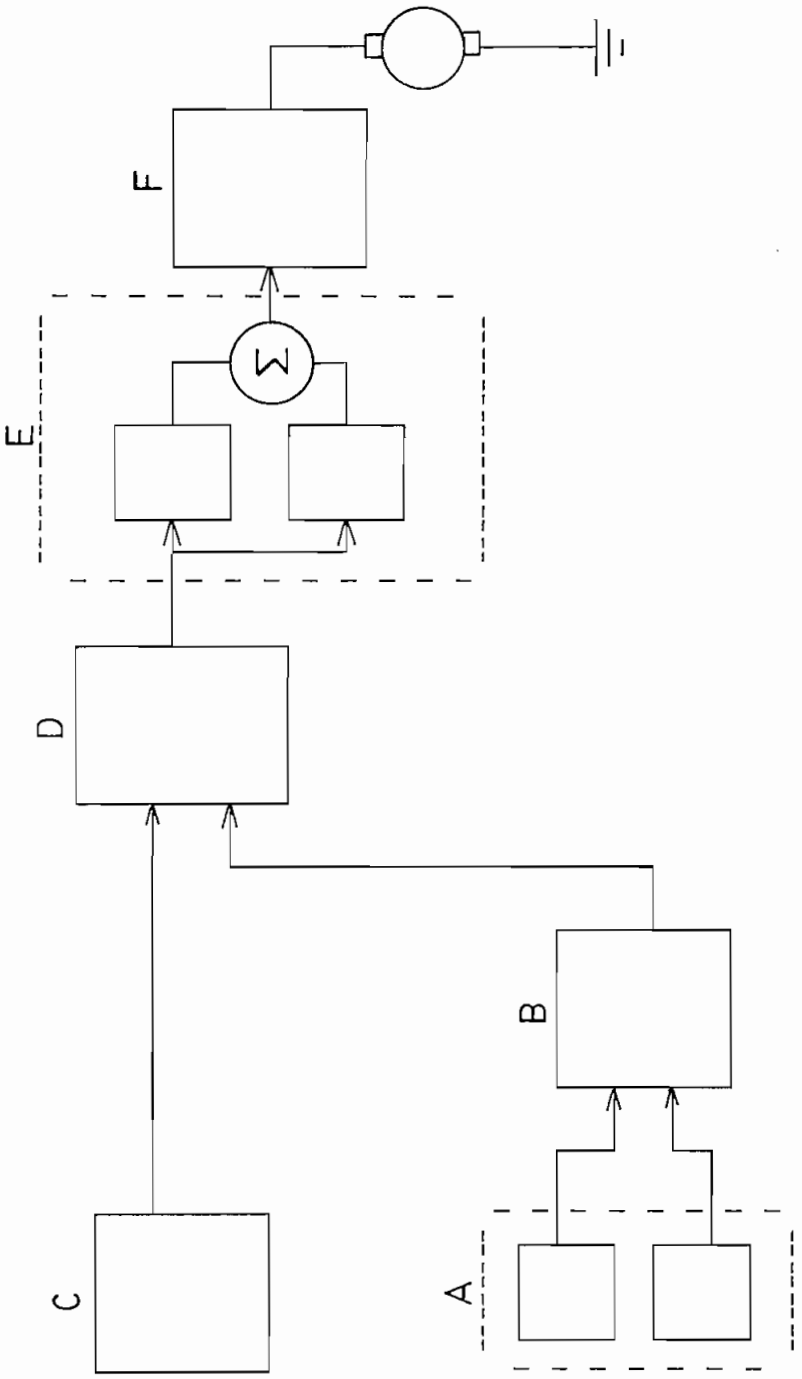



Fig. 3.1 Diagrama general del circuito electrónico

**Bloque C** . Da la señal de referencia del sistema. Su salida se compara con la del bloque **B** para obtener el error actuante. De ahí que se ve la conveniencia de que este

bloque provea una salida de 0 V a 10 V para cubrir el rango de temperatura previsto.

**Bloque D** . Amplificador diferencial que da la señal del error actuante. Si la ganancia es 1, tenemos la variación en su salida de -10 a + 10 V según sean los valores de la referencia y de la realimentación del sistema.

**Bloque E** . Por el hecho de que el motor necesita al menos +2 V ( o -2 V ) para iniciar su movimiento se hace necesaria una etapa cuya función de transferencia debe tener la forma de la figura 3.2.

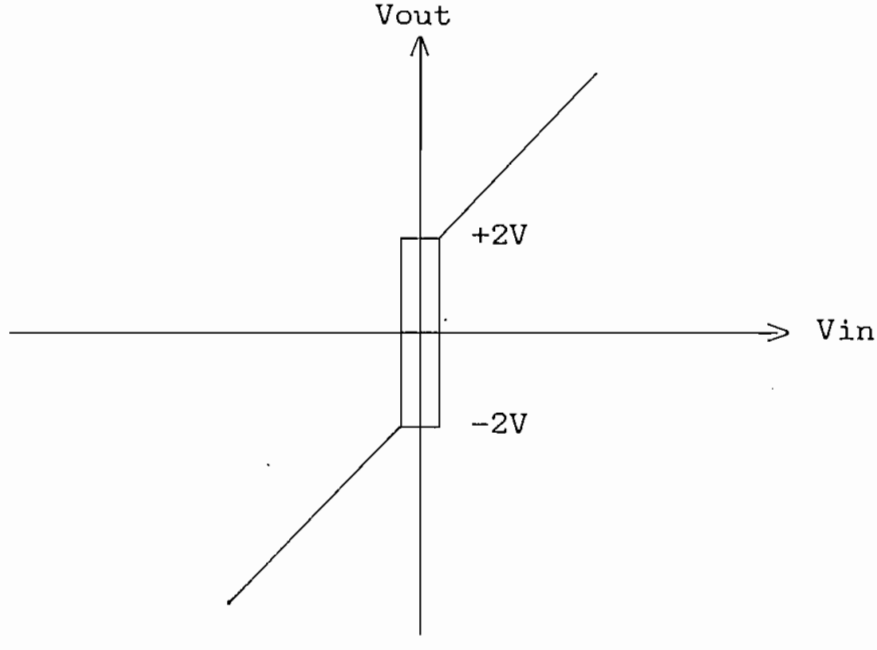



Fig. 3.2. Función de transferencia para comandar el motor

Evidentemente debe considerarse una histéresis para que una vez que se ha alcanzado un valor relativamente pequeño de error, no gire el motor en sentido alguno.

El propósito se consigue si la señal que ingresa al bloque **E** se aplica **a)** a un detector de cruce por cero con salida +2 V o -2 V y **b)** a un amplificador.

Finalmente se suman estas dos señales obteniéndose la característica deseada.

**Bloque F** - amplificador de potencia necesario para que alimente al servomotor. Debe ser un amplificador simétrico complementario. La entrada está entre +2 a +10 V o de -2 a -10 V.

## 3.1 Circuitos electrónicos generales

### 3.1.1 Fuente general

En esta sección se presentan el diseño y los esquemas de la fuente regulada que proporciona las tensiones directas positiva y negativa necesarias para el funcionamiento de los componentes eléctricos y electrónicos del prototipo.

En lo concerniente a la tensión y la corriente necesarias se consideran los siguientes factores:

a).- El motor DC constituye la carga principal del circuito y su requerimiento es de unos 850 mA a una tensión de 6 V.

b).- Los demás elementos como los amplificadores operacionales, sensor de temperatura, leds indicadores, etc. tienen una corriente en el orden de los 10 mA cada uno, siendo su número aproximado de 40.

c).- En vista de la posibilidad de utilizar la fuente de este equipo para otras prácticas, el voltaje será variable de manera que se pueda ajustar al valor apropiado en cada aplicación particular.

d).- Se cuenta en el mercado con circuitos integrados reguladores de voltaje con una amplia variedad de características y que tienen, entre otras, la ventaja de necesitar un mínimo de elementos y circuitos externos.

e).- El giro del motor es en los dos sentidos por lo que se debe tener tensiones positiva y negativa. Igual requerimiento lo tienen la polarización de amplificadores operacionales.

**Diseño.-** Con estos antecedentes, y en su parte fundamental, la fuente regulada tendrá dos circuitos reguladores de tensión (positivo y negativo), que provean tensiones variables en un rango aproximado de +1.2 V a + 15 V y de -1.2 a -15 V, con una corriente máxima de 1.5 A en cada caso.

En términos generales la obtención de la tensión continua, a partir de tensión alterna proveniente de la red AC, requiere de varias etapas:

1.- La transformación del nivel de tensión de 120 V a un valor apropiado mediante la utilización de un transformador con la relación de vueltas apropiada.

2.- Mediante un rectificador de onda se consigue corriente unidireccional, pero con un alto rizado.

3.- Una etapa de filtrado, consistente, por ejemplo, en condensadores, bobinas, o en una combinación de ellos para reducir el rizado.

4.- Una etapa de regulación propiamente dicha que permita mantener la tensión constante ante las variaciones de la línea o de la carga.

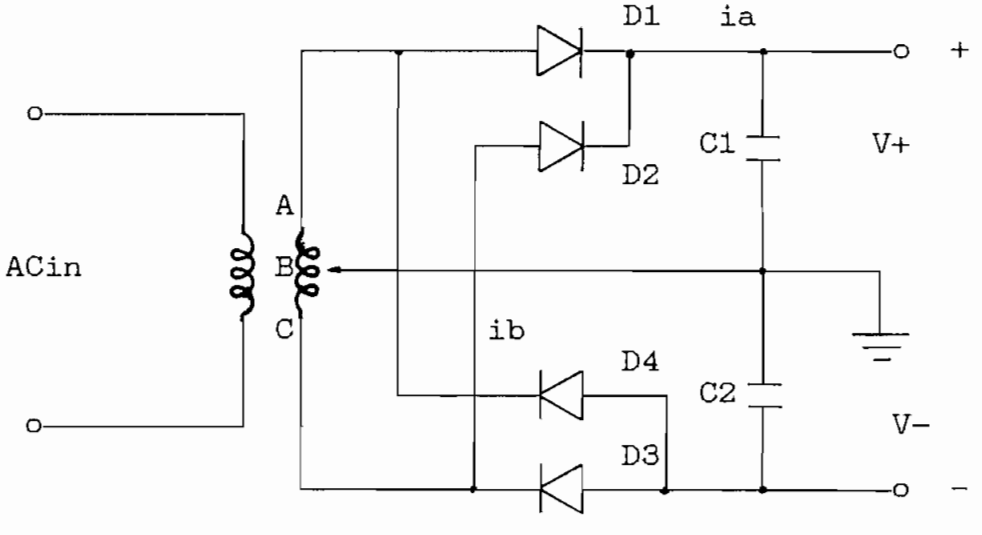



Figura 3.3 Rectificador de onda completa con transformador de tap central.

Las etapas 1 y 2 se realizan con un rectificador de onda completa cuyo circuito se presenta en la figura 3.3. Se utiliza un transformador de tap central que, con la disposición indicada de los diodos, produce una rectificación de onda completa con tensiones de +18 V y -18 V aproximadamente.

**Diseño del transformador.-** para este diseño se considera el esquema de la figura 3.4.

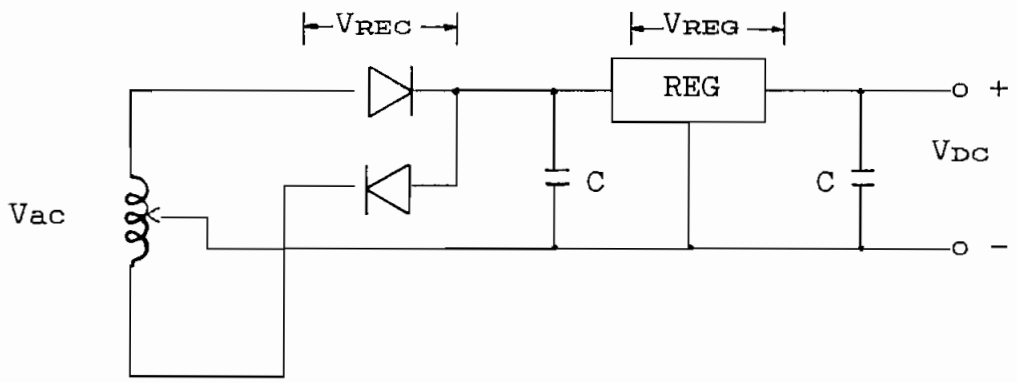



Fig. 3.4. Caídas de tensión en el circuito de regulación

Las caídas de tensión a tomarse en cuenta son:

1. $V_{REG}$ , que es para los elementos usados tiene un valor $3 < V_{REG} < 60$ V y que representa la caída de tensión en el chip regulador de voltaje.

2. $V_{REC}$, que representa la caída de tensión en los diodos rectificadores y que se asume igual a 1.5 V.

3. $V_r$, el voltaje de rizado que se considera normalmente en un 10% del valor DC, en este caso : 0.1 X 10 V = 1.0 V.

La tensión AC requerida está dada por:

$$V_{AC} = \frac{(V_{OUT} + V_{REG} + V_{REC} + V_r) \times V_{NOM}}{e \times V_{LOW.LIN} \times \sqrt{2}} \qquad (3.1)$$

donde:

$V_{OUT}$ = 10 voltios DC

$V_{NOM}$ = tensión AC nominal de la línea : 120 V

$V_{LOW.LIN}$ = tensión AC mínima de la línea : 110 V

e = eficiencia típica del rectificador :0.92

reemplazando los valores indicados se obtiene:

$$V_{AC} = 13.0 \text{ V}$$

por lo cual se deduce que el secundario del transformador debe ser de unos 26 V ya que es de tap central.

Para establecer la corriente del secundario se tiene el siguiente criterio: para un rectificador de onda completa de tap central y filtro capacitivo, la corriente necesaria es aproximadamente 1.2 veces la corriente DC requerida, entonces, asumiendo que se necesitan 1.5 A :

$$i_{AC} = 1.2 \times 1.5 \text{ A} = 1.8 \text{ A} \qquad (3.2)$$

Redondeando estos valores, se requiere un transformador de tap central, 120/30 voltios y 2.0 amperios lo que da una potencia de 60 VA.

**Rectificador de onda completa.-** El diagrama presentado en la figura 3.3 tiene el siguiente funcionamiento:

**a)** Cuando la tensión $V_{CA}$ es positiva, y por tanto también las tensiones $V_{BA}$ y $V_{CB}$, los diodos $D_1$ y $D_3$ conducen en tanto que $D_2$ y $D_4$, que están inversamente polarizados , no lo hacen. Circulan las intensidades de corriente $i_a$ e $i_b$.

**b)** En el semiciclo negativo conducen los diodos $D_2$ y $D_4$ únicamente y de esta manera se consigue la rectificación de onda completa. Se deduce entonces que la mitad del secundario debe proveer la corriente necesaria para cada tensión positiva o negativa.

La figura 3.5 presenta un diagrama de tiempos del funcionamiento del rectificador indicando los ciclos de conducción de cada diodo y la tensión resultante en los terminales positivo y negativo.

**Filtro por condensador.-** Para el análisis del funcionamiento de la etapa de filtrado, constituida por un condensador en cada tensión de salida positiva y negativa consideramos el diagrama de la figura 3.6

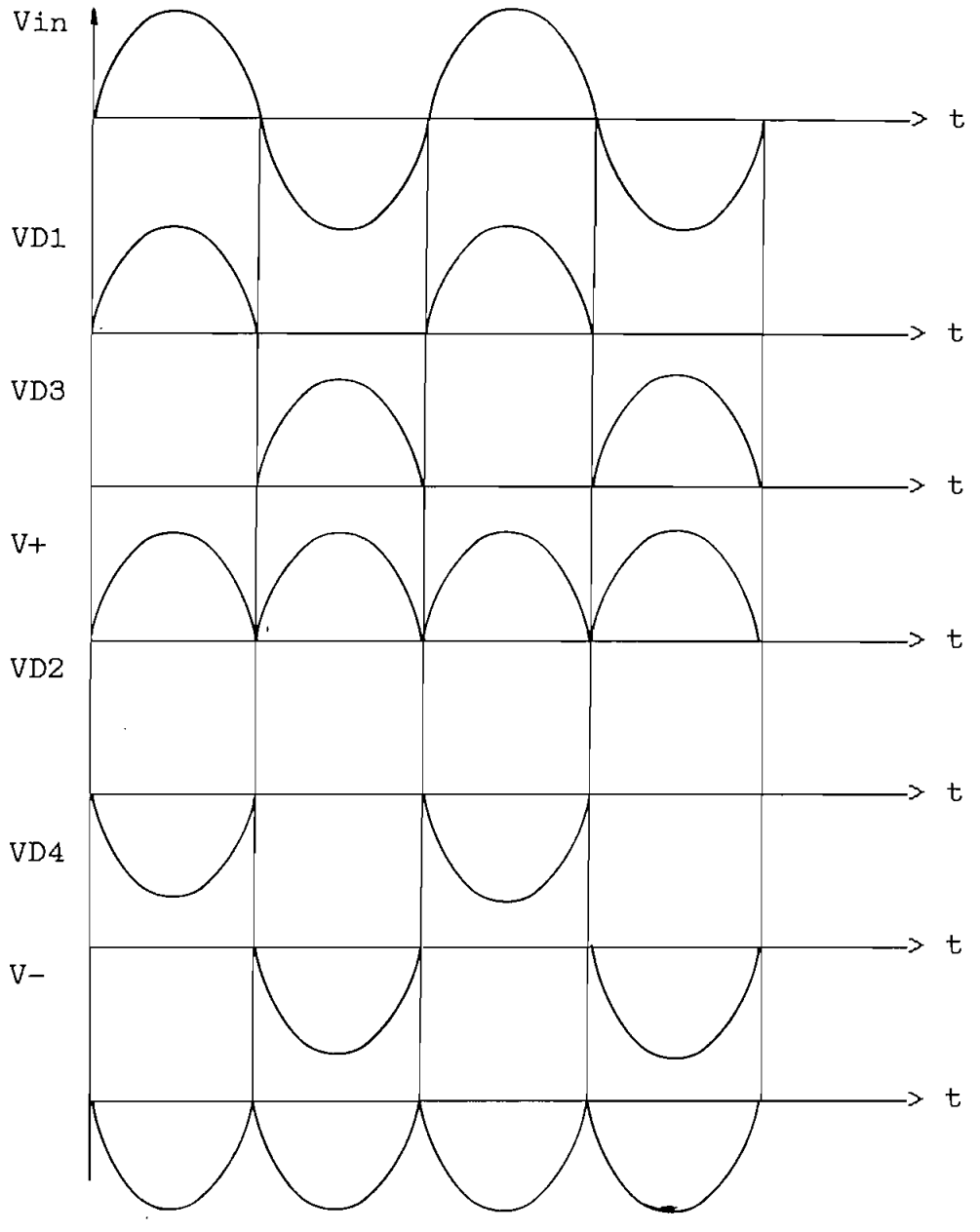



Figura 3.5. Formas de onda en el rectificador de tensión

Si se aproxima a una línea recta la carga y descarga del condensador se tienen las relaciones:

$$V_{DC} = V_m - V_r /2 \qquad (3.3)$$

El condensador se descarga por la corriente Idc :

$$V_r = I_{dc}\, t_2 / C \qquad (3.4)$$

Se tendrá un mejor filtrado si $t_1 \rightarrow 0$ y $t_2 \rightarrow 1/2f$, donde f es la frecuencia fundamental (60 Hz).

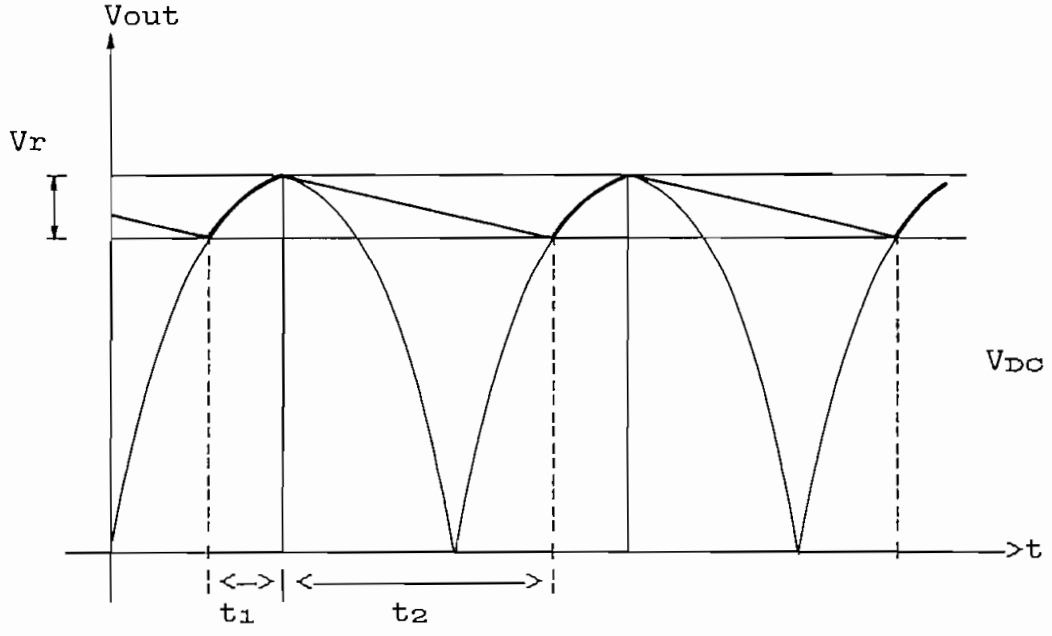



Fig. 3.6 Formas de onda en el condensador

De la relación 3.4, y asumiendo un rizado del 2 %, se obtiene que la capacidad C del condensador es de unos 2.600 microfaradios.

**Regulación de tensión.**- Para la regulación se eligen los circuitos integrados LM317T y LM337T cuyas características principales se indican en la tabla No 1.

Para el diseño del circuito se tiene la figura 3.7 que representa esquemáticamente un circuito regulador de tensión como los integrados indicados.

| | $I_{máx}$ | $V_{out}$ | Regulación Línea | Regulación Carga | $V_{in}$ $_{max}$ $P_D$ |
|---|---|---|---|---|---|
| LM317T | 1.5 A | +1.2 a +37 V | 0.01 | 0.1 | +40 V 15 W |
| LM337T | 1.5 A | -1.2 a -37 V | 0.007 | 0.3 | -40 V 15 W |

Tabla 1. Características de los reguladores de voltaje LM317T y LM337T.

Se presenta una fuente de corriente constante de 50 microamperios, un amplificador operacional de ganancia unitaria, un zener de 1.2 V y una etapa de salida con transistor tipo Darlington.

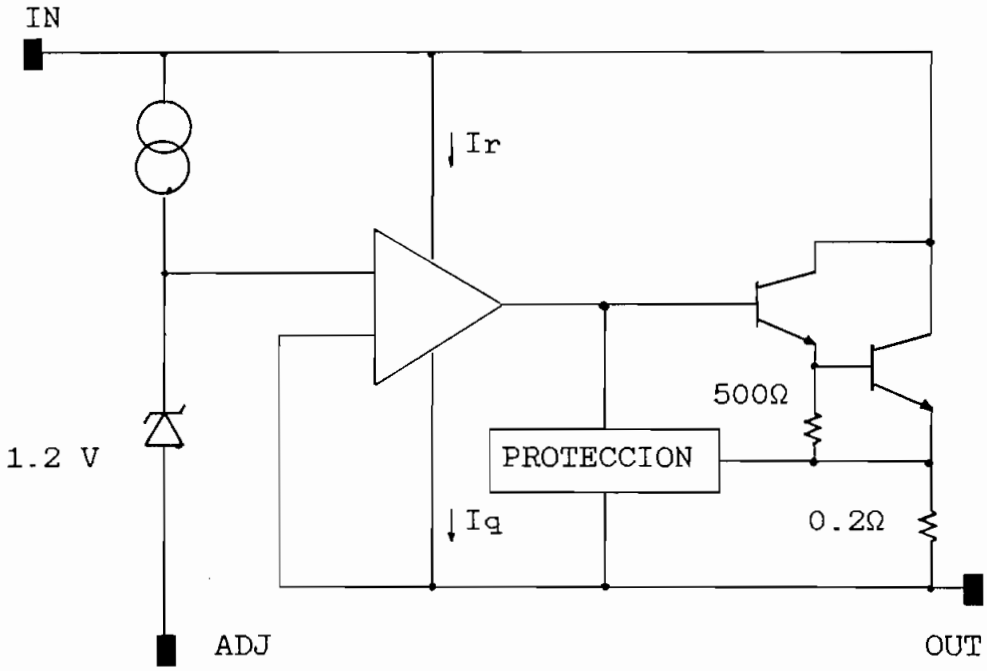



Fig. 3.7 Esquema del regulador de tensión

En el circuito de la figura 3.8 , conectando exteriormente las resistencias $R_1$ y $R_2$, tienen las relaciones:

$$V_{OUT} = R_2 I_2 + V_{REF} \quad (3.5)$$

$$V_{REF} = R_1 I_1 = 1.2\ V \quad ; \quad si\ I_1 = 10\ mA : \quad (3.6)$$

$$R_1 = 120\ \Omega$$

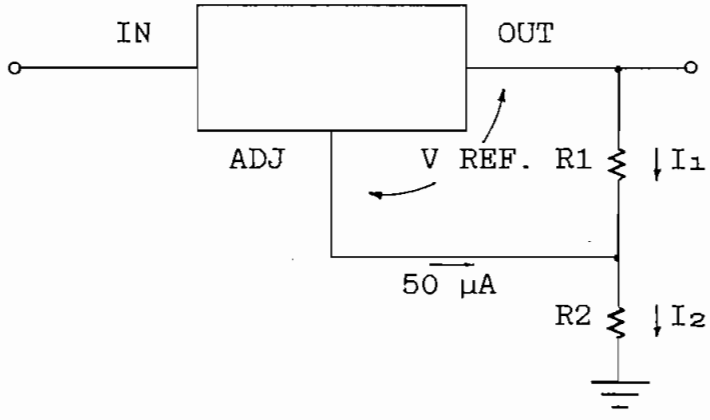



Fig. 3.8 Corrientes en el regulador de tensión

Si $V_{OUT\ máx}$ es 20 V ,

$$20 = R_2\ I_2 + 1.2 \quad (3.7)$$

asumiendo $I_2$ = 10 ma, se obtiene para $R_2$ un valor de 2KΩ

Si se reduce la corriente $I_1$ a la mitad, los valores para $R_1$ y $R_2$ resulta ser 270 Ω y 5 KΩ respectivamente.

Finalmente, la fuente debe proveer las tensiones positiva y negativa y el circuito tiene una forma "simétrica" ya que los reguladores indicados son similares. El circuito se presenta en la fig. 3.9.

Para la implantación real del circuito de la fuente se incluyen los respectivos disipadores de calor en cada

circuito integrado regulador.

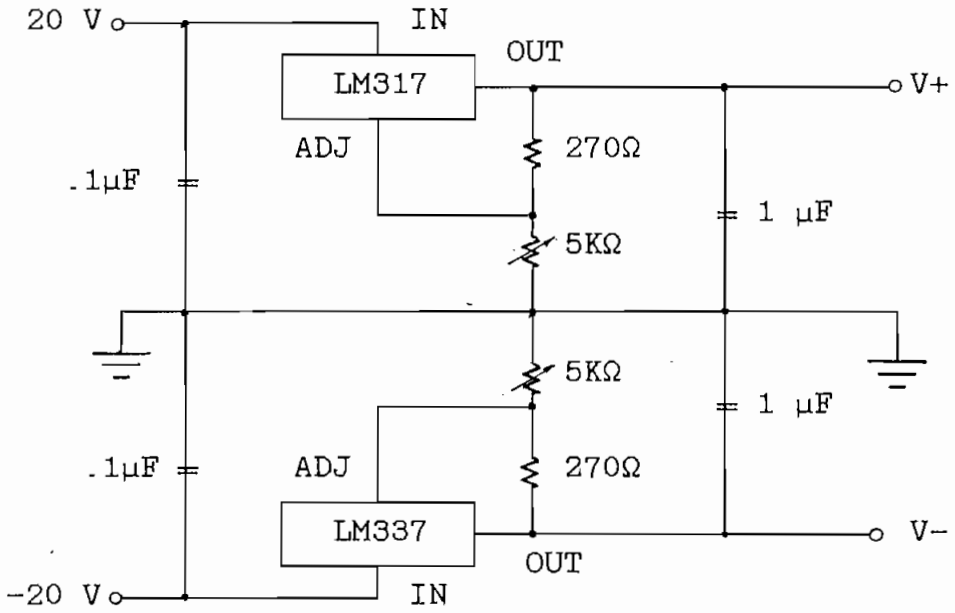



Fig. 3.9 Fuente regulada con tensiones variables positiva y negativa

### 3.1.2 Tensión regulada para circuitos TTL

Los circuitos digitales empleados en el sistema necesitan una tensión $V_{cc}$ de 5 voltios y lógicamente para su funcionamiento apropiado es conveniente que esa tensión sea regulada.

Para esto se emplean los reguladores de voltaje LM7805 o su equivalente ECG 960, que tienen las siguientes características importantes:

* corriente de salida máxima 1 A.
* protección interna contra sobrecalentamiento.
* no requiere componentes externos.
* protección en el transistor de salida.

La configuración básica de este tipo de amplificadores es la indicada en la figura 3.11, que corresponde al circuito integrado LH0036 y emplea tres amplificadores operacionales en la disposición presentada.

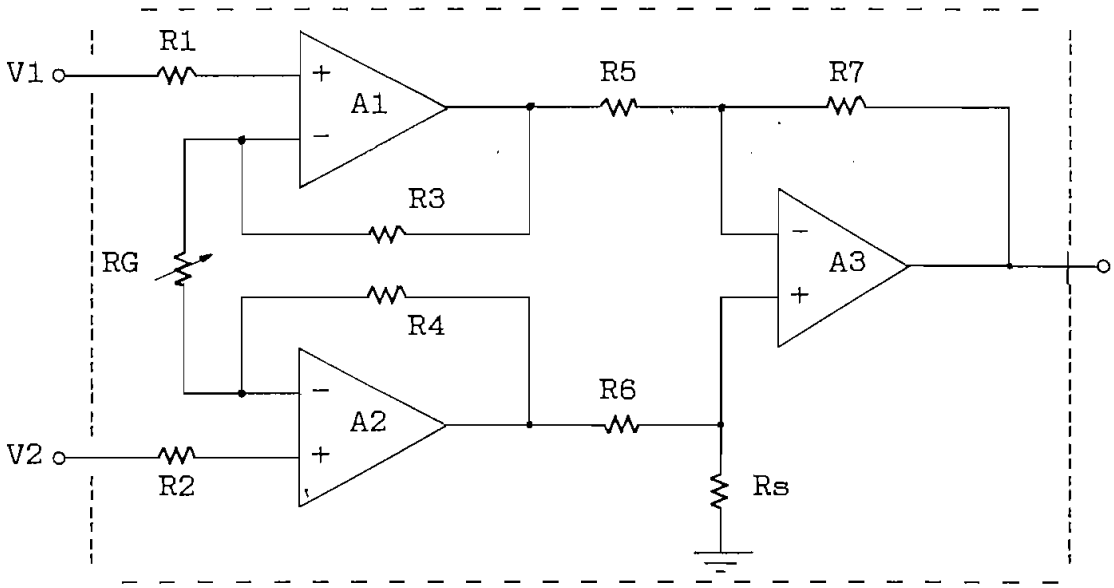



Fig. 3.11 Diagrama simplificado del LH0036, amplificador de instrumentación

El circuito indicado,al tener incorporado todos los elementos en un mismo chip, presenta caraterísticas como simetría de los amplificadores, parámetros de éstos, valores de las resistencias, etc. de alta precisión.

Se indican a continuación varias de las características importantes del circuito LH0036, de donde se deduce que su empleo da una alta fiabilidad en los circuitos necesarios para obtener una señal diferencial.

* Impedancia de entrada de 300 MΩ
* Relación de rechazo en modo común de 100 dB

* Ajuste de ganancia (1 a 1000) mediante un solo potenciómetro.
* Consumo de potencia de 90 μW
* Vcc de ± 1 a ± 18 V

Como una alternativa al circuito descrito, que no se encuentra fácilmente en el mercado, se usa el ECG 938, amplificador de instrumentación, cuyas características más importantes son las siguientes:

* alta impedancia de entrada: 300 MΩ.
* ganancia ajustable mediante un potenciómetro
* voltaje de entrada diferencial de hasta +/- 30 V.
* $V_{cc}$ desde ± 1 V hasta ± 18 V.
* Resistencia de salida de 0,5 ohmios típica.

El circuito indicado se puede implantar también mediante 3 amplificadores operacionales independientes, con las resistencias indicadas en el mismo.

La desventaja en primera instancia es la dificultad de conseguir resistencias exactamente iguales, necesarias para el funcionamiento adecuado como se ve más adelante, y por otra parte el hecho de tener que controlar el offset de los tres amplificadores por separado.

**Diseño del circuito empleado.-** Un amplificador diferencial empleando un solo amplificador operacional tiene varias limitaciones: la impedancia de entrada es muy pequeña, con

valores altos de ganancia se requiere una resistencia de realimentación muy grande, lo que causa un offset en dc muy alto debido a la corriente de entrada offset.

Los cuatro parámetros básicos: resistencia de entrada, ganancia diferencial, relación de rechazo en modo común y variación de la salida interactúan dificultando conseguir resultados satisfactorios si se usa un solo amplificador.

Mediante la utilización de tres amplificadores operacionales colocados como indica la figura 3.12 se solucionan en buena parte los problemas indicados.

Para el diseño se pueden considerar 2 etapas. En primer lugar una etapa de amplificación con una alta impedancia de entrada conformada por los amplificadores $A_1$ y $A_2$. A continuación viene una segunda etapa de ganancia unitaria conformada por el amplificador $A_3$.

De la figura 3.12, se nota que:

El amplificador $A_1$ recibe la señal $e_1$ y la amplifica en un factor $(R_1 + R_G)/R_G$; por otra parte la señal $e_2$ a través del amplificador $A_2$ y la resistencia $R_G$, y ya que ingresa por la entrada invertida tendrá una ganancia $(-R_1/R_G)$.

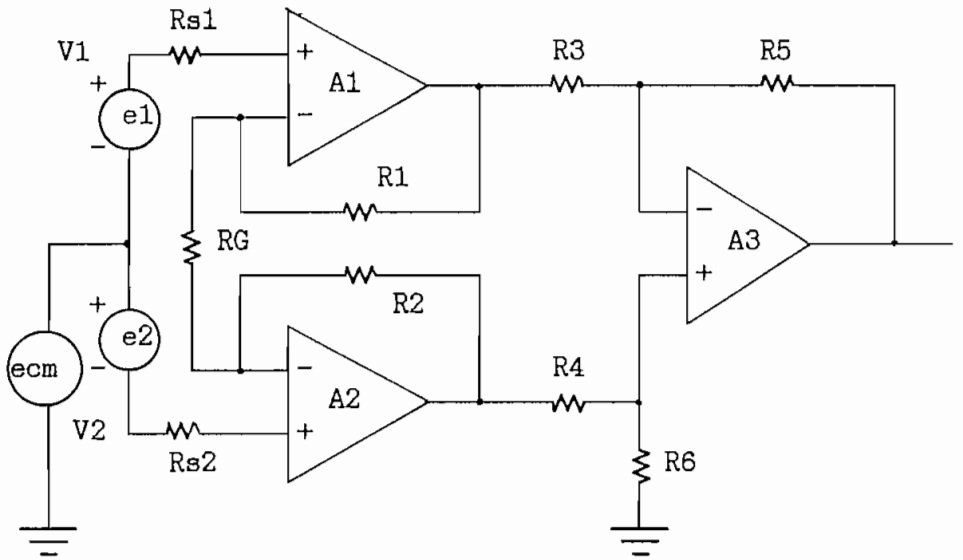



Figura 3.12 Amplificador diferencial

La tensión $V_1$ está dada entonces por:

$$V_1 = ((R_1 + R_G)/R_G)e_1 - (R_1/R_G)e_2 + e_{CM} \qquad (3.8)$$

Igualmente el operacional $A_2$ recibe la señal de $e_2$ a través del terminal positivo, con una ganancia $(R_2+R_G)/R_G$, y con relación a la tensión $e_1$ tiene una ganancia $(-R_2/R_G)$, por tanto:

$$V_2 = ((R_2 + R_G)/R_G)\ e_2 - (R_2/R_G)e_1 + e_{CM} \qquad (3.9)$$

Si $R_1 = R_2$ , y restando las ecuaciones 3.9 - 3.8

$$V_2-V_1 = (e_2-e_1)((R_1 + R_G)/R_G) + R_1/R_G(e_2-e_1), \text{ y :}$$
$$V_2-V_1 = (e_2-e_1)(2R_1/R_G + 1) \qquad (3.10)$$

El amplificador $A_3$ tiene una ganancia $(R_5/R_3)$. La ganancia de este amplificador será 1 si:

$$R_3 = R_5 = R_4 = R_6 \qquad (3.10)$$

por tanto: $e_o = (1).\ (V_2 - V_1)$

$$e_o = (e_2 - e_1)(2R_1/R_G + 1) \qquad (3.11)$$

es decir que la ganancia total del circuito es:

$$A = e_o/(e_2 - e_1) = 1 + 2R_1/R_G \qquad (3.12)$$

**Conclusión:** a) $R_1 = R_2$

b) $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ o a su vez:

$R_5/R_3 = R_6/R_4$

Las resistencia $R_1$ a $R_6$ tendrán un valor de 120 KΩ . Las resistencias a la entrada del circuito $R_{e1}$ y $R_{e2}$ serán de 1 MΩ para incrementar la impedancia de entrada del circuito.

El potenciómetro $R_G$ tendrá un valor de 500 KΩ, de manera que la ganancia del circuito pueda variarse entre 1.4 y 20.

### 3.2.2 Referencia de tensión 0 - 10 V

Esta parte del circuito electrónico tiene por objeto conseguir una tensión a ser relacionada con la temperatura de referencia del sistema.

La tensión y la temperatura tendrán la relación siguiente: el rango de tensión de 0 a 10 V corresponderá al rango de temperatura de 0 a 100 °C.

Una manera sencilla de obtener la referencia en el caso práctico es mediante el empleo de un divisor de tensión usando una resistencia. Sin embargo, teniendo presente el efecto de carga que normalmente distorsiona la tensión obtenida, se coloca a la salida del divisor de tensión un seguidor de emisor en base de un amplificador

operacional, como lo indica la figura 3.13.

Para el efecto se utiliza el circuito integrado LM324 tanto por sus características electrónicas como por su generalizado uso en este tipo de aplicaciones y bajo costo.

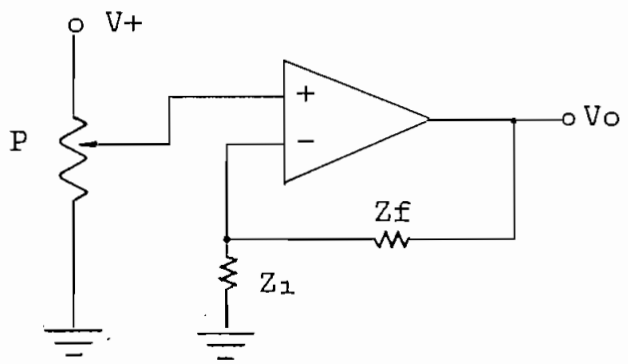



Fig. 3.13 Referencia de temperatura a partir de un divisor de tensión .

La tensión dc ( 10 V ) aplicada al potenciómetro produce en principio un divisor de tensión. El potenciómetro debe ser de un valor grande para minimizar la corriente y la potencia disipada. Si esta corriente se fija en 10 mA, se tiene:

$$P = 10\ V / 10mA = 1\ K\Omega$$

Se debe tener un potenciómetro multivuelta para tener la posibilidad de variar la referencia en "pasos finos". Otra posibilidad es usar un potenciómetro con desplazamiento longitudinal en lugar de circular.

El circuito amplificador debe tener una ganancia unitaria. Se emplea la configuración de amplificador sin

inversión, donde:

$$V_o = 1 + Z_f/Z_1 \qquad (3.13)$$

La relación $Z_f/Z_1$ se desea hacer lo más pequeña posible, sea esta relación de valor 0.01, con lo que:

$$Z_1 = 100\ Z_f$$

si $Z_1 = 10\ K\Omega$, entonces $Z_f = 1\ M\Omega$

Como una alternativa para la referencia de voltaje se puede utilizar una tensión regulada mediante circuitos integrados como el LM317, similar al descrito en el numeral 3.1.1.

## 3.3 Sistema sensor de temperatura

La temperatura puede definirse como un parámetro del estado térmico de un cuerpo y depende de la energía cinética interna de los átomos o moléculas del mismo.

Para mediciones de la temperatura se tienen una variedad de procedimientos o métodos, todos los cuales se fundamentan en la variación de ciertos parámetros físicos con la temperatura.

"La posibilidad de medir la temperatura con un termómetro se funda en el fenómeno de intercambio térmico entre los cuerpos de diverso grado de calentamiento, y en la modificación de las propiedades termométricas (físicas) de la substancia al calentarse.
Por lo tanto para diseñar un termómetro y construir una escala termométrica parece que sería posible elegir cualquier propiedad termométrica que caracterizara el estado de una u otra substancia y, basándose en la variación de dicha propiedad, confeccionar la referida escala. Sin embargo no es fácil hacer tal elección, puesto que la propiedad termométrica debe variar unívocamente con la temperatura, no depender de otros factores y admitir la posibilidad de medir sus cambios aplicando un método relativamente sencillo y cómodo. En realidad no existe propiedad termométrica alguna que pudiera satisfacer plenamente estos requisitos en toda la gama de temperaturas que han de ser medidas ..." [1]

Las variables termométricas usadas comúnmente son las que se describen a continuación.

1. **Variación de las dimensiones** debido a la dilatación térmica que se explica por el requerimiento de mayor espacio de los átomos y moléculas de la substancia al aumentar su movilidad.

Los ejemplos más conocidos son los termómetros de mercurio y el bimetálico .

La relación básica es:

$$dl = lo\ \alpha\ \ dt \qquad (3.14)$$

[1] PREOBRAZHENSKI V. P., Mediciones termotécnicas y aparatos para efectuarlas

con : $dl$ : variación de longitud

$lo$ : longitud inicial

$\alpha$ : coeficiente de dilatación térmica

$dt$ : diferencial de temperatura

2. **Variación de la presión**, principalmente usando como substancia de trabajo un gas, cuya presión en función de la temperatura está dada por:

$$P_t = P_o\ (1 + \beta t) \qquad (3.15)$$

donde : $P_t$ = presión del gas a temperatura t

$P_o$ = presión del gas a 0 °C

$\beta$ = coeficiente térmico de presión del gas

3. **Variación de propiedades eléctricas**

3.1 **Resistencia.-** la variación de la resistencia con la temperatura esta dada por:

$$R_t = R_o(1 + \alpha t + \beta t^2 + \delta t^3 + \ldots\ldots) \qquad (3.16)$$

con : $Rt$ = resistencia a la temperatura t

$R_o$ = resistencia a 0 °C.

$\alpha$, $\beta$, $\delta$ = coeficientes de temperatura

3.2 **Resistencia de semiconductor.-** Los denominados

termistores en los cuales se tienen las relaciones:

$$\text{Log } R = \Sigma A_i (\log t)^i \qquad (3.17)$$

$$R_t = A\, t^b\, e^{B/t} \qquad (3.18)$$

donde: $R$ = resistencia

$R_t$ = resistencia a la temperatura t

$t$ = temperatura

$A, b, B$ = constantes

Para temperaturas no superiores a los 25 °C puede usarse la aproximación:

$$R_t = A\, e^{B/t} \qquad (3.19)$$

3.3 **Fuerza electromotriz.-** generada al tener dos metales diferentes unidos entre sí. Esta tensión depende de las temperaturas en los puntos de unión siendo la relación básica de la fem entre los metales A y B:

$$\text{fem} = e_{AB}(t) - f(t) \qquad (3.20)$$

donde : $e_{AB}$ : potencial entre los metales

$f(t)$ : una función específica de la temperatura

por otra parte:

$$e_{AB}(t) = (\pi_{AB})_t - (\pi_{AB})_{tR} + \int_{tR}^{t} (\sigma_A - \sigma_B)dt \qquad (3.21)$$

donde: $e_{AB}(t)$ : potencial entre metales

$\sigma_A$, $\sigma_B$ : calor específico de los metales

$(\pi_{AB})_t$, $(\pi_{AB})_{tr}$ : fem Peltier, dada por:

$$\pi_{AB} = \text{Efecto Peltier (Julios)/Q} \qquad (3.22)$$

Las termocuplas o termopares que usan este principio tienen una amplia aplicación industrial.

**4. Radiación.-** usado especialmente para altas temperaturas donde el calor es irradiado al ambiente. Es válida la relación conocida como la ley de Stefan-Boltzman:

$$Ro\ (t) = \sigma_o\ t^4 \qquad (3.23)$$

donde : Ro : radiación energética total

$\sigma_o$ : constante : $5.66 \times 10^{-8}$ $W/m^2.K^4$

t : temperatura en °K

además : $Bo\ (t) = \sigma_o'\ t^4$ (3.24)

con : Bo : iluminancia energética integral

$\sigma_o'$ : $\sigma_o / \pi$

t : temperatura en °K

Los instrumentos que utilizan este principio, los pirómetros ópticos, se usan para medidas de grandes temperaturas, por ejemplo en hornos, desde cierta

distancia.

El empleo de cada uno de los métodos indicados depende de las necesidades particulares, siendo por caso, de suma importancia el rango de variación de la temperatura dentro de la que se mantienen las relaciones indicadas en cada caso.

Entre otros, los factores de interés para optar por uno u otro sistema de medición de la temperatura son los siguientes:

a) Rangos de validez de las relaciones matemáticas
b) linealidad
c) estabilidad
d) circuitos adicionales requeridos
e) costo
f) tiempo de respuesta
g) como se afecta la variable medida
h) características de la señal tomada
i) sensibilidad
j) características físicas
k) duración

**5. Circuitos integrados.-** Por las limitaciones de los sistemas anteriores, cuanto por la bondad de los circuitos integrados sensores de temperatura, se eligen éstos para

construir el dispositivo empleado en el prototipo. Sus características se describe en este numeral.

A diferencia de los métodos descritos anteriormente, que exigen por ejemplo la utilización de cables alargadores y conectores térmicos especiales para el transductor, los circuitos integrados disponibles actualmente tienen la capacidad de sensar directamente la temperatura y dar una salida eléctrica completamente lineal y que se puede utilizar casi sin tratamiento especial alguno en los demás elementos de control, ya que hacen las funciones de transductores y/o amplificadores .

Con los circuitos integrados que son transductores monolíticos se pueden sensar y controlar directamente una variedad de parámetros físicos a más de la temperatura.

El principio de funcionamiento del sensor es algo más complejo que la variación de resistencia en un semiconductor con la temperatura. El dispositivo usa la diferencia de voltaje base-emisor entre transistores semejantes con las bases en paralelo pero con corrientes de colector muy diferentes.

Si la relación entre estas corrientes de colector es controlada, habrá una diferencia muy predecible del voltaje de emisor. Además de eso, este voltaje varía con la temperatura en una forma reproducible. Este voltaje depende

mucho menos de las variaciones del proceso que cualquier otro efecto conocido en semiconductores.

Los elementos que podemos usar son los circuitos integrados LM135, LM35cz y LM3911 por ser de los más apropiados y estar disponibles en el mercado y tiene rangos de temperatura apropiados para el sistema en diseñado.

**1. LM135.-** es básicamente un sensor de temperatura de buena precisión y linealidad como lo indican las características respectivas en el anexo respectivo.

Opera como un zener teniendo un voltaje de ruptura directamente proporcional a la temperatura absoluta.

Características principales:

* calibrable directamente en °C o °K
* precisión de 1 °C
* corriente de alimentación de 400 uA a 5 mA
* impedancia dinámica menor que 1 ohmio
* rango de temperatura de -55 a +150 °C

El circuito básico del LM135 como sensor de temperatura es el indicado en la figura 3.14.

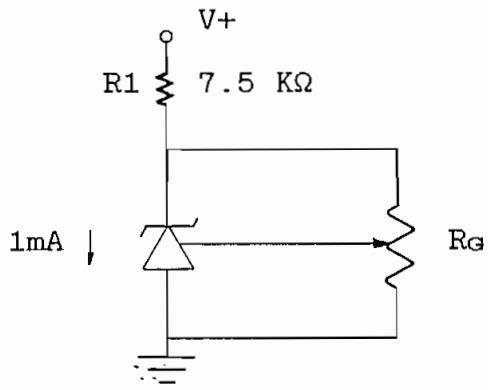



Figura 3.14 Sensor de temperatura.

La fuente V+ provee la corriente necesaria (de 0.4 a 5 mA). Con el potenciómetro $R_G$ se calibra de tal manera que haya una relación con la escala de Kelvin en la que:

$$0\ ^{o}C = 273.16\ ^{o}K \quad \text{(en relación puntual)} \quad (3.25)$$

$$1\ ^{o}C = 1\ ^{o}K \quad \text{(en relación de módulo)} \quad (3.26)$$

Si la temperatura ambiente es de 20 °C, corresponde en la escala absoluta a 293.16 °K. Si $R_1$ se escoge de manera que a la salida se tenga una variación de 10 mV para una variación correspondiente de 1°K o, lo que es lo mismo, de 1 °C conviene tomar como base:

$$V(0\ ^{o}C) = V(273.1\ ^{o}K) = 2.731\ V \quad (3.27)$$

y se calibra $R_G$ para que $V_o = 2.9316$ V , de manera que $V_o$ indica la temperatura absoluta en °K dividida para un factor de 100. Así por ejemplo un valor de $V_o$ de 2.55 V indicaría una temperatura de 315 °K o a su vez (315 - 273.16) = 41.84 °C.

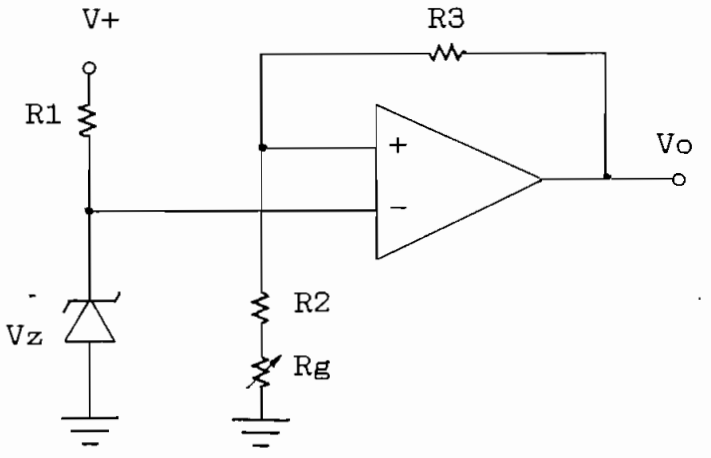



Fig. 3.15 Referencia de precisión.

La indicación en °K puede ser transformada en una indicación directa en °C si le restamos 2.7316 V. Se indica en la figura 3.15 la forma de obtenerlo, a partir de una referencia de precisión de ese valor.

**Diseño.-** El circuito es basicamente un amplificador de ganancia variable a partir de un operacional. La entrada positiva es el voltaje $V_z$ del zener que vale 2.5 V.

Para una corriente $i_z$ = 25 mA ,

$$R_1 = \frac{V+}{i_z} = \frac{10}{25mA} = 400\ \Omega \qquad (3.28)$$

la ganancia del circuito es :

$$A_v = \frac{R2 + Rg + R3}{R2 + Rg} \quad 1 + \frac{R3}{R2 + Rg} \qquad (3.29)$$

Se desea que Vo sea 2.73 V, con lo que:

$$A_v = \frac{Vo}{Vin} = \frac{2.73}{2.5} = 1.1$$

entonces : $\frac{R3}{R2+Rg} = 0.1$

si se asume R3 igual a 100 K, resulta que R2 + Rg deben ser 1 MΩ. Fijando R2 en 720 K, Rg será un potenciómetro de 500 KΩ, por manera que se pueda tener una variación de la ganancia al rededor del valor deseado.

2. **LM35cz.-** Las características de este circuito integrado son muy similares a las del LM135 ya descrito.

La diferencia radica en que el coeficiente de temperatura es negativo, es decir que $V_o$ disminuye cuando la temperatura aumenta. Salvo esta consideración, los circuitos empleados son similares a los indicados para el LM135.

3. **LM3911.-** Es un dispositivo apto para la medida y/o control de temperatura en un rango de -25 a 85 °C.

Incluye en un solo chip el sensor de temperatura, una referencia estable de voltaje y un amplificador operacional. El voltaje de salida es directamente proporcional a la temperatura en °K, mediante la relación : 10 mV / °C.

Características importantes:

* salida lineal
* rango de -25 a 85 °C

* puede calibrarse en °K, °C o °F
* compensación de frecuencia del operacional
* puede manejar cargas de hasta 35 V
* consumo de corriente de 10 mA

**Diagrama simplificado.-** en la figura 3.16 se ilustra esquemáticamente la configuración interna de este c.i.

El zener y su amplificador forman un regulador shunt con una impedancia típica de 3 ohmios.

La referencia es completamente estable de modo que un potenciómetro colocado entre los terminales 3 y 4 puede usarse para conseguir la calibración de 0 en la escala deseada.

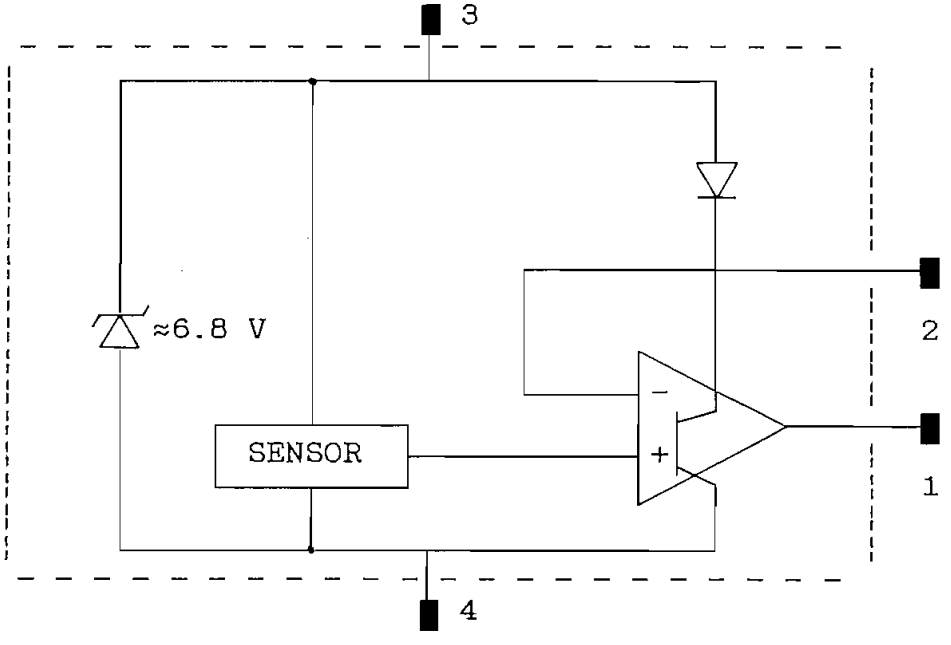



Figura 3.16 Diagrama simplificado del LM3911

Si se conectan entre sí los terminales 1 y 2 del operacional interno se consigue formar un amplificador de ganancia unitaria o seguidor de voltaje.

**Polarización.-** Para proporcionar la corriente adecuada se pueden usar entre otras las siguientes alternativas:

**a).** Mediante una fuente de corriente y una referencia externa en lugar de la que contiene internamente. El trabajo se hace a voltaje constante y la disipación en el c.i. es mínima.

**b).** Usando una resistencia externa que limita la corriente al valor apropiado. Si bien es muy simple, hay inestabilidad ya que el funcionamiento depende de las características de dicha resistencia y las variaciones de la fuente, lo que se traduce en error en la determinación de la temperatura.

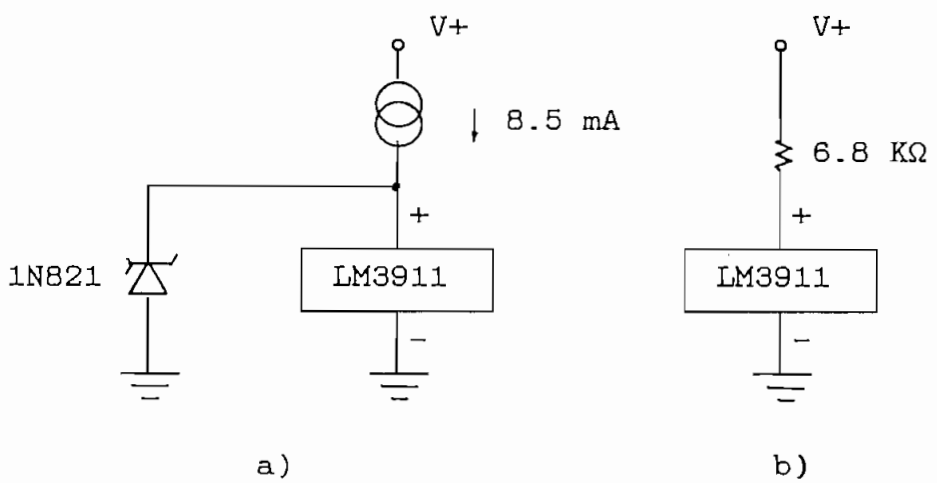



Figura 3.17 Polarización del LM3911
a).con referencia externa, b).con resistencia externa

c). Para evitar la influencia del "autocalentamiento" se pueden usar fuentes de corriente constante. Una referencia de precisión de un error en el orden del 1 % en el rango de -55 a 125 °C como el LM113 mejora notablemente las características de dicha fuente.

Con el diodo conectado al transistor (2N3811), la temperatura compensa la corriente constante de éste, de manera que el voltaje de referencia aparece casi exactamente a través de la resistencia de emisor, estabilizando la corriente a través del LM3911.

**d)** Con el circuito siguiente se obtiene una fuente de corriente menos precisa que en c) pero más sencilla. Se necesita solamente un voltio entre la fuente y la salida del colector, lo que es una ventaja en comparación con los circuitos de zener que necesitan entre 5 y 6 V.

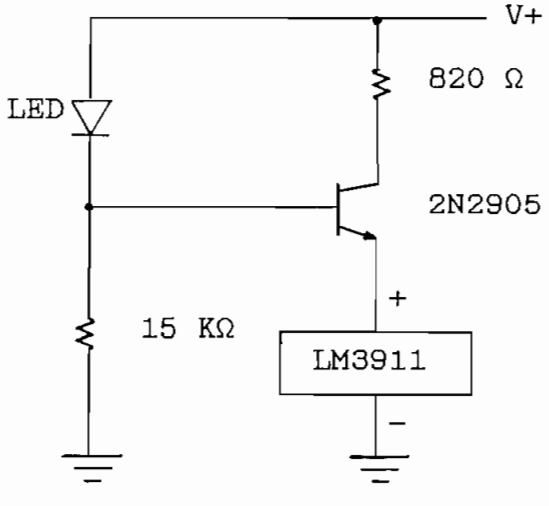



Figura 3.18 Polarización del LM3911

Al usar bajas corrientes el led tiene una caída típica entre 1.5 y 1.7 V, es decir aproximadamente unos 0.8 a 1.0 V más que la caída en la juntura emisor-base del transistor.

Así, cuando se conectan como se indica en la figura 3.18 , el voltaje restante aparece a través de la resistencia de emisor produciendo una corriente estable.

Además hay estabilidad de temperatura porque los dos elementos, led y juntura del transistor tienen el mismo coeficiente de temperatura.

**Sensor de temperatura con el LM3911.-** Los circuitos útiles para el propósito requerido a partir de este circuito integrado son los indicados en la figura 3.19

a) En primer lugar un circuito que permite obtener una medida básica de la temperatura, con un mínimo de componentes extermos.

Las fuentes $V^+$ y $V^-$ y las resistencias $R_1$ y $R_2$ deben ser tales que la corriente a través del dispositivo sea alrededor de 1 mA, con lo que se da una disipación de unos 7 mW.

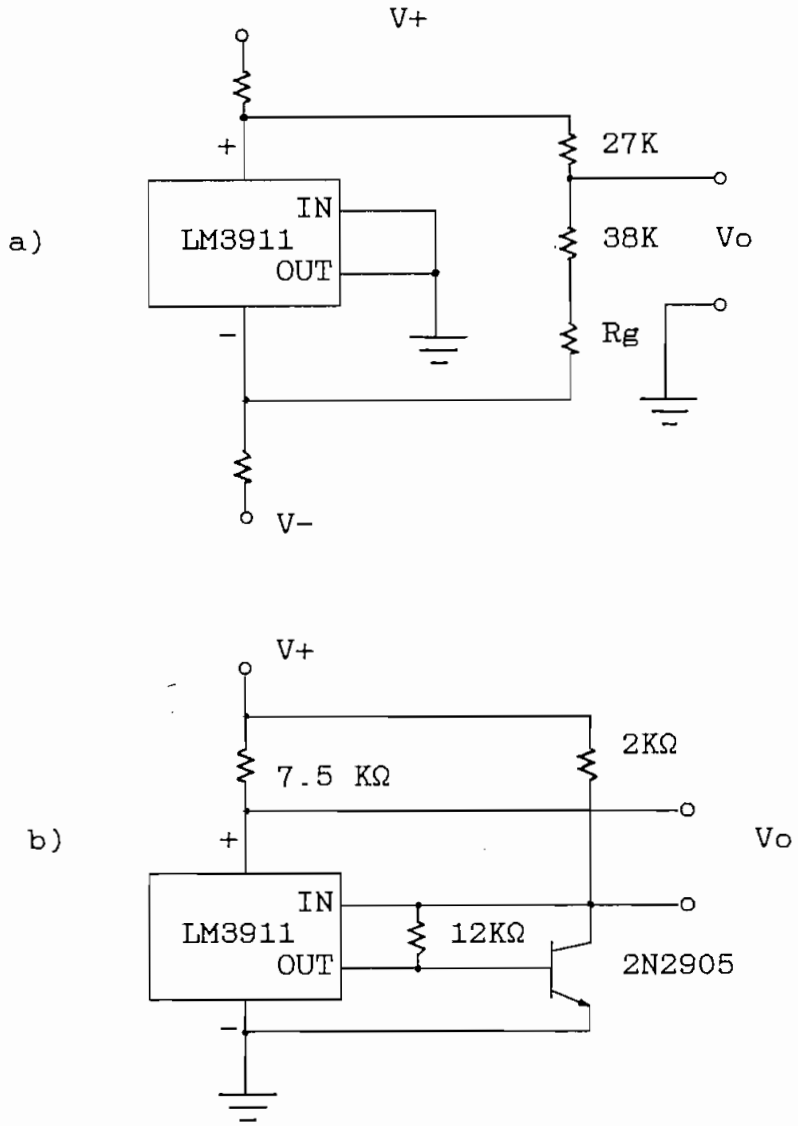



Figura 3.19 Sensor de temperatura con el LM3911
a)circuito básico, b)con amplificador de corriente

Si bien esta disipación interna aumenta la temperatura del integrado, lo hace en una fracción pequeña. En el aire es aproximadamente 1.2 °K. Sin embargo en el caso del prototipo que se diseña, el sensor de temperatura estará en el seno del líquido y el calor del circuito integrado se disipa más rápidamente por conducción y convección de manera que el error por la disipación interna en cualquier caso es pequeño.

b) Para aumentar la ganancia y la potencia se puede usar un transistor (como el 2N 2905) a la salida del sensor. Como en casos anteriores los valores de las resistencias serán elegidos de manera que la salida tenga una relación de 10 mV / °K.

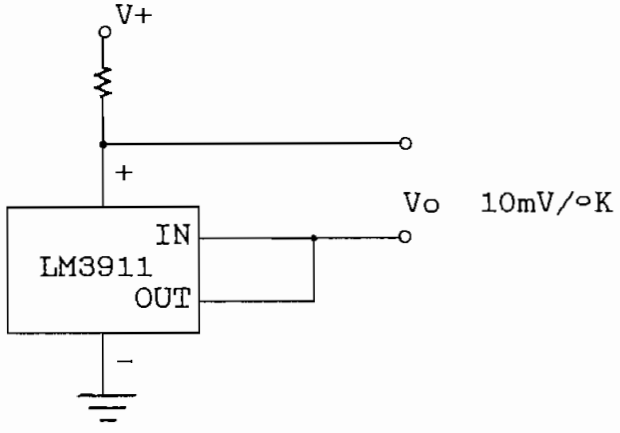



Figura 3.20 Sensor de temperatura con el LM3911

c) Un circuito relativamente sencillo que utiliza una sola fuente, no da sin embargo mayores facilidades de calibración, y además la corriente de salida es baja. Se hace necesaria una amplificación mediante un circuito adicional.

**NOTA**.- En este trabajo, por las facilidades y resultados obtenidos se emplea el circuito integrado LM35cz, con el diagrama representado en la figura 3.14, así como también el circuito de referencia de precisión de la figura 3.15.

## 3.4 Actuador . Elemento final de control

Se define como actuador a un elemento que puede alterar la entrada de la planta de acuerdo con la señal de control, de manera que se pueda poner en correspondencia la señal de realimentación con la señal de referencia de entrada.

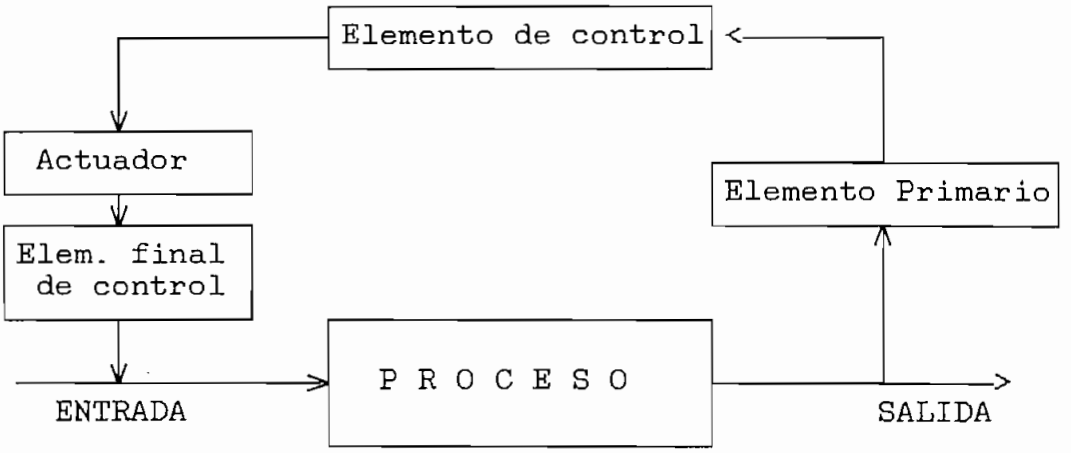



Figura 3.21 Situación del actuador en el sistema

En este caso el elemnto final de control está constituído por dos válvulas que al abrir o cerrar permiten el mayor o menor flujo de los caudales frío y caliente.

Los vástagos de las válvulas deben acoplarse mediante un sistema de piñones que formarán parte del actuador y permite su acción simultánea, y de tal manera que los sentidos de giro sean contrarios.

En la figura 3.22 se indica el acoplamiento requerido.

Los piñones $P_1$ y $P_2$ van solidarios con cada de una de las válvulas mediante un sistema de pasadores, que tiene dos ventajas prácticas: en primer lugar permite que el sistema sea desmontable para cambiar, por ejemplo, la relación del número de dientes de los piñones y trabajar con diferentes velocidades.

Por otra parte se consigue cierta holgura evitando los acoplamientos rígidos que demandarían una gran precisión en todo el mecanismo.

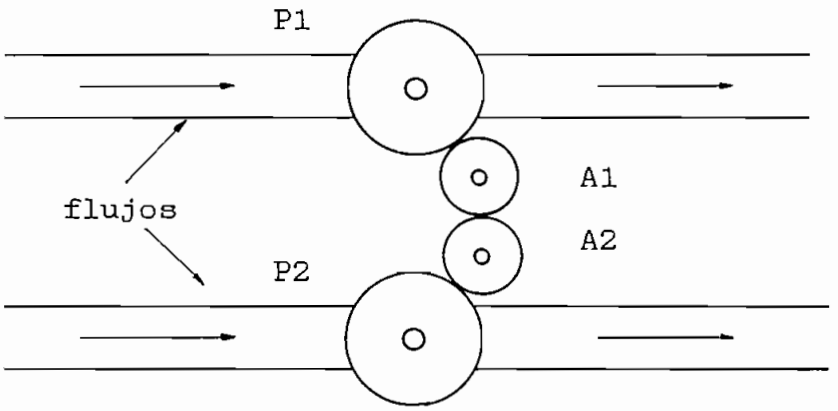



Figura 3.22 Acople de las válvulas para tener sentidos contrarios de giro.

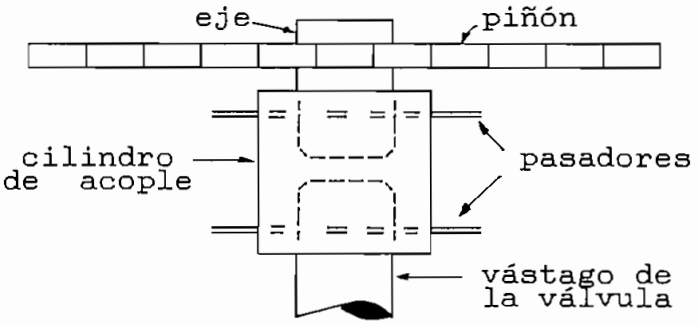



Figura 3.23 Sistema de acoplamiento de los piñones mediante pasadores.

La relación de radios en los piñones $P_1$ y $P_2$ con respecto a los piñones de acoplamiento $A_1$ y $A_2$ es tal que resulta una reducción de velocidad en un factor 3.

Las válvulas empleadas son del tipo de apertura rápida. Ya que el trabajo que realizan es simultáneo, los caudales de cada una de las válvulas varían como indica la figura 3.24. La temperatura resultante depende entonces de las proporciones de cada líquido, es decir de la posición relativa de las válvulas.

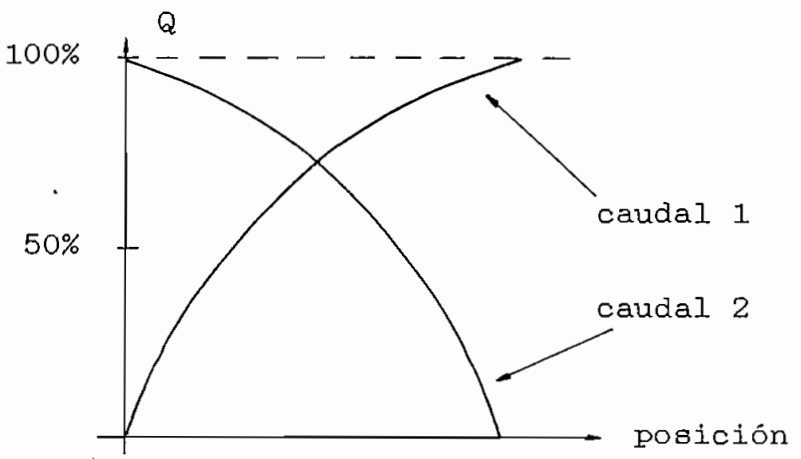



Figura 3.24 Variación de los caudales para las diferentes posiciones de las válvulas.

**Servomotor.-** El movimiento del sistema de piñones y válvulas es producido por un motor DC, que es el corazón del actuador. Este motor tiene 12 V y 1.0 A nominales. Para el trabajo requerido, y tanto por la velocidad como por el torque reducidos, se emplean 6 V máx, con lo que el motor requiere de una corriente de unos 850 mA.

La velocidad del motor es reducida por un sistema de engranajes interno en un factor de 50. Con la reducción de los piñones indicada anteriormente, de 3 a 1, se tiene que la velocidad del motor se reduce en un factor total de 150.

La velocidad en condiciones nominales es aproximadamente de 70 rpm a la salida del motor y de 23 1/3 rpm en los piñones acoplados a las válvulas.

Con el límite de voltaje previsto, 6 V, la velocidad se reduce todavía más, a unas 15 rpm, en la apertura o cierre de las válvulas. De esta velocidad debe anotarse que conforme disminuya la señal de error actuante, la tensión aplicada al motor será menor y consiguientemente también su velocidad.

El sistema motor-piñones-válvula necesita de al menos 2 V para empezar su movimiento, alcanzando una velocidad de unas 5 rpm que es adecuada para el fin propuesto.

La tensión aplicada al motor, por su consumo de corriente, debe provenir de un amplificador de potencia, cuya entrada a su vez se origina en el error actuante.

Para este propósito se emplea una amplificador compuesto de un par complementario de transistores de potencia con la disposición indicada en la figura 3.25.

Cuando la señal de entrada es positiva, el transistor $Q_1$ (npn) conduce, y circula la corriente $I_1$, mientras que el transistor $Q_2$ (pnp) está en corte. Si la señal de entrada es negativa conduce $Q_2$ mientras que $Q_1$ está en corte. La corriente que circula es la signada como $I_2$.

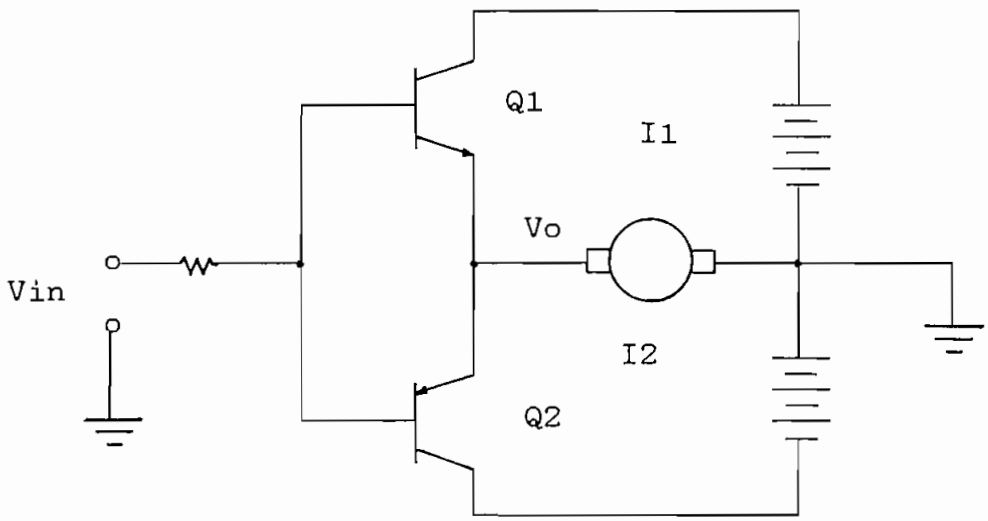



Figura 3.25 Amplificador simétrico complementario

Este amplificador provee por los tanto de las dos polaridades necesarias para que el motor gire en uno u otro sentido dependiendo de si el error actuante es positivo o negativo.

Los transistores usados son complementarios, habiéndose seleccionado los transistores ECG 49 y ECG 50 cuyas características se resumen en la tabla 2.

| | $V_{CBO}$ | $V_{CEO}$ | $V_{EBO}$ | $I_{Cmx}$ | $P_{Dmx}$ | $h_{FE}$ | tipo |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ECG 49 | 125v | 100v | 4v | 2A | 10w | 100 | npn |
| ECG 50 | 125v | 100v | 4v | 2A | 10w | 100 | pnp |

Tabla 2. Características de los transistores complementarios.

Al seleccionar los transistores se consideran los siguientes factores críticos:

- Corriente máxima de colector.- necesitamos aproximadamente 1 A para el motor; los transistores mencionados tienen 2 A con lo que aseguramos un margen adecuado.
- La potencia de disipación del motor es a lo más 6w (6 V x 1 A) por lo que los 10w nominales de los transistores es apropiado.
- La ganancia de corriente $h_{FE}$ debe ser tal que se consiga la corriente de 1 A. Ya que:

$$I_C = I_B + I_{CEO} \qquad (3.30)$$

Para tener $I_C$ = 1A, la corriente de base deberá ser 10 mA. Esta corriente debe proporcionar el amplificador operacional usado para obtener el error actuante. En caso de no ser así, se debe hacer una etapa de amplificación de corriente previa.

**NOTA:** Una manera directa y práctica de aumentar la corriente de salida de un amplificador

operacional es usando igualmente un par de transistores complementarios como indica la figura 3.26.

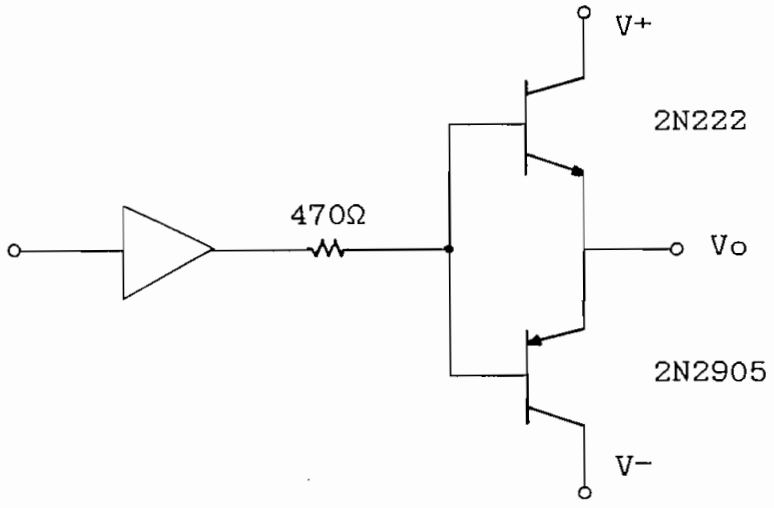



Figura 3.26 Buffer de salida para un amplificador operacional.

Una segunda manera de resolver el problema de la amplificación de corriente consiste en usar transistores complementarios en la configuración Darlington, tales como los transistores ECG 268 y ECG 269 cuyas características se indican en la tabla 3.

| | $V_{CBO}$ | $V_{CEO}$ | $V_{EBO}$ | $I_{Cmx}$ | $P_{Dmx}$ | $h_{FE}$ | tipo |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ECG 268 | 50v | 50v | 13v | 2A | 10w | 1000 mín | npn |
| ECG 269 | 50v | 50v | 13v | 2A | 10w | 1000 mín | pnp |

Tabla 3. Características de dos transistores complementarios de alta $h_{FE}$.

Estos transistores cumplen los requerimientos de $I_C$ y $P_D$ máximos, igual que los anteriores, pero la ganancia de corriente es diez veces mayor, por lo que se puede obviar la etapa de amplificación de corriente previa o el buffer

en la salida del amplificador operacional.

**Diseño.-** El circuito empleado es el de la figura 3.27.

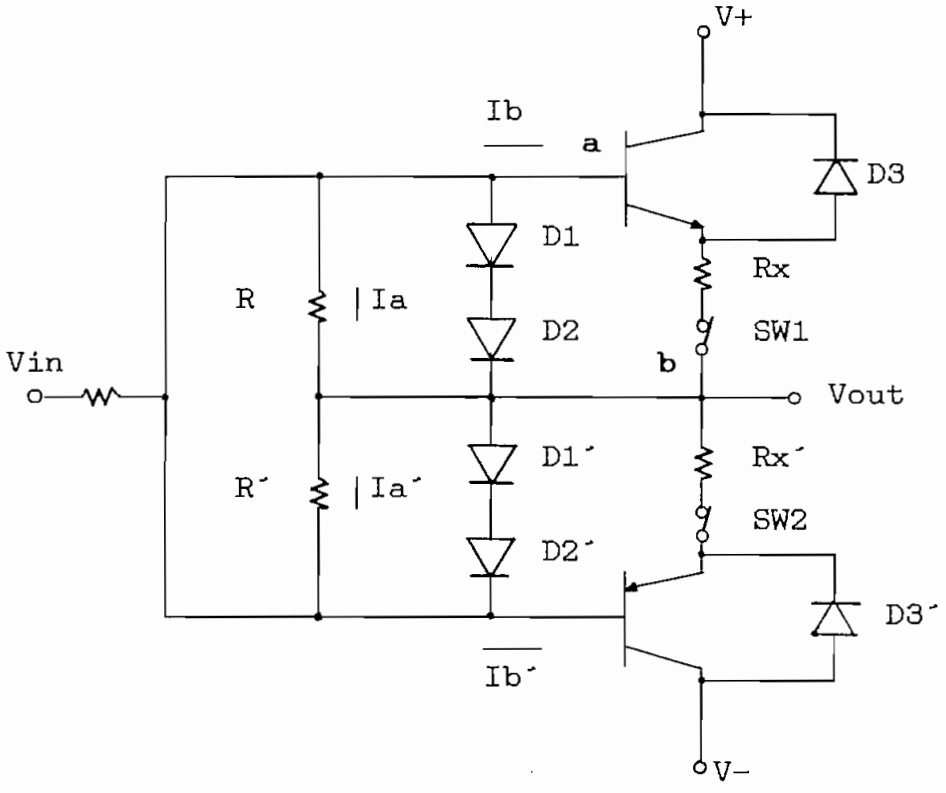



Fig. 3.27 Amplificador de Potencia

Sea la corriente de base Ib (Ib´) igual a 10 ma. Se debe cumplir que:

$$Ia << Ib, \quad \text{si usamos un factor de 10,} \qquad (3.31)$$

$$Ia \leq 1 \text{ mA.} \qquad (3.32)$$

La tensión de entrada mínima es 2V. La caída de tensión desde el punto **a** hasta el **b** está determinada por la juntura base emisor del transistor, igual a 0.6 V, y el valor RxIc.

Los diodos D1 y D2 (D1´ y D2´), conjuntamente con la resistencia Rx tienen una función de protección. En caso de presentarse un cortocircuito en la salida, la corriente de colector subiría indiscriminadamente y por consiguiente la tensión Vab dada por

$$Vab = V_{BE} + IcRx, \quad \text{donde } V_{BE} = 0.6 \text{ V} \qquad (3.33)$$

Sin embargo, al llegar esta tensión a un valor de 1.2 V, los diodos D1 y D2 entran en conducción, ya que se polarizan directamente, dando un camino alternativo a la corriente e impidiendo que la corriente de colector exceda el límite deseado. Este límite de corriente lo fijamos en 1 amperio, que es la corriente máxima que usará el motor.

Con esto:

$$IcRx = 0.6 \text{ V} \quad y \quad Rx = 0.6\Omega \qquad (3.34)$$

Los diodos D3 y D3´, igualmente de protección, dan un camino para que se descarguen las capacidades del transistor en caso de cambios bruscos de las condiciones del circuito.

Los microswitches SW1 y SW2 se intercalan en la posición indicada con el objeto de servir como topes de fin de carrera, para que el motor no gire más alla de lo que las válvulas lo permiten.

**Acoplamiento motor-válvulas.-** se consigue haciendo girar solidariamente el eje del motor con uno de los piñones de acople $A_1$ o A2 de la figura 3.22. La forma de acoplamiento es similar a la indicada en la figura 3.23, es decir mediante pasadores que permiten cierto juego entre las diferentes piezas.

En este sistema motor-piñones-válvulas hay dos instancias que producen una zona muerta y contribuyen a la estabilidad del sistema de control.

En primer lugar el sistema de pasadores origina un sector de unos 5º que puede girar el motor sin afectar la posición de las válvulas. Se podría llamar una zona muerta de tipo "mecánico".

Por otra parte la tensión mínima requerida para accionar el motor, y que es de unos 2 V, produce una zona muerta de origen "eléctrico". Esto ayuda a realizar el sistema de manera que a señales pequeñas de error se alcance la estabilidad al no responder las válvulas de accionamiento.

**Mecanismo de control de fin de carrera**

Este mecanismo debe impedir que el motor gire una vez que se ha alcanzado las cercanías de la posición tope de

las válvulas en uno o en otro sentido. Se emplean dos micro- switches y la configuración indicada en la figura 3.28.

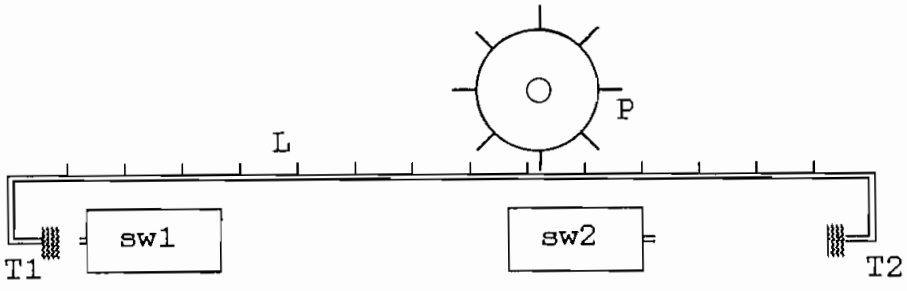



Fig. 3.28 Control de fin de carrera mediante micro-switches.

El dispositivo se compone de una barra "dentada" acoplada al piñón P solidario con el eje de una de las válvulas. En los extremos de la barra se colocan dos piezas, T1 y T2, que sirven como topes y accionan los micro-switches sw1 y sw2.

La longitud de la barra es tal que su movimiento lineal total sea transferido a un movimiento circular de 4 giros completos, que es lo que permiten las válvulas entre sus posiciones completamente cerrada y completamente abierta.

El material constitutivo de la barra y los topes es aluminio para que represente una carga liviana al sistema de engranajes.

## 3.5 Interfases

Como se ha indicado anteriormente, y se ha descrito en el diseño teórico y práctico de los componentes del sistema, éste se compone de una serie de módulos eléctricos y mecánicos interconectados uno tras otro.

Se ha realizado el diseño y construcción de cada uno de los bloques teniendo en cuenta el efecto de "carga" que pudiera existir al interconectarlos. Para evitar esto se ha utilizado circuitos eléctricos y electrónicos de alta impedancia de entrada, como es el caso del amplificador de instrumentación, que tiene una entrada diferencial con esa característica.

Desde el punto de vista mecánico, se ha indicado en los diseños respectivos que los acoples entre los elementos móviles tiene cierta holgura evitando fricciones excesivas o bloqueos.

Conociendo el contexto general del sistema, cada bloque se ha diseñado y construido teniendo en cuenta a qué componente va a ser conectado y de cuál recibe la señal. De esta manera, al interior de cada bloque se han hecho los correctivos y manejo de las señales dándoles la suficiente potencia.

Realizadas las pruebas respectivas no se ha visto la

# CAPITULO IV

## RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1 PRUEBAS DE LABORATORIO

4.2 CARACTERISTICAS DEL SISTEMA

4.3 ANALISIS COMPARATIVO CON LOS RESULTADOS TEORICOS

4.4 EXTENSION A OTRAS APLICACIONES

# C A P I T U L O  I V

## RESULTADOS EXPERIMENTALES

### 4.1 Pruebas de laboratorio

Las pruebas experimentales del equipo construido se realizan en dos fases. La primera comprende la comprobación individual del funcionamiento de los componentes del sistema tomados cada uno aisladamente. En una segunda fase se comprueba el funcionamiento conjunto de los bloques tanto en la parte electrónica como mecánica del prototipo.

En este numeral se describe exclusivamente el procedimiento a seguirse para realizar las pruebas de laboratorio con en equipo construido. Se detallan los preparativos y las pruebas que deben realizarse, recomendablemente en la secuencia indicada, tomando los valores pedidos.

Los resultados obtenidos en las pruebas aplicadas al prototipo construido se detallan en el numeral 4.2, Características del Sistema, siguiendo el mismo orden secuencial que en este numeral y realizando los cálculos pertinentes que permiten obtener las constantes y parámetros de funcionamiento del sistema.

Es de anotar que la redacción de estas pruebas de laboratorio se la hace a manera de manual de operación, es decir de una forma apropiada y fácil de seguir en cada uno de los pasos de una práctica experimental.

**Nota general.-** al verificar el funcionamiento de cada etapa, se deben comparar los resultados en su salida (en el caso común una tensión DC), que tiene en vacío, como también al aplicar esa señal a la siguiente etapa del sistema.

**a. Componentes del sistema**

**a.1. Fuente regulada**

- Conectar la alimentación AC del sistema y verificar el rango de tensiones positiva y negativa que provee la fuente mediante los potenciómetros respectivos.

- Conectar el motor del servomecanismo directamente a la fuente y verificar si existe el efecto de carga.

Repetir para tensiones positivas y negativas.

- Calibrar las tensiones de salida a + 10 V y - 10 V, que son los valores nominales de trabajo del equipo y conectar la fuente al sistema para las pruebas posteriores.

## a.2 Sensor de temperatura

- Verificar el rango de tensiones obtenidas al variar la posición del potenciómetro. Calibrar para tener una tensión en la salida de 2.6 V.

- Introducir el sensor de temperatura en el recipiente con agua, dentro del que se ha colocado el calentador.

  Tomar nota de la temperatura dada por el termómetro y de la señal dada por el sensor para diferentes temperaturas del agua, elaborando una tabla de valores.

- Determinar si hay variación de la lectura al aplicar la señal al amplificador de instrumentación.

## a.3 Referencia de precisión

- Verificar el rango de tensiones obtenidas en la salida

mediante el cambio de la posición del potenciómetro de control.

- Fijar la salida en 2.7 voltios y aplicar esta señal al amplificador de instrumentación observando si se da o no un efecto de carga.

## a.4 Amplificador de instrumentación

- Aplicar dos señales a las entradas del amplificador, teniendo en cuenta que la ganancia interna es $A_v = 10$, por lo que la diferencia entre las tensiones aplicadas debe ser a lo más 0.8 V. Se recomienda utilizar las salidas de los circuitos a.2 y a.3 .

- Tomar lecturas de las tensiones de entrada y salida, para valores sucesivos que permitan establecer la ganancia del amplificador.

  Usar valores tales que den como resultado tensiones de salida tanto positivas como negativas.

- Aplicar la salida de esta etapa al sumador del sistema para establecer si hay o no efecto de carga.

## a.5 Sistema sensor + referencia + amplificador

- Fijar las tensiones como se indica en los puntos a.3 y

a.4 , aplicarlas a la entrada del amplificador de instrumentación.

- Introducir el sensor de temperatura en el recipiente con agua que contiene el calentador y el termómetro.
  Tomar medidas de éste y de la salida del amplificador de instrumentación para diferentes temperaturas del agua a fin de establecer una tabla de valores.

**a.6 Sumador**

Este bloque debe producir la señal del error actuante del sistema, por lo que su función es sumar la señal de referencia con la de realimentación, la cual ha sido previamente invertida.

- Aplicar dos señales externas tomando medidas de la salida para diferentes condiciones de entrada estableciendo la ganancia de la etapa.

- Las tensiones aplicadas deben ser positivas y negativas, y la diferencia deberá ser a lo más unos 8 voltios.

**a.7 Referencia del Sistema**

- Mediante el potenciómetro se obtienen diferentes valores de la salida, establecer el rango de variación posible.

- Aplicar esta tensión a la etapa siguiente del sistema y comprobar si hay modificación por efecto de carga.

## a.8 Etapa de acondicionamiento de señal

- Se aplica una señal externa a la entrada y se toman medidas en los puntos $X_1$ , $X_2$ y en la salida.

- En el punto $X_1$ se comprueba la presencia de una tensión de saturación positiva o negativa según el signo de la tensión de entrada. Determinar estos valores.

- En el punto $X_2$ se tiene la salida de un circuito seguidor de tensión. Verificar esta función para valores positivos y negativos de la entrada

- En la salida del bloque se debe obtener la suma de las señales medidas en $X_1$ y $X_2$, con la particularidad de que la señal de saturación es atenuada a un 1/5 de su valor.

- Para diferentes valores de entrada, en el rango de -5 a +5 voltios, hecer las mediciones de la entrada y salida para obtener la función de transferencia.

- La variación de la entrada debe hacerse de -5 a +5 y viceversa para comprobar la histéresis del circuito. Establecer el ancho de la banda de histéresis.

## a.9 Amplificador de potencia

- Aplicar una señal externa a la entrada y conectar una carga, que puede ser un motor DC similar al del equipo, verificar la tensión y corriente que suministra el circuito.

- Comprobar el funcionamiento para tensiones positivas y negativas en un rango de -5 a +5, y obtener una tabla de la tensión de salida en función de la entrada.

## a.10 Servomecanismo

- Ubicar los pasadores que acoplan las válvulas al motor de manera que se cumplan tres condiciones:

  1. Que una de las válvulas esté completamente cerrada, y la otra completamente abierta.

  2. Que la barra de accionamiento de los microswitches este desplazada hacia uno de los extremos por manera que este accionado uno de los microswitches.

  3. Que al accionar el motor, el movimiento de las válvulas sea tal que la barra se desplace hacia el otro extremo.

- Desacoplar el mecanismo de engranajes, esto es sacar el pasador del eje del motor, y hacer girar manualmente el sistema de válvulas observando que no hayan problemas de trabamiento o desacople entre los piñones. Este movimiento se lo debe hacer hasta llegar al otro extremo de la barra, debiendo accionarse el otro microswitch.

  Repetir el procedimiento en sentido inverso. Dejar finalmente la barra en una posición intermedia.

- Luego de realizada satisfactoriamente la prueba anterior, colocar el pasador en el eje del motor y con una fuente externa aplicar una tensión variable al motor. Iniciar con tensión 0 V e ir aumentando paulatinamente hasta que empiece el movimiento del servomecanismo.

  Tomar nota del valor de la tensión aplicada para la condición de movimiento inminente

- La tensión aplicada debe durar solamente el tiempo necesario para alcanzar las cercanías del fin de carrera de la barra, en cuyo caso debe cortarse esa tensión inmediatamente.

- Invertir la polaridad de la tensión aplicada y comprobar el desplazamiento en sentido inverso hasta llegar igualmente hasta las cercanías del otro extremo.

**a.11 Amplificador de potencia + servomecanismo**

- Hacer todas las interconexiones eléctricas y los acoplamientos mecánicos necesarios para el obtener el funcionamiento del servomecanismo mediante la tensión proporcionada por el amplificador de potencia.

- Aplicar una tensión externa a la entrada del amplificador de potencia, de manera que el motor gire accionando el mecanismo hasta que la barra llegue a uno de sus extremos, donde activará el microswitch que desactiva al motor.

- Invertir la polaridad de la tensión aplicada y comprobar el movimiento en sentido inverso, hasta llegar igualmente al extremo opuesto de la barra, donde debe activarse el otro microswitch parando automáticamente al motor.

- Determinar la velocidad de desplazamiento de la barra para diferentes valores de tensión aplicadas en la entrada del amplificador de potencia.

### a.12 Caudal de las válvulas

- Desacoplar el sistema de piñones del eje del motor.

- Verificar el nivel de agua en los tanques de almacenamiento. Determinar la altura de estos con respecto al nivel de las válvulas.

- Para posiciones sucesivas de las válvulas, cada 90º por ejemplo, determinar el caudal individual de cada válvula y el caudal conjunto.

## b. Funcionamiento del sistema

### b.1 Subsistema electrónico

- Desacoplar el eje del motor del sistema de piñones.

- Según el esquema de la figura 4.1., realizar las conexiones siguientes en el tablero de mando: 1, 2, 3, 4, 12, 13, 14. Activar el interruptor general.

- Medir la tensión de la señal de realimentación.

- Fijar en la señal de referencia del sistema una tensión ligeramente superior al valor medido en el paso anterior.

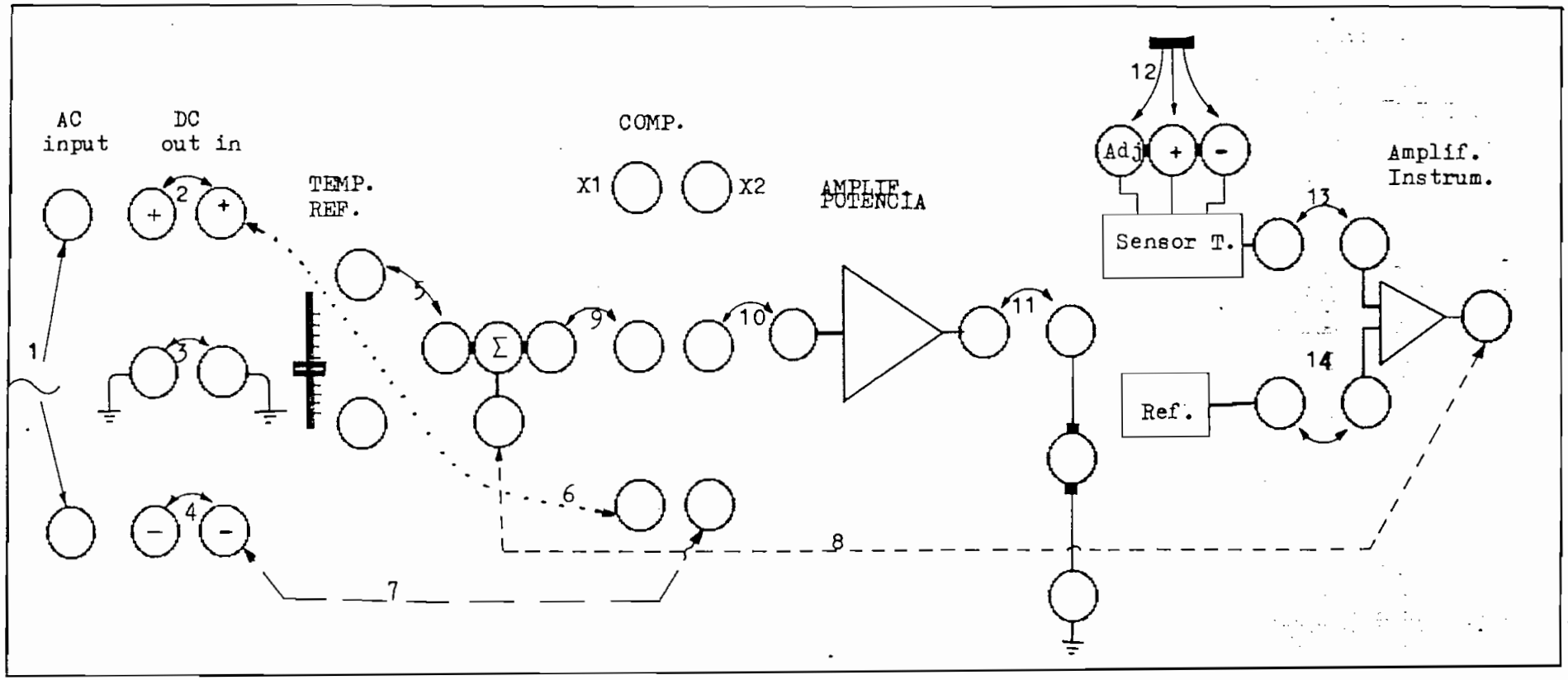



Fig. 4.1 Interconecciones del tablero de control

- Hacer las conexiones 5, 8, 9, 10 y 11.

- Verificar la tensión aplicada al motor y su movimiento hasta alcanzar el fin de carrera.

- Hacer que se invierta el sentido de giro del motor de una de las dos maneras diferentes : a) modificando la temperatura del sensor o b) modificando la temperatura de referencia del sistema.

- Determinar el rango de la señal de error actuante para el cual permanece estático el motor.

## 4.2 Características del sistema

En base a los resultados obtenidos en el numeral 4.1, se describen a continuación las características del sistema, en los aspectos eléctricos, electrónicos y mecánicos.

Los datos se tabulan, manteniendo la misma secuencia que en las pruebas realizadas en dicho numeral.

### a.1 Fuente regulada

Entrada : 120 $V_{AC}$

Salida : Tensión positiva : 1.25 a 19.75 V DC

Tensión negativa : -1.26 a -19.50 V DC

$I_{max}$ : 1.5 A

## a.2 Sensor de temperatura

$V_{OUT\ min}$ : 0.8 V a 20 °C

$V_{OUT\ max}$ : 5.23 V a 20 °C

| Temp [°C] | $V_{OUT}$ [V] |
|---|---|
| 20 | 2.58 |
| 30 | 2.53 |
| 40 | 2.47 |
| 50 | 2.42 |
| 60 | 2.38 |
| 70 | 2.33 |

Tabla 4.1 Datos del sensor de temperatura

De los valores obtenidos y presentados en la tabla 4.1 se puede observar la alta linealidad del circuito sensor de temperatura. Para la calibración seleccionada se deduce que hay una variación promedia de unos 0.05 voltios por cada diez grados centígrados, es decir, 5 mV/°C.

## a.3 Referencia de precisión

Tensión de salida : de 2.70 a 3.01 V DC

El rango obtenido es apropiado para el funcionamiento conjunto con el sensor de temperatura. Para la calibración del conjunto se puede tomar el valor mínimo de 2.7 V.

## a.4 Amplificador de instrumentación

Los datos obtenidos se presentan en las tres primeras columnas de la tabla 4.2. Se ha complementado la tabla con una columna resultante de calcular la ganancia de tensión Av del circuito.

| Vin1 [V] | Vin2 [V] | Vout [V] | Av |
|---|---|---|---|
| 2.62 | 3.02 | -4.56 | 11.4 |
| 2.62 | 2.95 | -3.80 | 11.51 |
| 2.62 | 2.90 | -3.24 | 11.57 |
| 2.51 | 2.90 | -4.43 | 11.53 |
| 2.40 | 2.90 | -5.78 | 11.56 |
| 2.36 | 2.72 | -4.16 | 11.55 |

Tabla 4.2. Datos del Amplificador de instrumentación

De los valores calculados en la columna cuarta de la tabla 4.2 se deduce que el circuito tiene una ganancia de tensión Av promedio de 11.52, notándose una desviación muy pequeña con respecto a este valor a lo largo del rango de utilización.

## a.5 Sistema sensor + referencia + amplificador

A los valores medidos y presentados en las cuatro primeras columnas de la tabla 4.3, se aumenta la última columna con los valores calculados de la ganancia de tensión en cada caso.

| Temp. | Sens.[V] | Ref.[V] | Vout [V] | Av |
|---|---|---|---|---|
| 20 C | 2.60 | 2.70 | -1.02 | 10.20 |
| 35 C | 2.50 | 2.70 | -2.05 | 10.25 |
| 48 C | 2.40 | 2.70 | -3.12 | 10.40 |
| 70 C | 2.30 | 2.70 | -4.26 | 10.65 |

Tabla 4.3. Datos del sistema:
sensor + referencia + amplificador

De los valores calculados para la ganancia de tensión, se deduce que la ganancia promedio del conjunto sensor + referencia + amplificador de instrumentación es de 10.3, teniendo una pequeña variación al rededor de este valor en el rango de temperatura indicado.

### a.6 Sumador

Al igual que en las tablas anteriores, a los datos obtenidos se los complementa con la última columna, resultante de calcular la ganancia de tensión del circuito, y se presentan en la tabla 4.4.

| Vin1 [V] | Vin2 [V] | Vout [V] | Av |
|---|---|---|---|
| 8.83 | 3.6 | -5.21 | 0.99 |
| 6.60 | 3.6 | -2.95 | 0.98 |
| 3.88 | 3.6 | -0.26 | 0.92 |
| 3.54 | 3.6 | 0.07 | 1.16 |
| 1.22 | 3.6 | 2.43 | 1.02 |
| 1.72 | 3.6 | 1.93 | 1.02 |
| 2.49 | 3.6 | 1.17 | 1.05 |

Tabla 4.4 Datos del sumador

La ganancia media que se deduce de la tabla 4.4 para el sumador es prácticamente la unidad.

## a.7 Referencia del sistema

La tensión que se emplea como señal de referencia del sistema, proviene de un circuito regulador de tensión con una salida variable. De ahí que sus resultados son satisfactorios dentro del rango desde 1.2 V a 9.2 $V_{DC}$.

## a.8 Etapa de acondicionamiento de señal

Los valores obtenidos en las mediciones se presentan en la tabla 4.5. En primer lugar se comprueba que en el punto X1 se tiene la función de un inversor. En el punto X2 se tiene la función de un comparador de tensión con tensiones de salida de saturación ligeramente diferentes.

| Vin | X1 | X2 | Vout | -(X1+X2/5) | Vout-Vin |
|---|---|---|---|---|---|
| 3.04 | -3.05 | -8.49 | 4.77 | 4.75 | 1.73 |
| 4.49 | -4.50 | -8.50 | 6.21 | 6.20 | 1.72 |
| 5.38 | -5.40 | -8.49 | 7.13 | 7.10 | 1.75 |
| 1.78 | -1.80 | -8.50 | 3.54 | 3.50 | 1.76 |
| -0.22 | 0.21 | 9.19 | -2.10 | -2.05 | -1.88 |
| -3.14 | 3.14 | 9.19 | -4.99 | -4.98 | -1.85 |
| -4.53 | 4.52 | 9.19 | -6.39 | -6.36 | -1.86 |
| -4.92 | 4.92 | 9.19 | -6.79 | -6,76 | -1.87 |

Tabla 4.5. Datos de la etapa de acondicionamiento de la señal. Todas las magnitudes se presentan en voltios.

En la quinta columna de la tabla 4.5 se ha hecho el cálculo matemático de lo que debería tenerse en la salida, es decir en la cuarta columna. Como puede apreciarse, hay una gran exactitud en el funcionamiento de este bloque.

En la última columna de la tabla se ha calculado la diferencia neta entre la salida y la entrada de este bloque, notándose que hay una tensión constante que se añade a la señal de error en un valor promedio de 1.74 voltios si el error es positivo, y de 1.86 voltios si la señal de error es negativa. Estos valores aseguran que el sistema motor-válvulas inicie su movimiento para señales de error pequeñas, ya que las amplifica, pero mantiene sin embargo la misma pendiente del error original.

## a.9 Amplificador de potencia

Los resultados se indican en la tabla 4.6 . De estos datos podemos sacar la característica del amplificados de potencia.

| Vin [V] | Vout [V] | Iout [A] |
|---|---|---|
| 5.0 | 4.3 | 0.75 |
| 4. | 3.2 | 0.67 |
| 3. | 3.5 | 0.62 |
| 2. | 1.5 | 0.58 |
| -2. | -1.4 | 0.60 |
| -3. | -2.6 | 0.64 |
| -4. | -3.1 | 0.69 |
| -5. | -4.2 | 0.74 |

Tabla 4.6 Datos del amplificador de potencia

Se nota que en lo relacionado con la tensión, se tiene una ganancia inferior a 1. La potencia entonces se

incrementa exclusivamente por la corriente que soportan los transistores de potencia.

### a.10 Servomecanismo

Por las características del motor se han determinado que existen tensiones mínimas necesarias para iniciar su movimiento en uno u otro sentido. Estas tensiones son:

movimiento a la izquierda : 1.75 V

movimiento a la derecha : 1.82 V

### a.11 Amplificador de potencia + servomecanismo

Al realizar las pruebas propuestas se han obtenido los resultados constantes en la tabla 4.7. La segunda columna representa la velocidad lineal de la barra de control de fin de carrera.

| Vin [V] | v.l [cm/s] |
|---|---|
| 6.0 | 0.78 |
| 5.5 | 0.71 |
| 5.0 | 0.65 |
| 4.5 | 0.58 |
| 4.0 | 0.52 |
| 3.0 | 0.40 |
| 2.0 | 0.31 |

Tabla 4.7. Datos del servomecanismo
Vin [V]; Vel. lineal[cm/s]

a.12 **Caudal de las válvulas**

Las mediciones realizadas dan como resultado los datos constantes en la tabla 4.8.

Nivel de agua: + 1.50 m

| Posición | Q1 [dl/m] | Q2 [dl/m] | Qtotal |
|---|---|---|---|
| 0.5 | 34 | 173 | 207 |
| 1.0 | 61 | 167 | 228 |
| 1.5 | 94 | 157 | 251 |
| 2.0 | 95 | 149 | 244 |
| 2.5 | 111 | 141 | 252 |
| 3.0 | 120 | 132 | 252 |
| 3.5 | 125 | 124 | 249 |
| 4.0 | 137 | 113 | 250 |
| 4.5 | 147 | 98 | 245 |
| 5.0 | 153 | 87 | 240 |
| 5.5 | 158 | 53 | 211 |
| 6.0 | 166 | 28 | 194 |

Tabla 4.8 Datos de caudal de las válvulas

De los valores obtenidos se desprende que el caudal total en buena parte del rango de posiciones relativas de las válvulas es aproximadamente constante, lo que constituye una ventaja, ya que con el sistema construido se obtiene una cantidad constante de fluido aún cuando se trabaje a temperaturas diferentes.

## 4.3 Análisis comparativo con los resultados teóricos

Una vez realizadas las mediciones de los diferentes componentes del sistema, en lo que tiene que ver con su funcionamiento eléctrico, electrónico y mecánico, se pueden llegar a varias conclusiones, haciendo una comparación entre los resultados teóricos que se esperaban del sistema, en base al diseño, en el cual se impusieron varias condiciones de trabajo, y los resultados prácticos obtenidos.

Es de notar que en varias oportunidades los resultados experimentales no concordaron con lo diseñado, o no cumplían satisfactoriamente las condiciones de trabajo propuestas. En tales casos se realizó un nuevo diseño, se cambió de elementos, de mayor precisión, de mejores características, etc. para llegar a un conjunto de componentes que funcionan adecuadamente tanto individual como interconectados en el sistema construido.

Para el análisis de los resultados obtenidos con los circuitos electrónicos se han tomado en cuenta las características dadas por el fabricante: sus rangos de tensión, corrientes, precisión, ajuste, etc. dados en las tablas que constan en el apéndice A.

Por otro lado se consideran los resultados esperados del capítulo II, en el que se llegó a establecer la

función de transferencia del sistema y se fijaron varios requerimientos del sistema.

En términos generales los circuitos electrónicos diseñados funcionan de acuerdo a los requerimientos previstos, siendo muy pequeños los errores obtenidos, que por otra parte, se han minimizado mediante la calibración de potenciómetros ubicados estratégicamente en cada circuito.

Los pequeños errores detectados tienen la explicación, entre otras causas, en la precisión de los elementos, sobre todo en las resistencias, en las cuales la precisión de las encontradas en el mercado es de 10 o 20 %, en tanto que los fabricantes recomiendan, en ciertos circuitos de aplicación una precisión del 1 %.

El elemento electrónico más importante y sensible dentro del prototipo, el integrado LM35cz, responde en buena medida a lo esperado y enunciado en los manuales del fabricante.

La relación obtenida, representada en la figura 4.2, indica la linealidad apreciable del circuito construido. En de notar sin embargo, que la calibración propuesta inicialmente se ha modificado dadas las necesidades del entorno del circuito sensor de temperatura.

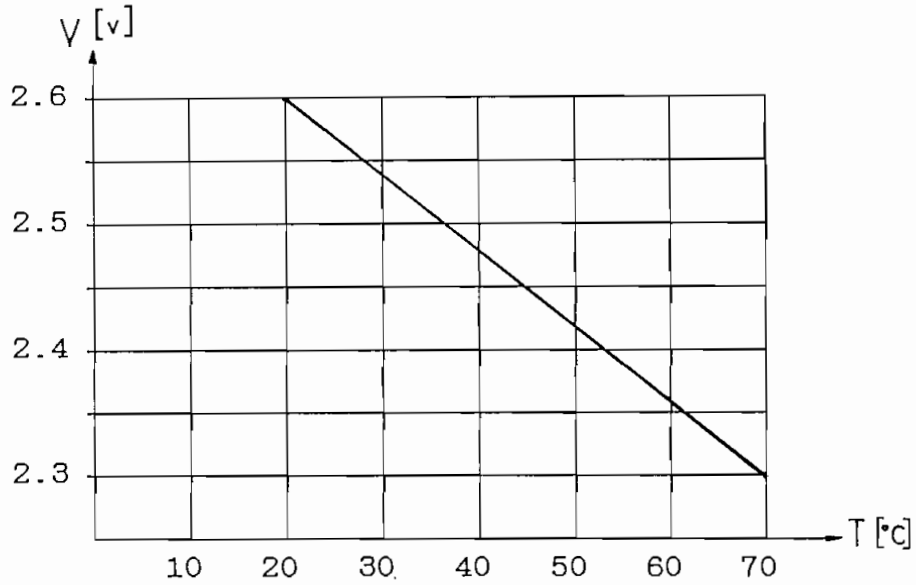



Fig. 4.2 Característica del sensor de temperatura

En el caso del sensor de temperatura, los resultados obtenidos obligaron a prescindir de la relación exacta con la escala absoluta. Considerando el conjunto sistema sensor + referencia + amplificador, y los resultados presentados en la Tabla 4.3, para fines prácticos, se conviene en utilizar una escala termométrica X en la cual se tiene:

Relación puntual: 48.4 °X = 100 °C

Relación de módulo: 1 °X = 2.08 °C

Otro factor importante de notar es que, debido a las configuraciones empleadas con los circuitos operacionales, los efectos de carga entre una etapa y otra son despreciables en todo el circuito.

Sin embargo en el circuito de potencia se aprecia una caída de tensión por los circuitos internos, pero que en el contexto del funcionamiento del prototipo no es determinante, toda vez que su efecto a lo más es de atenuar un poco algo la señal de error.

Cada uno de los bloques componentes del sistema, mecánicos, eléctricos y electrónicos, ha sido debidamente comprobado en su funcionamiento. Los elementos que no cumplían con lo previsto han sido descartados del equipo, por manera que éste quede confiable.

## 4.4 Extensión a otras aplicaciones

### 4.4.1 Utilización de los módulos del prototipo

En primer lugar, y debido a la característica modular del equipo construido, cada uno de los componentes del sistema puede ser empleado independientemente del prototipo en cualquier aplicación de laboratorio.

Los módulos que pueden usarse independientemente son los enumerados a continuación:

- **Fuente regulada** con tensiones DC positiva y negativa variables entre 1.2 V a 15 V y de -1.5 a -15 V con una corriente máxima de 1.5 A

- **Tensión regulada** positiva entre 1.2 V y 9 V con una corriente máxima de 0.5 A.

- **Amplificador de potencia** con circuito de alimentación independiente, capacidad de corriente hasta 2 A y con protección de sobrecorriente.

- **Amplificador diferencial o de instrumentación**, con una impedancia de entrada alta, ganancia de tensión igual a 10, muy práctico en el tratamiento de señales muy pequeñas.

- **Comparador de tensión,** en base de una entrada diferencial con operacionales, igualmente de alta impedancia que permite obtener la diferencia entre dos tensiones de hasta 8 V, con una ganancia unitaria.

- **Generador de histéresis,** es decir un elemento no lineal cuya salida es la tensión de saturación de los operacionales ya sea positiva o negativa.

  Tiene una franja de histéresis de ancho susceptible de variación mediante un potenciómetro.

- **Referencia de voltaje** que provee una tensión de precisión en el rango 2.07 a 3.01 V DC y que puede ser empleada como tensión de prueba en cualquier circuito de instrumentación con señales pequeñas.

- **Servomecanismo**, es decir el conjunto motor - piñones - válvulas que pueden ser accionados por otros sistemas de control, a condición de que éstos provean una corriente nominal de 1.5 A. en el rango de voltaje de 2 a 12 V.

- **Sistema de tanques** reservorios y ductos cuya altura con respecto al nivel de trabajo es variable. Uno de los tanques está recubierto de fibra de vidrio para aislarlo térmicamente del ambiente. Tiene un dispositivo para elevar la temperatura del agua.

- **Sensor de temperatura** basado en el LM35cz, con rango de -55 a +150 °C., y que puede usarse en otros sistemas de control que necesiten una medición de la temperatura.

### 4.4.2 Otras aplicaciones de control automático

a) **Regulación de temperatura** mediante control de la fuente calorífica.- Usando un solo caudal, se controla la temperatura resultante mediante la aplicación, al elemento resistivo, de una potencia proporcional a la temperatura deseada.

En su forma más elemental, este elemento es una resistencia o "niquelina". La potencia disipada es proporcional a la tensión aplicada y, si se mantiene

el caudal constante, es proporcional también a la temperatura del líquido.

Por la naturaleza del control, no es necesario que existan valores positivos y negativos sobre el elemento final de control, sino únicamente positivos.

El servomotor debe ser acoplado a un reóstato, cuyo giro, en uno y otro sentido, producirá un aumento o descenso de la potencia consumida por el elemento resistivo y por ende de la temperatura del líquido.

b) **Control de nivel de líquido.-** Con un sensor apropiado para el nivel de líquidos, es posible implantar sin mayores cambios el prototipo para este fin. Se emplea el caudal de una sola válvula, la que es movida igualmente por el motor DC. La señal proveniente del sensor de nivel se aplica directamente a la realimentación o si es necesario al amplificador de instrumentación.

La referencia del sistema es la misma del prototipo, en un rango de 1.2 a 9 V.

Es de notar que en cualquier aplicación que utilice la etapa de acondicionamiento de la señal, con el servomecanismo del prototipo, se tiene la franja de histéresis.

c) **Servomotor para controles varios**

Puede adaptarse el sistema de motor + piñones para formar un mecanismo de control de posición por ejemplo con un sistema de control independiente al del prototipo actual, pero que puede usar sus bloques como componentes del mismo.

d) **Control de procesos en general**

Con sensores apropiados se puede implantar un sistema de control de concentración de soluciones, que tendría el mismo principio básico que el sistema de control construido.

# CONCLUSIONES

Del trabajo realizado se puntualizan las siguientes conclusiones:

- El diseño y construcción de un prototipo de Control de Procesos en Tiempo Real, a utilizarse en la Escuela Politécnica Nacional como complemento a la enseñanza impartida en la especialización Electrónica y Control ha significado una importante tarea que me ha sido encomendada y se ha llevado adelante hasta contar actualmente con un equipo apropiado para los objetivos propuestos y que además es de uso múltiple dada su característica modular.

- Se ha conseguido construir un dispositivo sensor de temperatura, con elementos de alta precisión y linealidad, basado en un circuito integrado, el LM35cZ.

- Se aplicaron los conocimientos adquiridos tanto en Teoría de Control Automático como en Diseño Electrónico y materias afines. Se han tenido básicamente tres facetas distintas en el trabajo realizado. Una relativa a los sistemas de control automático, otra relacionada con el diseño y construcción de circuitos eléctricos y electrónicos y una tercera que comprende los componentes mecánicos del prototipo.

- La problemática en cada caso es diferente, y se ha hecho lo posible por conjugar armoniosamente estas tres facetas. Se han vencido una serie de limitaciones con relación a la facilidad de obtener circuitos específicos, de alcanzar una alta precisión en los componentes mecánicos, costos de los materiales, etc.

- En principio, había el reto de construir el prototipo con materiales de uso generalizado, que se encuentren en el mercado local, y que no se tengan que importar exclusivamente para la tarea encomendada. Este reto se ha cumplido. Si bien es verdad que hubieron no pocos elementos que, cumpliendo con las características óptimas deseadas, no se consiguieron, se supo encontrar una alternativa de trabajo, sin menoscabar la funcionalidad y confiabilidad del diseño.

- En este marco es importante señalar que, afortunadamente, hay una amplia variedad de circuitos con funciones similares, de uno u otro fabricante y que permiten al diseñador encontrar una alternativa viable.

- Ha sido de utilidad en varios casos el hecho que la Facultad cuente con un stock de circuitos electrónicos para diversas aplicaciones.

- En lo que hace relación a los componentes mecánicos, se ha observado en el desarrollo del prototipo que el

trabajador metalmecánico en nuestro medio no está preparado o no cuenta con medios apropiados para efectuar trabajos de buena precisión. Esto obligó a que se cambien ciertas ideas iniciales sobre el mecanismo de engranajes y piñones del prototipo, a fin de que, sin desmejorar el funcionamiento requerido, se de mayor libertad o "juego" a los elementos.

- Se han diseñado dos prácticas básicas de Laboratorio con el fin de orientar el uso del equipo por parte de los estudiantes. Para ello se hace notar que dada la cantidad de elementos constitutivos del sistema, es necesario una compenetración con el mismo, de manera que el operador no pierda de vista ningún detalle en el funcionamiento del equipo.

- Por la técnica modular empleada, y para fines prácticos, el sistema mecánico es completamente desmontable, y es necesario una familiarización con el mismo, antes de realizar cualquier prueba. La utilización del equipo requiere de una buena concentración por la variedad de factores en juego y esto probablemente va a obligar al estudiante a mejorar su dinamismo y concentración.

- En lo relativo a los circuitos eléctricos y electrónicos se cuenta con varios módulos de funciones específicas. Todas las interconexiones son externas, lo

que permite un uso independiente o en conjunto de los módulos. Se ha tratado de prever la problemática de los Laboratorios, en los que la flexibilidad de los equipos ayudaría a darles un uso más eficiente al combinar varios de ellos. Las alternativas de prácticas de laboratorio aumentan y se pueden compartir recursos.

- Los posibles errores acumulados tanto de la parte electrónica como mecánica se han ido compensando de manera que desaparezcan o lleguen a valores tolerables.

- Desde el punto de vista de la Teoría de Control, se ha determinado la función de transferencia del sistema, haciendo lógicamente algunas abstracciones, para adaptar el mecanismo real al campo matemático. Se ha determinado la estabilidad del sistema, pero quedan a criterio de los usuarios toda una gama de experiencias para determinar la necesidad de incorporar nuevos elementos al sistema para mejorar o modificar las características actuales de funcionamiento.

- Para finalizar, puede decirse que el prototipo construido no es un equipo "terminado". Al contrario, constituye solamente una base para ir ampliando, modificando o incorporando nuevas funciones tendiendo siempre a conseguir una mayor automatización de procesos en tiempo real.

## RECOMENDACIONES

Para la mejor utilización y aprovechamiento del sistema construido, se presentan una serie de recomendaciones tendiendes básicamente a dos objetivos fundamentales. El primero, el mantenimiento del equipo construído para evitar su deterioro, y el segundo, continuar con un proyecto de implantación del Laboratorio de Control de Procesos en Tiempo Real.

Sobre el mantenimiento del equipo se dan las siguientes directivas:

- Una vez definido el sitio donde va a permanecer el equipo, se recomienda hacer una conexión directa de la red de agua hacia los tanques reservorios, y un desagüe para evacuar los excedentes de agua.

- Por consideraciones energéticas, sería conveniente buscar otras alternativas para calentar el agua, como puede ser un calentador a gas, energía solar, etc. Además se puede diseñar un sistema de recirculación del agua caliente.

- Por el trabajo con agua, existe la posibilidad de que ciertas partes metálicas en contacto con el agua se oxiden. Periódicamente se debe proceder a repintar o impermeabilizar estas partes, que son : dispositivo calentador de agua, tanque mezclador, tanques reservorios, sistema de agitación en el tanque mezclador, ductos de agua. Al terminar una práctica desalojar toda en agua acumulada en los recipientes y ductos del prototipo.

- Todas las partes móviles del mecanismo deben ser lubricadas periódicamente, y preferiblemente antes de cada práctica. Los piñones con una grasa liviana, que forma parte del equipo entregado, y las válvulas con aceite de máquina.

- Se debe tener especial cuidado en que la barra de aluminio que sirve como tope de fin de carrera no se trabe, pues podrían romperse.

- Insistir siempre en el procedimiento para mover el sistema, descrito en el Capítulo IV. La posición de las válvulas al inicio de cada movimiento, como el sentido de éste es de vital importancia para el funcionamiento adecuado del sistema.

- Se deberían definir de inmediato proyectos o tesis que tiendan a incrementar las funciones del equipo,

mediante la incorporación de otros mecanismos de control automático complementarios o afines para diseñar una serie de experiencias relacionadas con este u otros prototipos existentes en la Facultad.

- En caso de malfuncionamiento de alguna de las partes del sistema, para su arreglo o reemplazo se lo debe aislar a fin de hacer las pruebas y correctivos independientemente del resto del equipo.

- Una opción interesante será conectar el equipo a través de un sistema de adquisición de datos a un computador, para aplicar el software de Control Automático al prototipo.

# ANEXOS

A. TABLAS

B. ESPECIFICACIONES DEL EQUIPO

C. DIAGRAMAS CONSTRUCTIVOS

D. PRACTICAS DE LABORATORIO

E. MEMORIA TECNICA

# TABLAS

National Semiconductor

Voltage Regulators

# LM117/LM217/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator

## General Description

The LM117/LM217/LM317 are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

## Features

- Adjustable output down to 1.2V
- Guaranteed 1.5A output current
- Line regulation typically 0.01%/V
- Load regulation typically 0.1%
- Current limit constant with temperature
- 100% electrical burn-in
- Eliminates the need to stock many voltages
- Standard 3-lead transistor package
- 80 dB ripple rejection

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated far from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejections ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded.

Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

The LM117K, LM217K and LM317K are packaged in standard TO-3 transistor packages while the LM117H, LM217H and LM317H are packaged in a solid Kovar base TO-39 transistor package. The LM117 is rated for operation from −55°C to +150°C, the LM217 from −25°C to +150°C and the LM317 from 0°C to +125°C. The LM317T and LM317MP, rated for operation over a 0°C to +125°C range, are available in a TO-220 plastic package and a TO-202 package, respectively.

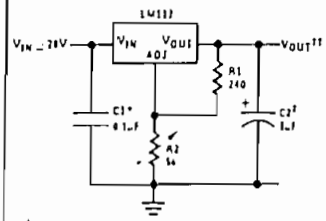
For applications requiring greater output current in excess of 3A and 5A, see LM150 series and LM138 series data sheets, respectively. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

LM117 Series Packages and Power Capability

| DEVICE | PACKAGE | RATED POWER DISSIPATION | DESIGN LOAD CURRENT |
|---|---|---|---|
| LM117<br>LM217<br>LM317 | TO-3 | 20W | 1.5A |
| | TO-39 | 2W | 0.5A |
| LM317T | TO-220 | 15W | 1.5A |
| LM317M | TO-202 | 7.5W | 0.5A |
| LM317LZ | TO-92 | 0.6W | 0.1A |

## Typical Applications

1.2V–25V Adjustable Regulator

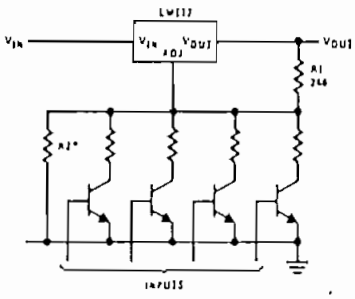



†Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

*Needed if device is far from filter capacitors.

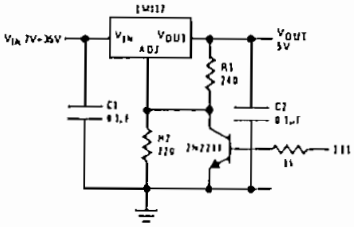
$$^{\dagger\dagger}V_{OUT} = 1.25V\left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

Digitally Selected Outputs




*Sets maximum $V_{OUT}$

5V Logic Regulator with Electronic Shutdown*




* Min output ~ 1.2V

## Absolute Maximum Ratings

| | |
|---|---|
| Power Dissipation | Internally limited |
| Input–Output Voltage Differential | 40V |
| Operating Junction Temperature Range | |
| LM117 | −55°C to +150°C |
| LM217 | −25°C to +150°C |
| LM317 | 0°C to +125°C |
| Storage Temperature | −65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C |

## Preconditioning

| | |
|---|---|
| Burn-In in Thermal Limit | 100% All Devices |

## Electrical Characteristics (Note 1)

| PARAMETER | CONDITIONS | LM117/217 | | | LM317 | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Line Regulation | $T_A = 25°C$, $3V \le V_{IN} - V_{OUT} \le 40V$ (Note 2) | | 0.01 | 0.02 | | 0.01 | 0.04 | %/V |
| Load Regulation | $T_A = 25°C$, $10\ mA \le I_{OUT} \le I_{MAX}$ | | | | | | | |
| | $V_{OUT} \le 5V$, (Note 2) | | 5 | 15 | | 5 | 25 | mV |
| | $V_{OUT} \ge 5V$, (Note 2) | | 0.1 | 0.3 | | 0.1 | 0.5 | % |
| Thermal Regulation | $T_A = 25°C$, 20 ms Pulse | | 0.03 | 0.07 | | 0.04 | 0.07 | %/W |
| Adjustment Pin Current | | | 50 | 100 | | 50 | 100 | μA |
| Adjustment Pin Current Change | $10\ mA \le I_L \le I_{MAX}$<br>$3V \le (V_{IN}-V_{OUT}) \le 40V$ | | 0.2 | 5 | | 0.2 | 5 | μA |
| Reference Voltage | $3V \le (V_{IN}-V_{OUT}) \le 40V$, (Note 3)<br>$10\ mA \le I_{OUT} \le I_{MAX}$, $P \le P_{MAX}$ | 1.20 | 1.25 | 1.30 | 1.20 | 1.25 | 1.30 | V |
| Line Regulation | $3V \le V_{IN} - V_{OUT} \le 40V$, (Note 2) | | 0.02 | 0.05 | | 0.02 | 0.07 | %/V |
| Load Regulation | $10\ mA \le I_{OUT} \le I_{MAX}$, (Note 2) | | | | | | | |
| | $V_{OUT} \le 5V$ | | 20 | 50 | | 20 | 70 | mV |
| | $V_{OUT} \ge 5V$ | | 0.3 | 1 | | 0.3 | 1.5 | % |
| Temperature Stability | $T_{MIN} \le T_j \le T_{MAX}$ | | 1 | | | 1 | | % |
| Minimum Load Current | $V_{IN}-V_{OUT} = 40V$ | | 3.5 | 5 | | 3.5 | 10 | mA |
| Current Limit | $V_{IN}-V_{OUT} \le 15V$ | | | | | | | |
| | K and T Package | 1.5 | 2.2 | | 1.5 | 2.2 | | A |
| | H and P Package | 0.5 | 0.8 | | 0.5 | 0.8 | | A |
| | $V_{IN}-V_{OUT} = 40V$, $T_j = +25°C$ | | | | | | | |
| | K and T Package | 0.30 | 0.4 | | 0.15 | 0.4 | | A |
| | H and P Package | 0.15 | 0.07 | | 0.075 | 0.07 | | A |
| RMS Output Noise, % of $V_{OUT}$ | $T_A = 25°C$, $10\ Hz \le f \le 10\ kHz$ | | 0.003 | | | 0.003 | | % |
| Ripple Rejection Ratio | $V_{OUT} = 10V$, $f = 120\ Hz$ | | 65 | | | 65 | | dB |
| | $C_{ADJ} = 10\mu F$ | 66 | 80 | | 66 | 80 | | dB |
| Long-Term Stability | $T_A = 125°C$ | | 0.3 | 1 | | 0.3 | 1 | % |
| Thermal Resistance, Junction to Case | H Package | | 12 | 15 | | 12 | 15 | °C/W |
| | K Package | | 2.3 | 3 | | 2.3 | 3 | °C/W |
| | T Package | | | | | 4 | | °C/W |
| | P Package | | | | | 12 | | °C/W |

Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply $-55°C \le T_j \le +150°C$ for the LM117, $-25°C \le T_j \le +150°C$ for the LM217, and $0°C \le T_j \le +125°C$ for the LM317; $V_{IN} - V_{OUT} = 5V$; and $I_{OUT} = 0.1A$ for the TO-39 and TO-202 packages and $I_{OUT} = 0.5A$ for the TO-3 and TO-220 packages. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations of 2W for the TO-39 and TO-202, and 20W for the TO-3 and TO-220. $I_{MAX}$ is 1.5A for the TO-3 and TO-220 packages and 0.5A for the TO-39 and TO-202 packages.

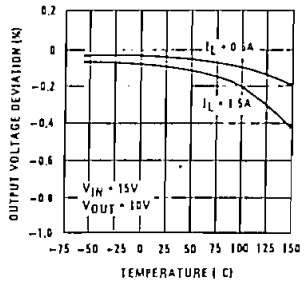
Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specification for thermal regulation.

Note 3: Selected devices with tightened tolerance reference voltage available.

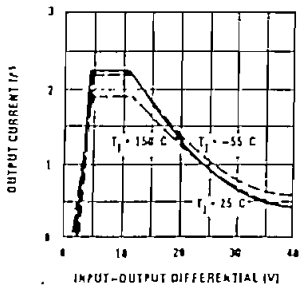
## Typical Performance Characteristics (K and T Packages)

Output Capacitor = 0 unless otherwise noted

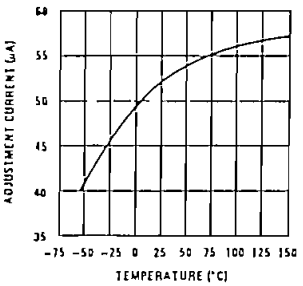
Load Regulation



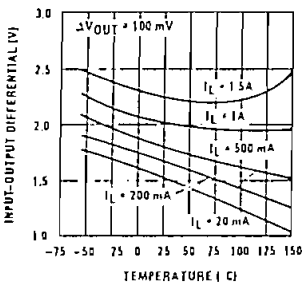

Current Limit



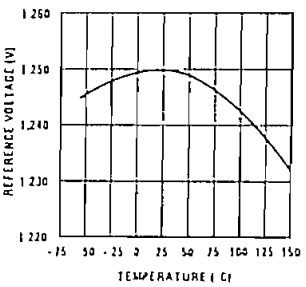

Adjustment Current



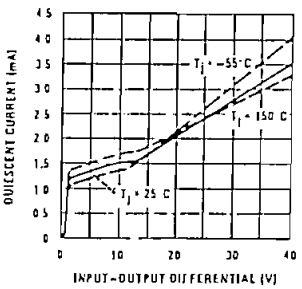

Dropout Voltage



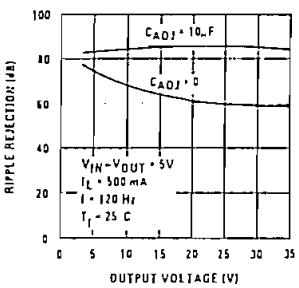

Temperature Stability



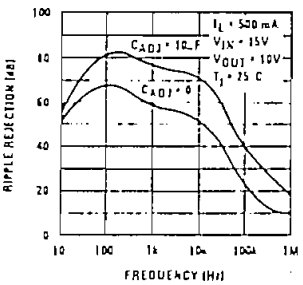

Minimum Operating Current



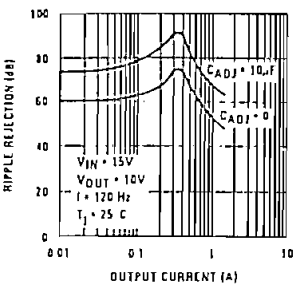

Ripple Rejection



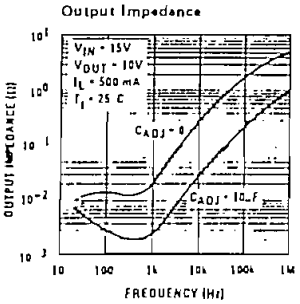

Ripple Rejection



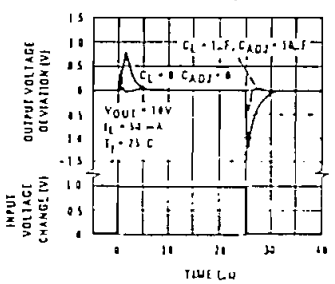

Ripple Rejection



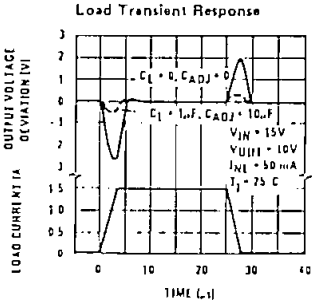

Output Impedance




Line Transient Response




Load Transient Response



National Semiconductor



# LM137/LM237/LM337 3-Terminal Adjustable Negative Regulators

## General Description

The LM137/LM237/LM337 are adjustable 3-terminal negative voltage regulators capable of supplying in excess of −1.5A over an output voltage range of −1.2V to −37V. These regulators are exceptionally easy to apply, requiring only 2 external resistors to set the output voltage and 1 output capacitor for frequency compensation. The circuit design has been optimized for excellent regulation and low thermal transients. Further, the LM137 series features internal current limiting, thermal shutdown and safe-area compensation, making them virtually blowout-proof against overloads.

The LM137/LM237/LM337 serve a wide variety of applications including local on-card regulation, programmable-output voltage regulation or precision current regulation. The LM137/LM237/LM337 are ideal complements to the LM117/LM217/LM317 adjustable positive regulators.

## Features

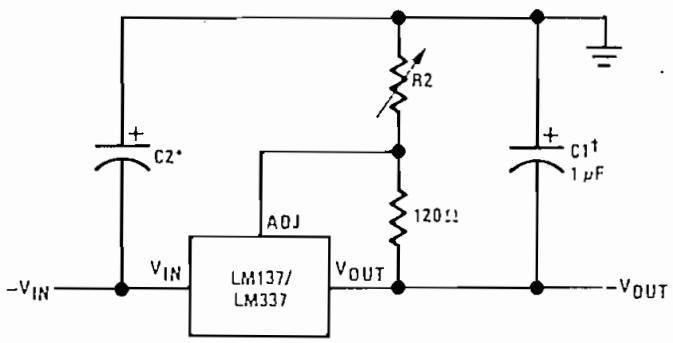
- Output voltage adjustable from −1.2V to −37V
- 1.5A output current guaranteed, −55°C to +150°C
- Line regulation typically 0.01%/V
- Load regulation typically 0.3%
- Excellent thermal regulation, 0.002%/W
- 77 dB ripple rejection
- Excellent rejection of thermal transients
- 50 ppm/°C temperature coefficient
- Temperature-independent current limit
- Internal thermal overload protection
- 100% electrical burn-in
- Standard 3-lead transistor package

LM137 Series Packages and Power Capability

| DEVICE | PACKAGE | RATED POWER DISSIPATION | DESIGN LOAD CURRENT |
|---|---|---|---|
| LM137 | TO-3 | 20W | 1.5A |
| LM237<br>LM337 | TO-39 | 2W | 0.5A |
| LM337T | TO-220 | 15W | 1.5A |
| LM337M | TO-202 | 7.5W | 0.5A |
| LM337LZ | TO-92 | 0.62W | 0.1A |

## Typical Applications

Adjustable Negative Voltage Regulator




$$-V_{OUT} = -1.25V\left(1 + \frac{R2}{120\Omega}\right) + \left(-I_{ADJ} \times R2\right)$$

†C1 = 1 μF solid tantalum or 10 μF aluminum electrolytic required for stability. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

*C2 = 1 μF solid tantalum is required only if regulator is more than 4" from power-supply filter capacitor

## Absolute Maximum Ratings

| | |
|---|---|
| Power Dissipation | Internally limited |
| Input–Output Voltage Differential | 40V |
| Operating Junction Temperature Range | |
| LM137 | −55°C to +150°C |
| LM237 | −25°C to +150°C |
| LM337 | 0°C to +125°C |
| Storage Temperature | −65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C |

## Preconditioning

| | |
|---|---|
| Burn-In in Thermal Limit | 100% All Devices |

## Electrical Characteristics (Note 1)

| PARAMETER | CONDITIONS | LM137/LM237 | | | LM337 | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Line Regulation | $T_A = 25°C$, $3V \le (V_{IN}-V_{OUT}) \le 40V$ (Note 2) | | 0.01 | 0.02 | | 0.01 | 0.04 | %/V |
| Load Regulation | $T_A = 25°C$, $10\ mA \le I_{OUT} \le I_{MAX}$ | | | | | | | |
| | $\lvert V_{OUT}\rvert \le 5V$, (Note 2) | | 15 | 25 | | 15 | 50 | mV |
| | $\lvert V_{OUT}\rvert \ge 5V$, (Note 2) | | 0.3 | 0.5 | | 0.3 | 1.0 | % |
| Thermal Regulation | $T_A = 25°C$, 10 ms Pulse | | 0.002 | 0.02 | | 0.003 | 0.04 | %/W |
| Adjustment Pin Current | | | 65 | 100 | | 65 | 100 | μA |
| Adjustment Pin Current Change | $10\ mA \le I_L \le I_{MAX}$ | | 2 | 5 | | 2 | 5 | μA |
| | $3.0V \le (V_{IN}-V_{OUT}) \le 40V$, $T_A = 25°C$ | | | | | | | |
| Reference Voltage | $T_A = 25°C$ (Note 3) | 1.225 | 1.250 | 1.275 | 1.213 | 1.250 | 1.287 | V |
| | $3V \le (V_{IN}-V_{OUT}) \le 40V$ (Note 3) | 1.200 | 1.250 | 1.300 | 1.200 | 1.250 | 1.300 | V |
| | $10\ mA \le I_{OUT} \le I_{MAX}$, $P \le P_{MAX}$ | | | | | | | |
| Line Regulation | $3V \le (V_{IN}-V_{OUT}) \le 40V$, (Note 2) | | 0.02 | 0.05 | | 0.02 | 0.07 | %/V |
| Load Regulation | $10\ mA \le I_{OUT} \le I_{MAX}$, (Note 2) | | | | | | | |
| | $\lvert V_{OUT}\rvert \le 5V$ | | 20 | 50 | | 20 | 70 | mV |
| | $\lvert V_{OUT}\rvert \ge 5V$ | | 0.3 | 1 | | 0.3 | 1.5 | % |
| Temperature Stability | $T_{MIN} \le T_j \le T_{MAX}$ | | 0.6 | | | 0.6 | | % |
| Minimum Load Current | $\lvert V_{IN}-V_{OUT}\rvert \le 40V$ | | 2.5 | 5 | | 2.5 | 10 | mA |
| | $\lvert V_{IN}-V_{OUT}\rvert \le 10V$ | | 1.2 | 3 | | 1.5 | 6 | mA |
| Current Limit | $\lvert V_{IN}-V_{OUT}\rvert \le 15V$ | | | | | | | |
| | K and T Package | 1.5 | 2.2 | | 1.5 | 2.2 | | A |
| | H and P Package | 0.5 | 0.8 | | 0.5 | 0.8 | | A |
| | $\lvert V_{IN}-V_{OUT}\rvert = 40V$, $T_j = 25°C$ | | | | | | | |
| | K and T Package | 0.24 | 0.4 | | 0.15 | 0.4 | | A |
| | H and P Package | 0.15 | 0.17 | | 0.10 | 0.17 | | A |
| RMS Output Noise, % of $V_{OUT}$ | $T_A = 25°C$, $10\ Hz \le f \le 10\ kHz$ | | 0.003 | | | 0.003 | | % |
| Ripple Rejection Ratio | $V_{OUT} = -10V$, $f = 120\ Hz$ | | 60 | | | 60 | | dB |
| | $C_{ADJ} = 10\ \mu F$ | 66 | 77 | | 66 | 77 | | dB |
| Long-Term Stability | $T_A = 125°C$, 1000 Hours | | 0.3 | 1 | | 0.3 | 1 | % |
| Thermal Resistance, Junction to Case | H Package | | 12 | 15 | | 12 | 15 | °C/W |
| | K Package | | 2.3 | 3 | | 2.3 | 3 | °C/W |
| | T Package | | | | | 4 | | °C/W |
| | P Package | | | | | 12 | | °C/W |

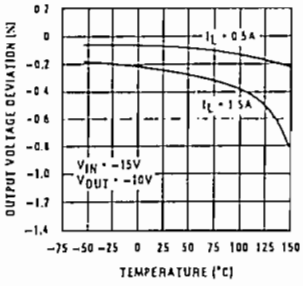
Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply −55°C ≤ $T_j$ ≤ +150°C for the LM137, −25°C ≤ $T_j$ ≤ +150°C for the LM237, 0°C ≤ $T_j$ ≤ +125°C for the LM337; $V_{IN}-V_{OUT} = 5V$; and $I_{OUT} = 0.1A$ for the TO-39 and TO-202 packages and $I_{OUT} = 0.5A$ for the TO-3 and TO-220 packages. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations of 2W for the TO-39 and TO-202 and 20W for the TO-3 and TO-220. $I_{MAX}$ is 1.5A for the TO-3 and TO-220 packages, and 0.5A for the TO-202 package and 0.2A for the TO-39 package.

Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specification for thermal regulation. Load regulation is measured on the output pin at a point 1/8" below the base of the TO-3 and TO-39 packages.

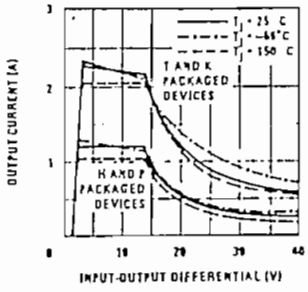
Note 3: Selected devices with tightened tolerance reference voltage available.

## Typical Performance Characteristics (K Steel and T Packages)

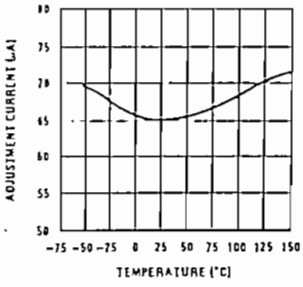
Load Regulation



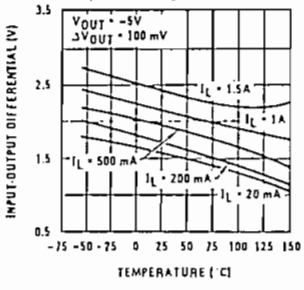

Current Limit



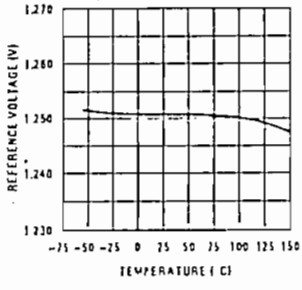

Adjustment Current



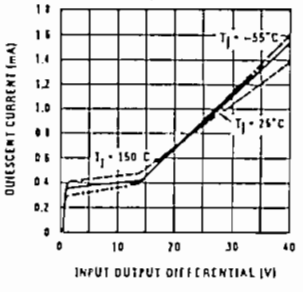

Dropout Voltage



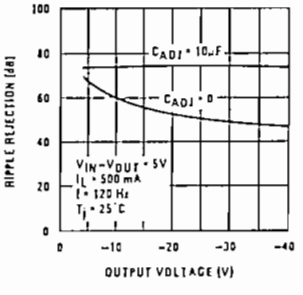

Temperature Stability



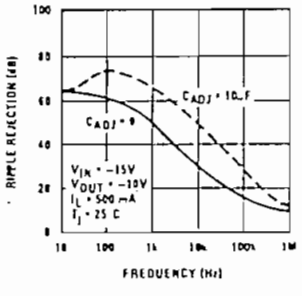

Minimum Operating Current



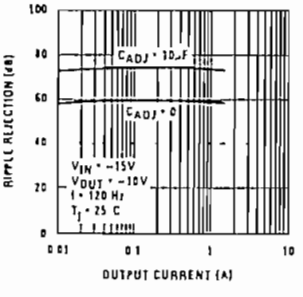

Ripple Rejection



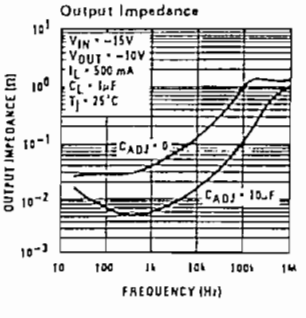

Ripple Rejection



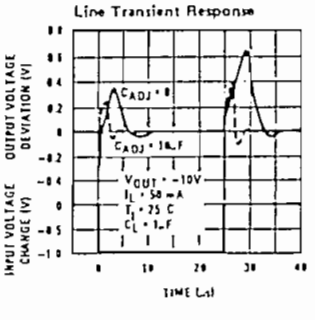

Ripple Rejection



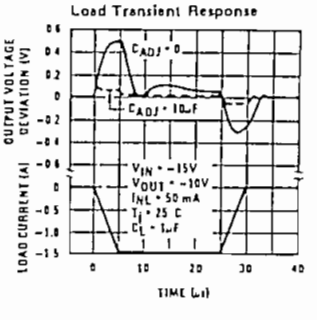

Output Impedance




Line Transient Response




Load Transient Response



National Semiconductor



# LM101A/LM201A/LM301A Operational Amplifiers

## General Description

The LM101A series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. Advanced processing techniques make possible an order of magnitude reduction in input currents, and a redesign of the biasing circuitry reduces the temperature drift of input current. Improved specifications include:

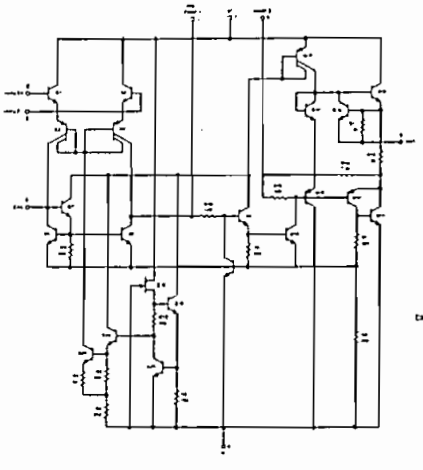
- Offset voltage 3 mV maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Input current 100 nA maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Offset current 20 nA maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Guaranteed drift characteristics
- Offsets guaranteed over entire common mode and supply voltage ranges
- Slew rate of 10V/μs as a summing amplifier

This amplifier offers many features which make its application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, freedom from oscillations and compensation with a single 30 pF capacitor. It has advantages over internally compensated amplifiers in that the frequency compensation can be tailored to the particular application. For example, in low frequency circuits it can be overcompensated for increased stability margin. Or the compensation can be optimized to give more than a factor of ten improvement in high frequency performance for most applications.

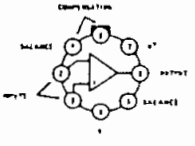
In addition, the device provides better accuracy and lower noise in high impedance circuitry. The low input currents also make it particularly well suited for long interval integrators or timers, sample and hold circuits and low frequency waveform generators. Further, replacing circuits where matched transistor pairs buffer the inputs of conventional IC op amps, it can give lower offset voltage and drift at a lower cost.

The LM101A is guaranteed over a temperature range of −55°C to +125°C, the LM201A from −25°C to +85°C, and the LM301A from 0°C to 70°C.

## Schematic** and Connection Diagrams (Top Views)

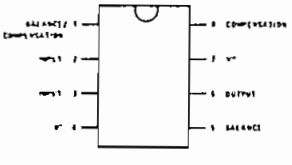


Metal Can Package



Order Number LM101AH, LM201AH or LM301AH
See NS Package H08C

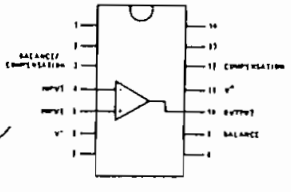
Dual-In-Line Package



Order Number
LM101AJ, LM201AJ, LM301AJ
See NS Package J08A

Order Number LM301AN
See NS Package N08A

Dual-In-Line Package



Note: Pin 5 connected to bottom of package.

Order Number LM101AJ-14
LM201AJ-14 or LM301AJ-14
See NS Package J14A

**Pin connections shown are for metal can.

## Absolute Maximum Ratings

| | LM101A/LM201A | LM301A |
|---|---|---|
| Supply Voltage | ±22V | ±18V |
| Power Dissipation (Note 1) | 500 mW | 500 mW |
| Differential Input Voltage | ±30V | ±30V |
| Input Voltage (Note 2) | ±15V | ±15V |
| Output Short Circuit Duration (Note 3) | Indefinite | Indefinite |
| Operating Temperature Range | −55°C to +125°C (LM101A)<br>−25°C to +85°C (LM201A) | 0°C to +70°C |
| Storage Temperature Range | −65°C to +150°C | −65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C | 300°C |

## Electrical Characteristics (Note 4)

| PARAMETER | CONDITIONS | LM101A/LM201A MIN | LM101A/LM201A TYP | LM101A/LM201A MAX | LM301A MIN | LM301A TYP | LM301A MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Input Offset Voltage LM101A, LM201A, LM301A | $T_A = 25°C$, $R_S \leq 50\ k\Omega$ | | 0.7 | 2.0 | | 2.0 | 7.5 | mV |
| Input Offset Current | $T_A = 25°C$ | | 1.5 | 10 | | 3.0 | 50 | nA |
| Input Bias Current | $T_A = 25°C$ | | 30 | 75 | | 70 | 250 | nA |
| Input Resistance | $T_A = 25°C$ | 1.5 | 4.0 | | 0.5 | 2.0 | | MΩ |
| Supply Current | $T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$ | | 1.8 | 3.0 | | | | mA |
| | $V_S = \pm 15V$ | | | | | 1.8 | 3.0 | mA |
| Large Signal Voltage Gain | $T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$, $V_{OUT} = \pm 10V$, $R_L \geq 2\ k\Omega$ | 50 | 160 | | 25 | 160 | | V/mV |
| Input Offset Voltage | $R_S \leq 50\ k\Omega$ | | | 3.0 | | | 10 | mV |
| | $R_S \leq 10\ k\Omega$ | | | | | | | mV |
| Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage | $R_S \leq 50\ k\Omega$ | | 3.0 | 15 | | 6.0 | 30 | μV/°C |
| | $R_S \leq 10\ k\Omega$ | | | | | | | μV/°C |
| Input Offset Current | | | | 20 | | | 70 | nA |
| | $T_A = T_{MAX}$ | | | | | | | nA |
| | $T_A = T_{MIN}$ | | | | | | | nA |
| Average Temperature Coefficient of Input Offset Current | $25°C \leq T_A \leq T_{MAX}$ | | 0.01 | 0.1 | | 0.01 | 0.3 | nA/°C |
| | $T_{MIN} \leq T_A \leq 25°C$ | | 0.02 | 0.2 | | 0.02 | 0.6 | nA/°C |
| Input Bias Current | | | | 0.1 | | | 0.3 | μA |
| Supply Current | $T_A = T_{MAX}$, $V_S = \pm 20V$ | | 1.2 | 2.5 | | | | mA |
| Large Signal Voltage Gain | $V_S = \pm 15V$, $V_{OUT} = \pm 10V$, $R_L \geq 2k$ | 25 | | | 15 | | | V/mV |
| Output Voltage Swing | $V_S = \pm 15V$, $R_L = 10\ k\Omega$ | ±12 | ±14 | | ±12 | ±14 | | V |
| | $R_L = 2\ k\Omega$ | ±10 | ±13 | | ±10 | ±13 | | V |
| Input Voltage Range | $V_S = \pm 20V$ | ±15 | | | | | | V |
| | $V_S = \pm 15V$ | | +15, −13 | | ±12 | +15, −13 | | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | $R_S \leq 50\ k\Omega$ | 80 | 96 | | 70 | 90 | | dB |
| | $R_S \leq 10\ k\Omega$ | | | | | | | dB |
| Supply Voltage Rejection Ratio | $R_S \leq 50\ k\Omega$ | 80 | 96 | | 70 | 96 | | dB |
| | $R_S \leq 10\ k\Omega$ | | | | | | | dB |

Note 1: The maximum junction temperature of the LM101A is 150°C, and that of the LM201A/LM301A is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 187°C/W, junction to ambient.

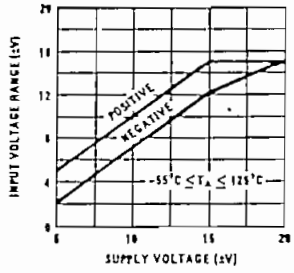
Note 2: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Continuous short circuit is allowed for case temperatures to 125°C and ambient temperatures to 75°C for LM101A/LM201A, and 70°C and 55°C respectively for LM301A.

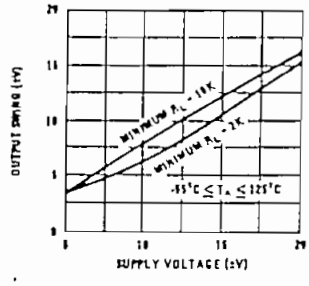
Note 4: Unless otherwise specified, these specifications apply for C1 = 30 pF, $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 20V$ and $-55°C \leq T_A \leq +125°C$ (LM101A), $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 20V$ and $-25°C \leq T_A \leq +85°C$ (LM201A), $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$ and $0°C \leq T_A \leq +70°C$ (LM301A).

## Guaranteed Performance Characteristics LM101A/LM201A

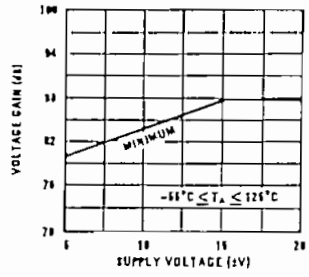
Input Voltage Range




Output Swing

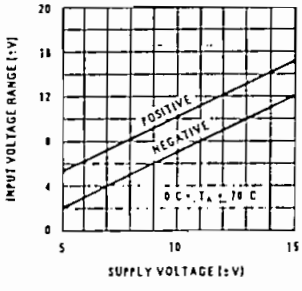



Voltage Gain

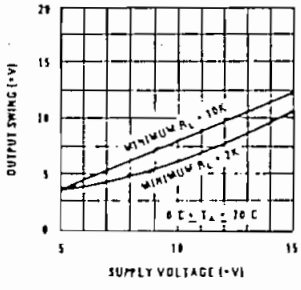



## Guaranteed Performance Characteristics LM301A

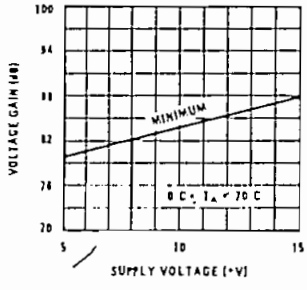
Input Voltage Range




Output Swing

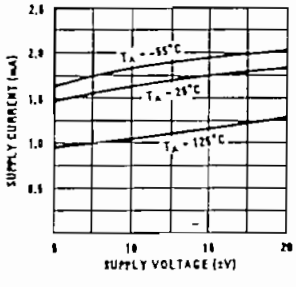



Voltage Gain

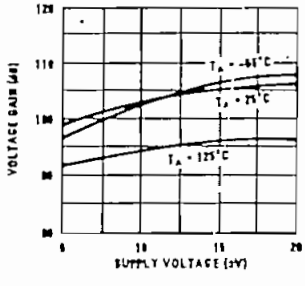



## Typical Performance Characteristics

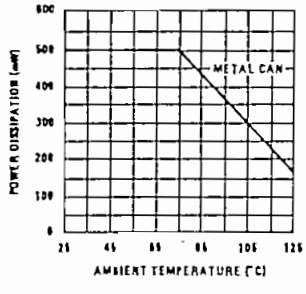
Supply Current




Voltage Gain

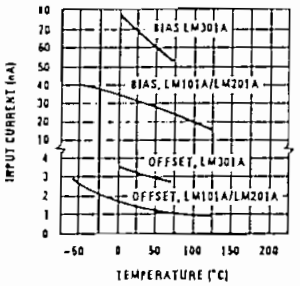



Maximum Power Dissipation

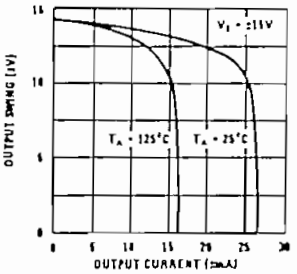


## Typical Performance Characteristics (Continued)

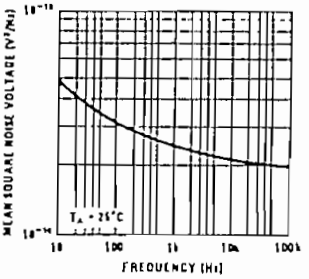
Input Current, LM101A/LM201A/LM301A



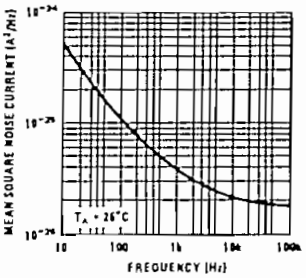

Current Limiting



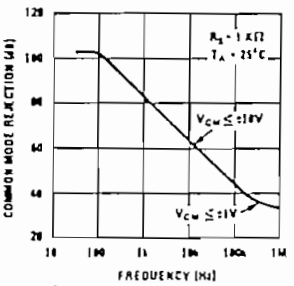

Input Noise Voltage



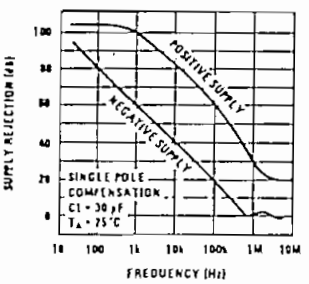

Input Noise Current



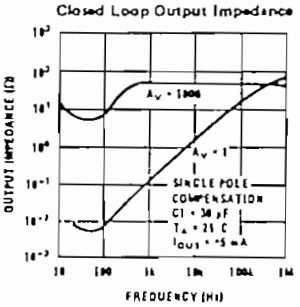

Common Mode Rejection




Power Supply Rejection

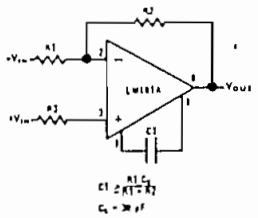



Closed Loop Output Impedance

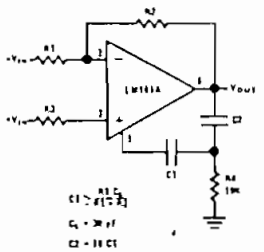


## Typical Performance Characteristics for Various Compensation Circuits**

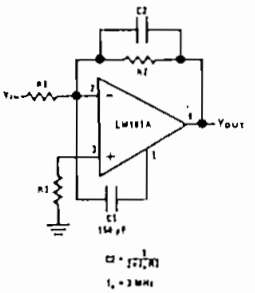
### Single Pole Compensation




### Two Pole Compensation

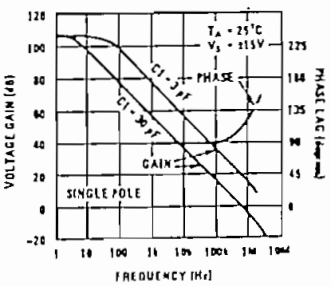



### Feedforward Compensation

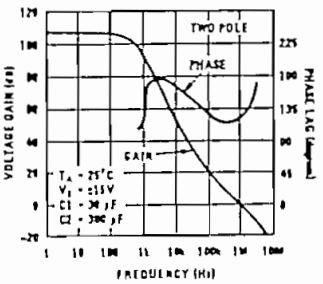



**Pin connections shown are for metal can.

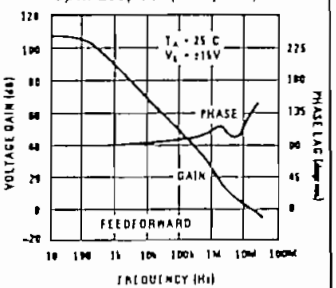
### Open Loop Frequency Response



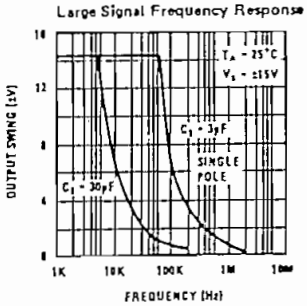

### Open Loop Frequency Response



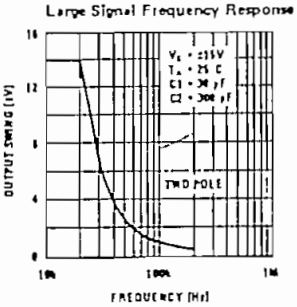

### Open Loop Frequency Response



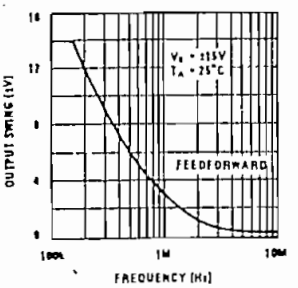

### Large Signal Frequency Response



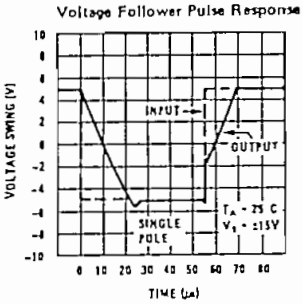

### Large Signal Frequency Response



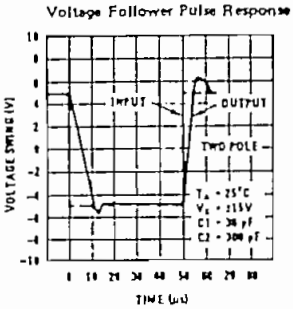

### Large Signal Frequency Response



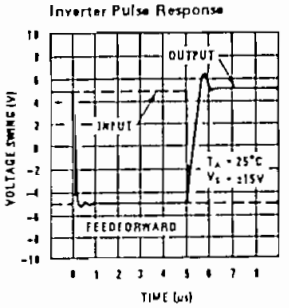

### Voltage Follower Pulse Response




### Voltage Follower Pulse Response




### Inverter Pulse Response



National Semiconductor

Operational Amplifiers/Buffers

# LM108/LM208/LM308 Operational Amplifiers

## General Description

The LM108 series are precision operational amplifiers having specifications a factor of ten better than FET amplifiers over a −55°C to +125°C temperature range. Selected units are available with offset voltages less than 1.0 mV and drifts less than 5μV/°C, again over the military temperature range. This makes it possible to eliminate offset adjustments, in most cases, and obtain performance approaching chopper stabilized amplifiers.

The devices operate with supply voltages from ±2V to ±20V and have sufficient supply rejection to use unregulated supplies. Although the circuit is interchangeable with and uses the same compensation as the LM101A, an alternate compensation scheme can be used to make it particularly insensitive to power supply noise and to make supply bypass capacitors unnecessary. Outstanding characteristics include:

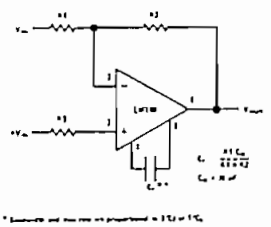
- Maximum input bias current of 3.0 nA over temperature
- Offset current less than 400 pA over temperature
- Supply current of only 300 μA, even in saturation
- Guaranteed drift characteristics

The low current error of the LM108 series makes possible many designs that are not practical with conventional amplifiers. In fact, it operates from 10 MΩ source resistances, introducing less error than devices like the 709 with 10 kΩ sources. Integrators with drifts less than 500 μV/sec and analog time delays in excess of one hour can be made using capacitors no larger than 1 μF.

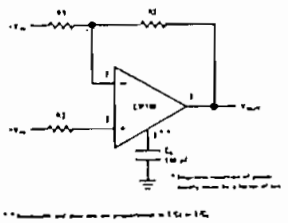
The LM108 is guaranteed from −55°C to +125°C, the LM208 from −25°C to +85°C, and the LM308 from 0°C to +70°C.

## Compensation Circuits

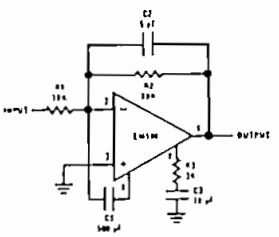
Standard Compensation Circuit



Alternate* Frequency Compensation

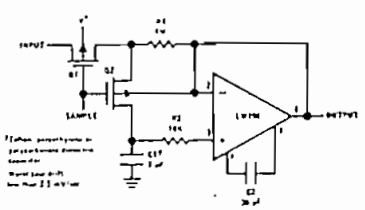


Feedforward Compensation

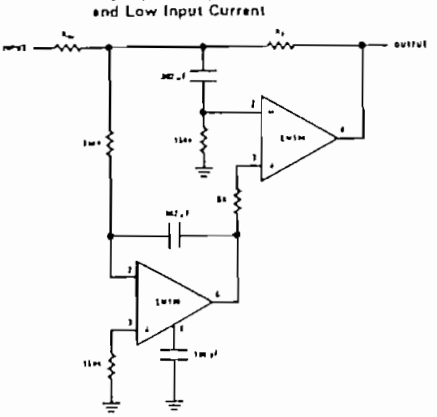


## Typical Applications

Sample and Hold



High Speed Amplifier with Low Drift and Low Input Current



## Absolute Maximum Ratings

| | LM108/LM208 | LM308 |
|---|---|---|
| Supply Voltage | ±20V | ±18V |
| Power Dissipation (Note 1) | 500 mW | 500 mW |
| Differential Input Current (Note 2) | ±10 mA | ±10 mA |
| Input Voltage (Note 3) | ±15V | ±15V |
| Output Short-Circuit Duration | Indefinite | Indefinite |
| Operating Temperature Range (LM108) | −55°C to +125°C | 0°C to +70°C |
| (LM208) | −25°C to +85°C | |
| Storage Temperature Range | −65°C to +150°C | −65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C | 300°C |

## Electrical Characteristics (Note 4)

| PARAMETER | CONDITIONS | LM108/LM208 | | | LM308 | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Input Offset Voltage | $T_A = 25°C$ | | 0.7 | 2.0 | | 2.0 | 7.5 | mV |
| Input Offset Current | $T_A = 25°C$ | | 0.05 | 0.2 | | 0.2 | 1 | nA |
| Input Bias Current | $T_A = 25°C$ | | 0.8 | 2.0 | | 1.5 | 7 | nA |
| Input Resistance | $T_A = 25°C$ | 30 | 70 | | 10 | 40 | | MΩ |
| Supply Current | $T_A = 25°C$ | | 0.3 | 0.6 | | 0.3 | 0.8 | mA |
| Large Signal Voltage Gain | $T_A = 25°C$, $V_S = \pm15V$, $V_{OUT} = \pm10V$, $R_L \geq 10\ k\Omega$ | 50 | 300 | | 25 | 300 | | V/mV |
| Input Offset Voltage | | | | 3.0 | | | 10 | mV |
| Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage | | | 3.0 | 15 | | 6.0 | 30 | μV/°C |
| Input Offset Current | | | | 0.4 | | | 1.5 | nA |
| Average Temperature Coefficient of Input Offset Current | | | 0.5 | 2.5 | | 2.0 | 10 | pA/°C |
| Input Bias Current | | | | 3.0 | | | 10 | nA |
| Supply Current | $T_A = 125°C$ | | 0.15 | 0.4 | | | | mA |
| Large Signal Voltage Gain | $V_S = \pm15V$, $V_{OUT} = \pm10V$ $R_L \geq 10\ k\Omega$ | 25 | | | 15 | | | V/mV |
| Output Voltage Swing | $V_S = \pm15V$, $R_L = 10\ k\Omega$ | ±13 | ±14 | | ±13 | ±14 | | V |
| Input Voltage Range | $V_S = \pm15V$ | ±13.5 | | | ±14 | | | V |
| Common-Mode Rejection Ratio | | 85 | 100 | | 80 | 100 | | dB |
| Supply Voltage Rejection Ratio | | 80 | 96 | | 80 | 96 | | dB |

Note 1: The maximum junction temperature of the LM108 is 150°C, for the LM208, 100°C and for the LM308, 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

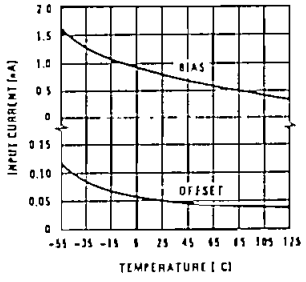
Note 2: The inputs are shunted with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

Note 3: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

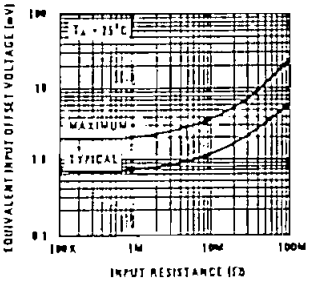
Note 4: These specifications apply for $\pm5V \leq V_S \leq \pm20V$ and $-65°C \leq T_A \leq 125°C$, unless otherwise specified. With the LM208, however, all temperature specifications are limited to $-25°C \leq T_A \leq 85°C$, and for the LM308 they are limited to $0°C \leq T_A \leq 70°C$.

## Typical Performance Characteristics LM108/LM208

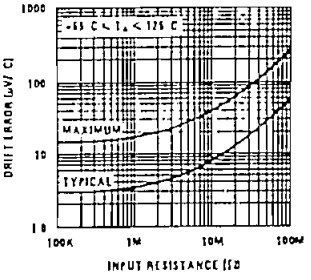
Input Currents



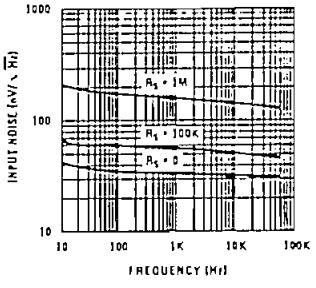

Offset Error



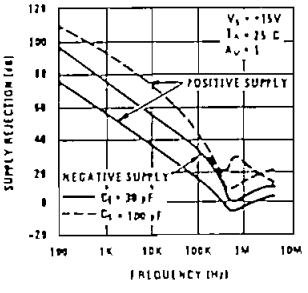

Drift Error



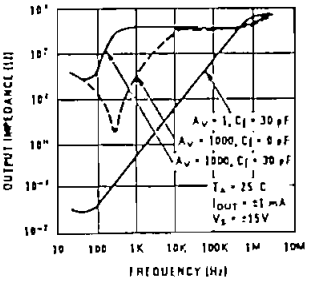

Input Noise Voltage



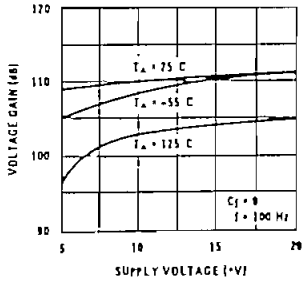

Power Supply Rejection



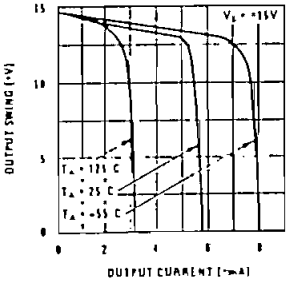

Closed Loop Output Impedance



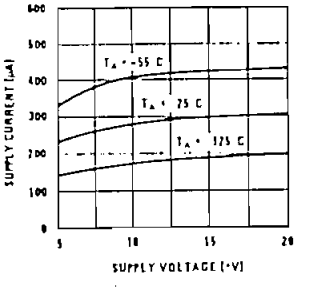

Voltage Gain



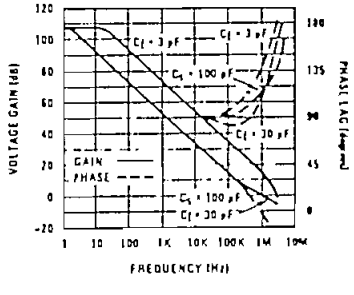

Output Swing



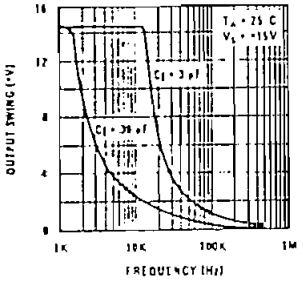

Supply Current



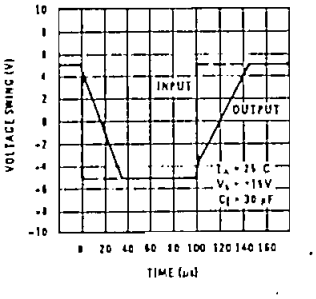

Open Loop Frequency Response




Large Signal Frequency Response

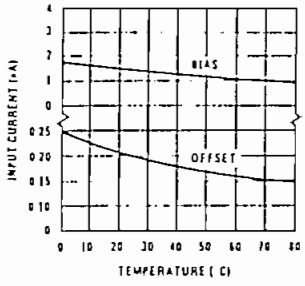



Voltage Follower Pulse Response

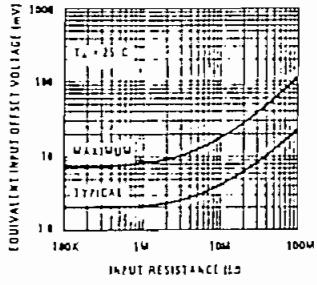


## Typical Performance Characteristics LM308

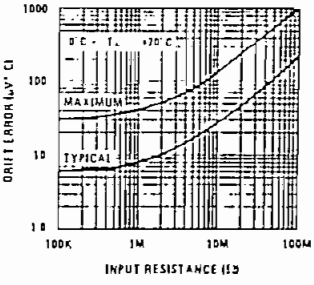
Input Currents



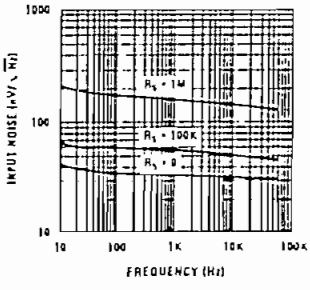

Offset Error



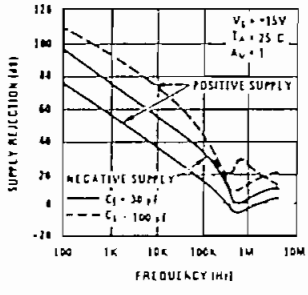

Drift Error



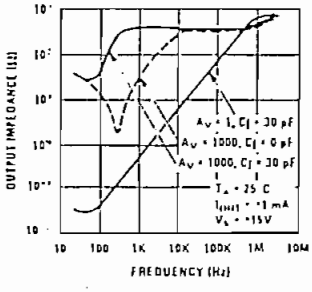

Input Noise Voltage



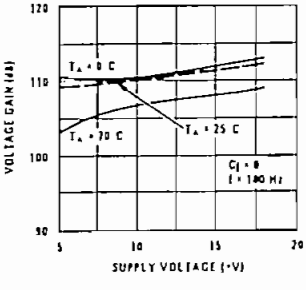

Power Supply Rejection



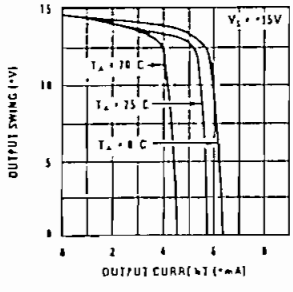

Closed Loop Output Impedance



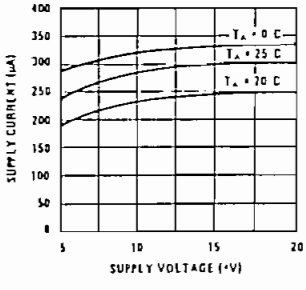

Voltage Gain



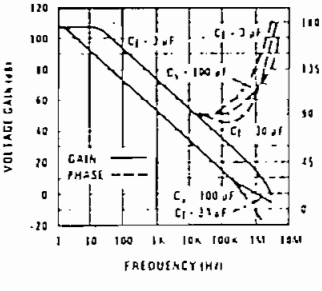

Output Swing



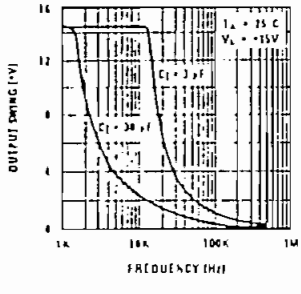

Supply Current



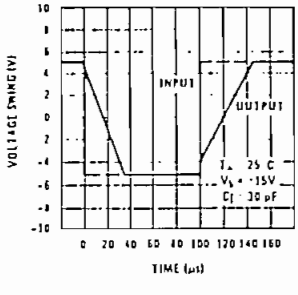

Open Loop Frequency Response



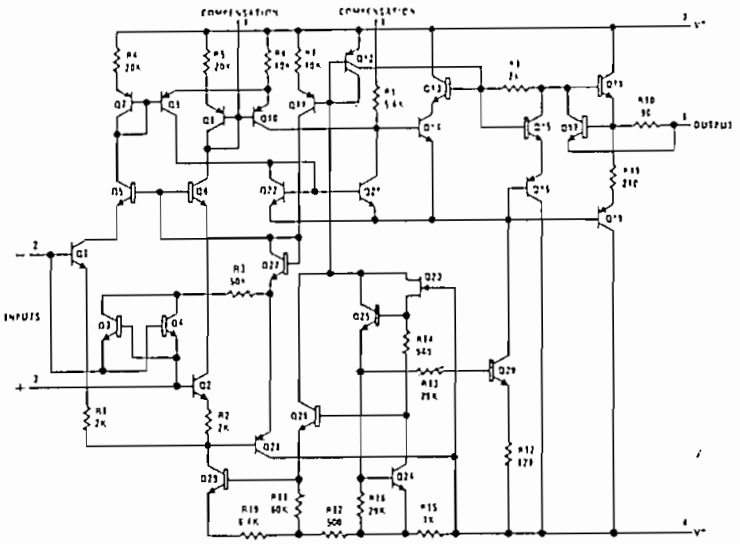

Large Signal Frequency Response



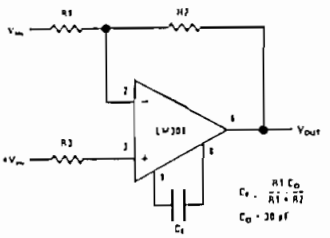

Voltage Follower Pulse Response



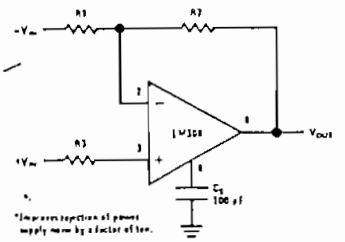
## Schematic Diagram and Compensation Circuits




Standard Compensation Circuit



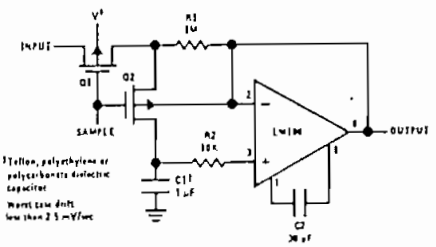

Alternate* Frequency Compensation




*Improves rejection of power supply noise by a factor of ten.

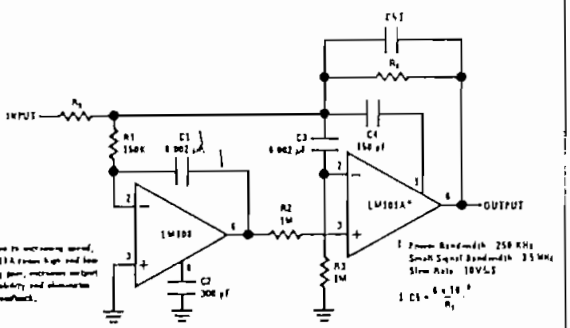
## Typical Applications (Continued)

Sample and Hold




†Teflon, polystyrene or polycarbonate dielectric capacitor
Worst case drift less than 2.5 mV/sec

Fast† Summing Amplifier

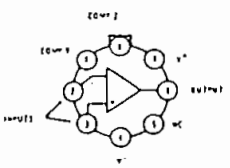



* In addition to increasing speed, the LM101A raises high and low frequency gain, increases output drive capability and eliminates internal feedback.

† Power Bandwidth 250 KHz
Small Signal Bandwidth 3.5 MHz
Slew Rate 10 V/μS

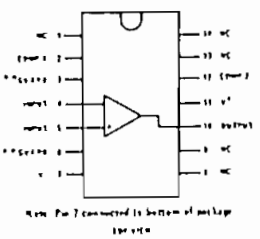
## Connection Diagrams

Metal Can Package




Order Number LM108H
LM208H or LM308H
See NS Package H08C

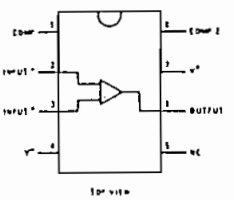
Dual-In-Line Package




Note: Pin 7 connected to bottom of metal can package
Top view

Order Number LM108J,
LM208J or LM308J
See NS Package J14A

Dual-In-Line Package




Top view

Order Number LM108J-8,
LM208J-8 or LM308J-8
See NS Package J08A
Order Number LM308N
See NS Package N08B

*Pin connections shown on schematic diagram are for TO-5 package
**Unused pins (no internal connection) to allow for input stray leakage guarding on printed circuit board layout

National Semiconductor

Operational Amplifiers/Buffers

# LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, 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 power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks 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 operated off of the standard +5 $V_{DC}$ power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 $V_{DC}$ 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.

## Advantages

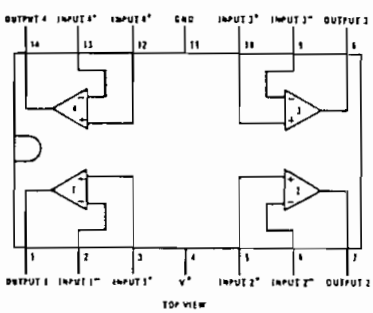
- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and $V_{OUT}$ also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

## Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain — 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) (temperature compensated) — 1 MHz
- Wide power supply range:
  - Single supply — 3 $V_{DC}$ to 30 $V_{DC}$
  - or dual supplies — ±1.5 $V_{DC}$ to ±15 $V_{DC}$
- Very low supply current drain (800μA) — essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 $V_{DC}$)
- Low input biasing current (temperature compensated) — 45 $nA_{DC}$
- Low input offset voltage and offset current — 2 $mV_{DC}$, 5 $nA_{DC}$
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing — 0 $V_{DC}$ to $V^+$ − 1.5 $V_{DC}$

## Connection Diagram

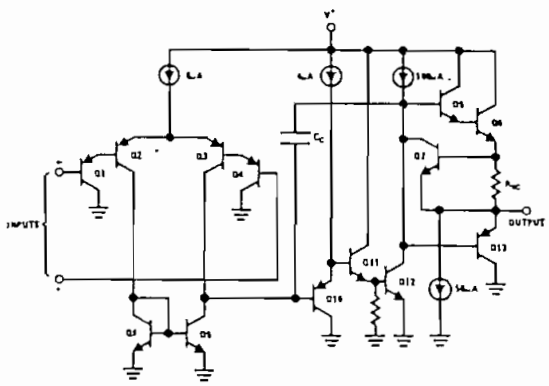
Dual-In-Line Package




Order Number LM124J, LM124AJ, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324AJ or LM2902J
See NS Package J14A

Order Number LM324N, LM324AN or LM2902N
See NS Package N14A

## Schematic Diagram (Each Amplifier)



## Absolute Maximum Ratings

| | LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A | LM2902 |
|---|---|---|
| Supply Voltage, $V^+$ | 32 $V_{DC}$ or ±16 $V_{DC}$ | 26 $V_{DC}$ or ±13 $V_{DC}$ |
| Differential Input Voltage | 32 $V_{DC}$ | 26 $V_{DC}$ |
| Input Voltage | −0.3 $V_{DC}$ to +26 $V_{DC}$ | −0.3 $V_{DC}$ to +26 $V_{DC}$ |
| Power Dissipation (Note 1) | | |
| Molded DIP | 570 mW | 570 mW |
| Cavity DIP | 900 mW | |
| Flat Pack | 800 mW | |
| Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2) $V^+ \leq 15\ V_{DC}$ and $T_A = 25°C$ | Continuous | Continuous |
| Input Current ($V_{IN} < -0.3\ V_{DC}$) (Note 3) | 50 mA | 50 mA |
| Operating Temperature Range | | −40°C to +85°C |
| LM324/LM324A | 0°C to +70°C | |
| LM224/LM224A | −25°C to +85°C | |
| LM124/LM124A | −55°C to +125°C | |
| Storage Temperature Range | −65°C to +150°C | −65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C | 300°C |

## Electrical Characteristics ($V^+ = +5.0\ V_{DC}$, Note 4)

| PARAMETER | CONDITIONS | LM124A MIN | LM124A TYP | LM124A MAX | LM224A MIN | LM224A TYP | LM224A MAX | LM324A MIN | LM324A TYP | LM324A MAX | LM124/LM224 MIN | LM124/LM224 TYP | LM124/LM224 MAX | LM324 MIN | LM324 TYP | LM324 MAX | LM2902 MIN | LM2902 TYP | LM2902 MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Input Offset Voltage | $T_A = 25°C$, (Note 5) | | 1 | 2 | | 1 | 3 | | 2 | 3 | | ±2 | ±5 | | ±2 | ±7 | | ±2 | ±7 | $mV_{DC}$ |
| Input Bias Current (Note 6) | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $T_A = 25°C$ | | 20 | 50 | | 40 | 80 | | 45 | 100 | | 45 | 150 | | 45 | 250 | | 45 | 250 | $nA_{DC}$ |
| Input Offset Current | $I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $T_A = 25°C$ | | 2 | 10 | | 2 | 15 | | 5 | 30 | | ±3 | ±30 | | ±5 | ±50 | | ±5 | ±50 | $nA_{DC}$ |
| Input Common-Mode Voltage Range (Note 7) | $V^+ = 30\ V_{DC}$, $T_A = 25°C$ | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | $V_{DC}$ |
| Supply Current | $R_L = \infty$, $V_{CC} = 30V$, (LM2902 $V_{CC} = 26V$) | | 1.5 | 3 | | 1.5 | 3 | | 1.5 | 3 | | 1.5 | 3 | | 1.5 | 3 | | 1.5 | 3 | $mA_{DC}$ |
| | $R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range | | 0.7 | 1.2 | | 0.7 | 1.2 | | 0.7 | 1.2 | | 0.7 | 1.2 | | 0.7 | 1.2 | | 0.7 | 1.2 | $mA_{DC}$ |
| Large Signal Voltage Gain | $V^+ = 15\ V_{DC}$ (For Large $V_O$ Swing) $R_L \geq 2\ k\Omega$, $T_A = 25°C$ | 50 | 100 | | 50 | 100 | | 25 | 100 | | 50 | 100 | | 25 | 100 | | | 100 | | V/mV |
| Output Voltage Swing | $R_L = 2\ k\Omega$, $T_A = 25°C$ (LM2902 $R_L \geq 10\ k\Omega$) | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | 0 | | $V^+-1.5$ | $V_{DC}$ |
| Common-Mode Rejection Ratio | DC, $T_A = 25°C$ | 70 | 85 | | 70 | 85 | | 65 | 85 | | 70 | 85 | | 65 | 70 | | 50 | 70 | | dB |
| Power Supply Rejection Ratio | DC, $T_A = 25°C$ | 65 | 100 | | 65 | 100 | | 65 | 100 | | 65 | 100 | | 65 | 100 | | 50 | 100 | | dB |
| Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 8) | f = 1 kHz to 20 kHz, $T_A = 25°C$ (Input Referred) | | −120 | | | −120 | | | −120 | | | −120 | | | −120 | | | −120 | | dB |
| Output Current | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Source | $V_{IN}^+ = 1\ V_{DC}$, $V_{IN}^- = 0\ V_{DC}$, $V^+ = 15\ V_{DC}$, $T_A = 25°C$ | 20 | 40 | | 20 | 40 | | 20 | 40 | | 20 | 40 | | 20 | 40 | | 20 | 40 | | $mA_{DC}$ |
| Sink | $V_{IN}^- = 1\ V_{DC}$, $V_{IN}^+ = 0\ V_{DC}$, $V^+ = 15\ V_{DC}$, $T_A = 25°C$ | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | $mA_{DC}$ |
| | $V_{IN}^- = 1\ V_{DC}$, $V_{IN}^+ = 0\ V_{DC}$, $T_A = 25°C$, $V_O = 200\ mV_{DC}$ | 12 | 50 | | 12 | 50 | | 12 | 50 | | 12 | 50 | | 12 | 50 | | | | | $\mu A_{DC}$ |
| Short Circuit to Ground | $T_A = 25°C$, (Note 2) | | 40 | 60 | | 40 | 60 | | 40 | 60 | | 40 | 60 | | 40 | 60 | | 40 | 60 | $mA_{DC}$ |

## Electrical Characteristics (Continued)

| PARAMETER | CONDITIONS | LM124A | | | LM224A | | | LM324A | | | LM124/LM224 | | | LM324 | | | LM2902 | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Input Offset Voltage | (Note 5) | | | 4 | | | 4 | | | 5 | | | ±7 | | | ±9 | | | ±10 | $mV_{DC}$ |
| Input Offset Voltage Drift | $R_S = 0\Omega$ | | 7 | 20 | | 7 | 20 | | 7 | 30 | | 7 | | | 7 | | | 7 | | $\mu V/^\circ C$ |
| Input Offset Current | $I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ | | | 30 | | | 30 | | | 75 | | | ±100 | | | ±150 | | 45 | ±200 | $nA_{DC}$ |
| Input Offset Current Drift | | | 10 | 200 | | 10 | 200 | | 10 | 300 | | 10 | | | 10 | | | 10 | | $pA_{DC}/^\circ C$ |
| Input Bias Current | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ | | 40 | 100 | | 40 | 100 | | 40 | 200 | | 40 | 300 | | 40 | 500 | | 40 | 500 | $nA_{DC}$ |
| Input Common-Mode Voltage Range (Note 7) | $V^+ = 30\ V_{DC}$ | 0 | | $V^+-2$ | 0 | | $V^+-2$ | 0 | | $V^+-2$ | 0 | | $V^+-2$ | 0 | | $V^+-2$ | 0 | | $V^+-2$ | $V_{DC}$ |
| Large Signal Voltage Gain | $V^+ = 15\ V_{DC}$ (For Large $V_O$ Swing) $R_L \geq 2\ k\Omega$ | 25 | | | 25 | | | 15 | | | 25 | | | 15 | | | 15 | | | V/mV |
| Output Voltage Swing | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $V_{OH}$ | $V^+ = +30\ V_{DC}$, $R_L = 2\ k\Omega$ | 26 | | | 26 | | | 26 | | | 26 | | | 26 | | | 22 | | | $V_{DC}$ |
| | $R_L \geq 10\ k\Omega$ | 27 | 28 | | 27 | 28 | | 27 | 28 | | 27 | 28 | | 27 | 28 | | 23 | 24 | | $V_{DC}$ |
| $V_{OL}$ | $V^+ = 5\ V_{DC}$, $R_L \leq 10\ k\Omega$ | | 5 | 20 | | 5 | 20 | | 5 | 20 | | 5 | 20 | | 5 | 20 | | 5 | 100 | $mV_{DC}$ |
| Output Current | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Source | $V_{IN}^+ = +1\ V_{DC}$, $V_{IN}^- = 0\ V_{DC}$, $V^+ = 15\ V_{DC}$ | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | $mA_{DC}$ |
| Sink | $V_{IN}^- = +1\ V_{DC}$, $V_{IN}^+ = 0\ V_{DC}$, $V^+ = 15\ V_{DC}$ | 10 | 15 | | 5 | 8 | | 5 | 8 | | 5 | 8 | | 5 | 8 | | 5 | 8 | | $mA_{DC}$ |
| Differential Input Voltage | (Note 7) | | | 32 | | | 32 | | | 32 | | | 32 | | | 32 | | | 26 | $V_{DC}$ |

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to $V^+$ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of $V^+$. At values of supply voltage in excess of +15 $V_{DC}$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the $V^+$ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than −0.3 $V_{DC}$ (at 25°C).

Note 4: These specifications apply for $V^+ = 15\ V_{DC}$ and $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 5: $V_O \cong 1.4\ V_{DC}$, $R_S = 0\Omega$ with $V^+$ from 5 $V_{DC}$ to 30 $V_{DC}$; and over the full input common-mode range (0 $V_{DC}$ to $V^+ - 1.5\ V_{DC}$).

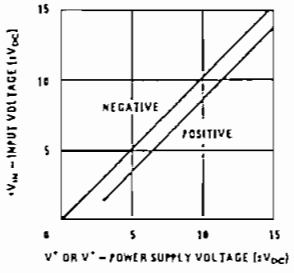
Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32 $V_{DC}$ without damage (+26 $V_{DC}$ for LM2902).

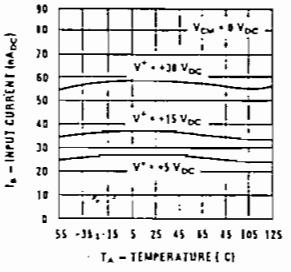
Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increases at higher frequencies.

## Typical Performance Characteristics

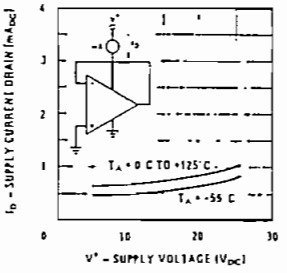
Input Voltage Range



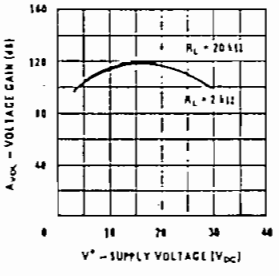

Input Current



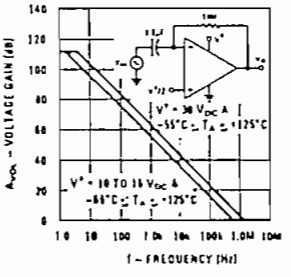

Supply Current



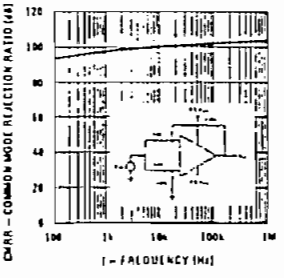

Voltage Gain



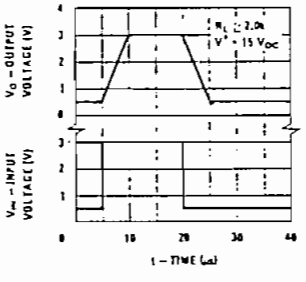

Open Loop Frequency Response



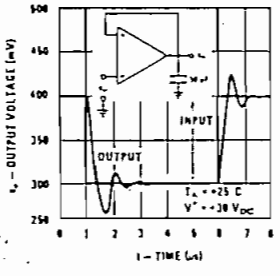

Common Mode Rejection Ratio



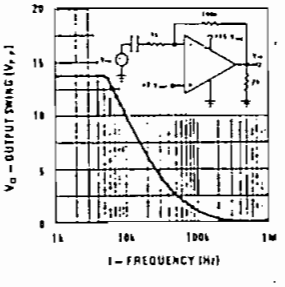

Voltage Follower Pulse Response



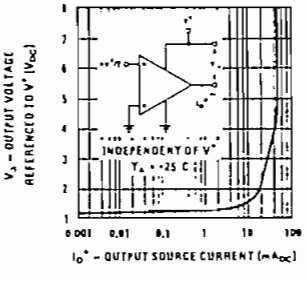

Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)



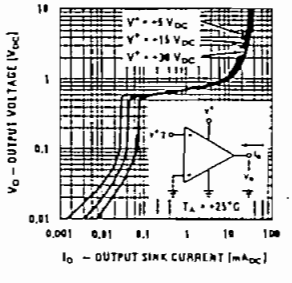

Large Signal Frequency Response



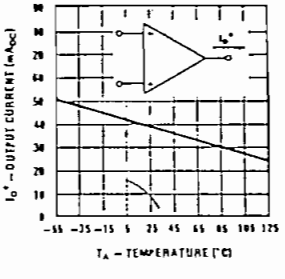

Output Characteristics Current Sourcing




Output Characteristics Current Sinking



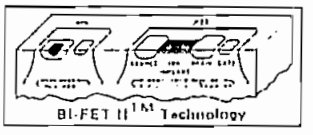

Current Limiting



National Semiconductor

Operational Amplifiers/Buffers

# LF147/LF347 Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers




## General Description

The LF147 is a low cost, high speed quad JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF147 is pin compatible with the standard LM148. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LF148 and LM124 designs.

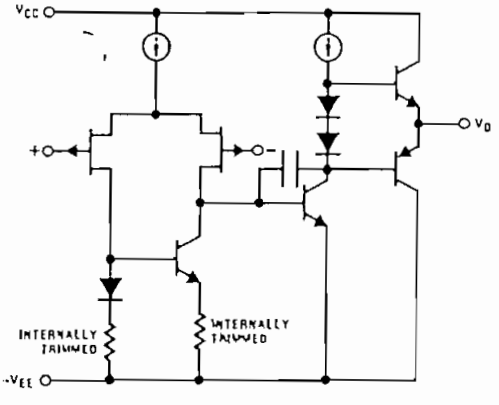
The LF147 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift.

## Features

- Internally trimmed offset voltage — 2 mV
- Low input bias current — 50 pA
- Low input noise current — 0.01 pA/$\sqrt{Hz}$
- Wide gain bandwidth — 4 MHz
- High slew rate — 13 V/$\mu$s
- Low supply current — 7.2 mA
- High input impedance — $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion $A_V$ = 10, $R_L$ = 10k, $V_O$ = 20 Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz — <0.02%
- Low 1/f noise corner — 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% — 2 $\mu$s

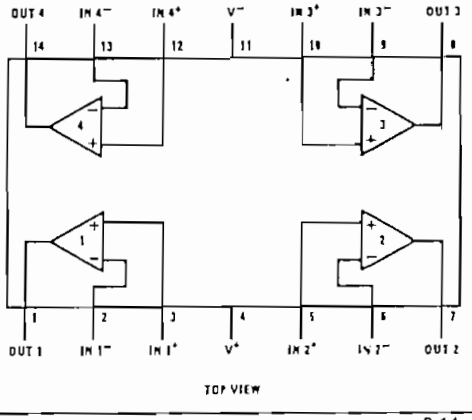
## Simplified Schematic

1/4 Quad




## Connection Diagram

Dual-In-Line Package




Order Number LF147D or LF347D
See NS Package D14E

Order Number LF347BN or LF347N
See NS Package N14A

## Absolute Maximum Ratings

| | LF147 | LF347B/ LF347 |
|---|---|---|
| Supply Voltage | ±22V | ±18V |
| Differential Input Voltage | ±38V | ±30V |
| Input Voltage Range (Note 1) | ±19V | ±15V |
| Output Short Circuit Duration (Note 2) | Continuous | Continuous |

| | LF147 | LF347B/LF347 |
|---|---|---|
| Power Dissipation (Note 3) | 900 mW | 500 mW |
| $T_j$ max | 150°C | 115°C |
| $\theta_{jA}$ | 100°C/W | 150°C/W |
| Operating Temperature Range | (Note 4) | (Note 4) |
| Storage Temperature Range | $-65°C \leq T_A \leq 150°C$ | |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C | 300°C |

## DC Electrical Characteristics (Note 5)

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | LF147 | | | LF347B | | | LF347 | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| $V_{OS}$ | Input Offset Voltage | $R_S = 10\ k\Omega$, $T_A = 25°C$ | | 1 | 5 | | 3 | 5 | | 5 | 10 | mV |
| | | Over Temperature | | | 8 | | | 7 | | | 13 | mV |
| $\Delta V_{OS}/\Delta T$ | Average TC of Input Offset Voltage | $R_S = 10\ k\Omega$ | | 10 | | | 10 | | | 10 | | μV/°C |
| $I_{OS}$ | Input Offset Current | $T_j = 25°C$, (Notes 5, 6) | | 25 | 100 | | 25 | 100 | | 25 | 100 | pA |
| | | Over Temperature | | | 25 | | | 4 | | | 4 | nA |
| $I_B$ | Input Bias Current | $T_j = 25°C$, (Notes 5, 6) | | 50 | 200 | | 50 | 200 | | 50 | 200 | pA |
| | | Over Temperature | | | 50 | | | 8 | | | 8 | nA |
| $R_{IN}$ | Input Resistance | $T_j = 25°C$ | | $10^{12}$ | | | $10^{12}$ | | | $10^{12}$ | | Ω |
| $A_{VOL}$ | Large Signal Voltage Gain | $V_S = \pm15V$, $T_A = 25°C$, $V_O = \pm10V$, $R_L = 2\ k\Omega$ | 50 | 100 | | 50 | 100 | | 25 | 100 | | V/mV |
| | | Over Temperature | 25 | | | 25 | | | 15 | | | V/mV |
| $V_O$ | Output Voltage Swing | $V_S = \pm15V$, $R_L = 10\ k\Omega$ | ±12 | ±13.5 | | ±12 | ±13.5 | | ±12 | ±13.5 | | V |
| $V_{CM}$ | Input Common-Mode Voltage Range | $V_S = \pm15V$ | ±11 | +15<br>-12 | | ±11 | +15<br>-12 | | ±11 | +15<br>-12 | | V<br>V |
| CMRR | Common-Mode Rejection Ratio | $R_S \leq 10\ k\Omega$ | 80 | 100 | | 80 | 100 | | 70 | 100 | | dB |
| PSRR | Supply Voltage Rejection Ratio | (Note 7) | 80 | 100 | | 80 | 100 | | 70 | 100 | | dB |
| $I_S$ | Supply Current | | | 7.2 | 11 | | 7.2 | 11 | | 7.2 | 11 | mA |

## AC Electrical Characteristics (Note 5)

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | LF147 | | | LF347B | | | LF347 | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| | Amplifier to Amplifier Coupling | $T_A = 25°C$, f = 1 Hz–20 kHz (Input Referred) | | −120 | | | −120 | | | −120 | | dB |
| SR | Slew Rate | $V_S = \pm15V$, $T_A = 25°C$ | | 13 | | | 13 | | | 13 | | V/μs |
| GBW | Gain-Bandwidth Product | $V_S = \pm15V$, $T_A = 25°C$ | | 4 | | | 4 | | | 4 | | MHz |
| $e_n$ | Equivalent Input Noise Voltage | $T_A = 25°C$, $R_S = 100\Omega$, f = 1000 Hz | | 20 | | | 20 | | | 20 | | nV/√Hz |
| $i_n$ | Equivalent Input Noise Current | $T_j = 25°C$, f = 1000 Hz | | 0.01 | | | 0.01 | | | 0.01 | | pA/√Hz |

**Note 1:** Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

**Note 2:** Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely, however, more than one should not be simultaneously shorted as the maximum junction temperature will be exceeded.

**Note 3:** For operating at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of $\theta_{jA}$.

**Note 4:** The LF147 is available in the military temperature range $-55°C \leq T_A \leq 125°C$, while the LF347B and the LF347 are available in the commercial temperature range $0°C \leq T_A \leq 70°C$.

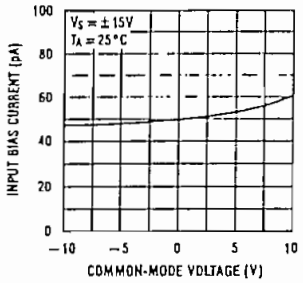
**Note 5:** Unless otherwise specified the specifications apply over the full temperature range and for $V_S = \pm20V$ for the LF147 and for $V_S = \pm15V$ for the LF347B/LF347. $V_{OS}$, $I_B$, and $I_{OS}$ are measured at $V_{CM} = 0$.

**Note 6:** The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, $T_j$. Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, $P_D$. $T_j = T_A + \theta_{jA} P_D$ where $\theta_{jA}$ is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

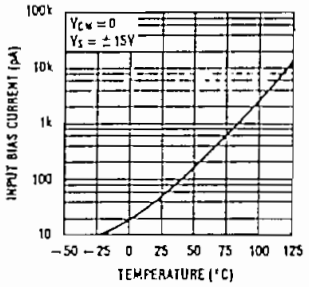
**Note 7:** Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

## Typical Performance Characteristics

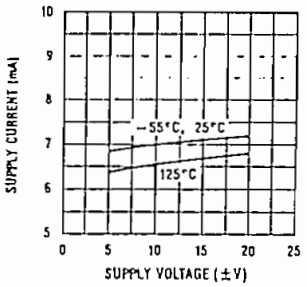
Input Bias Current



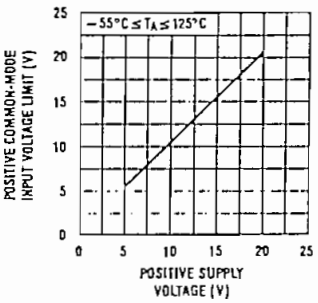

Input Bias Current



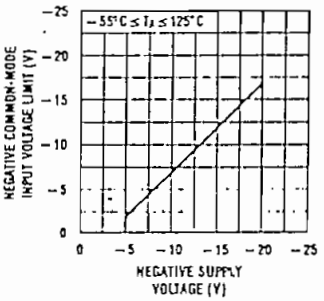

Supply Current



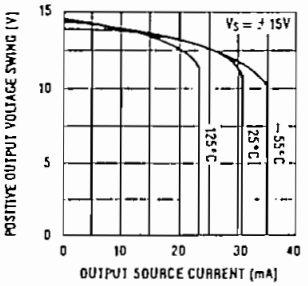

Positive Common-Mode Input Voltage Limit



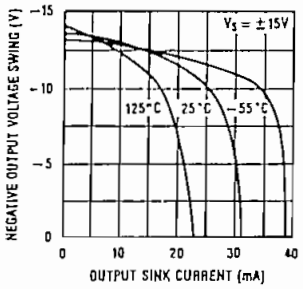

Negative Common-Mode Input Voltage Limit



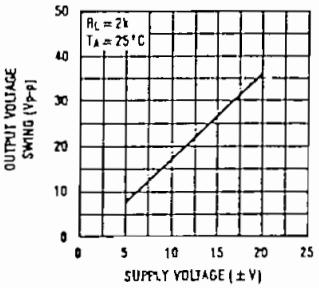

Positive Current Limit



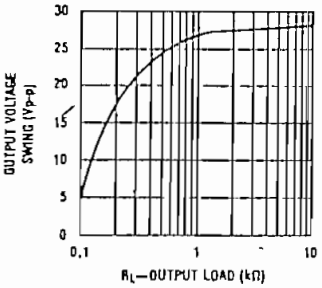

Negative Current Limit



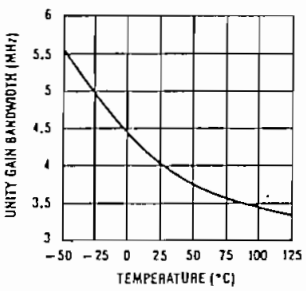

Output Voltage Swing



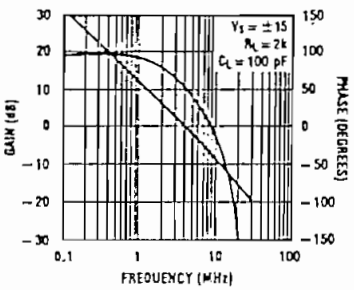

Output Voltage Swing



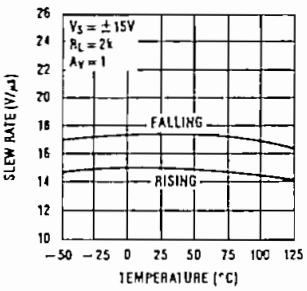

Gain Bandwidth




Bode Plot

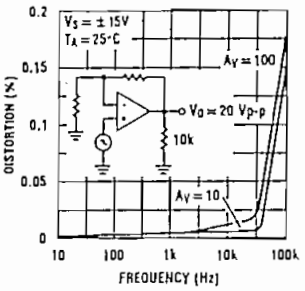



Slew Rate

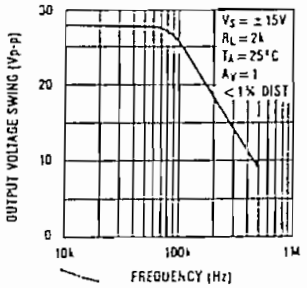


## Typical Performance Characteristics (Continued)

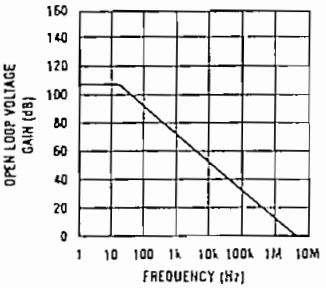
Distortion vs Frequency



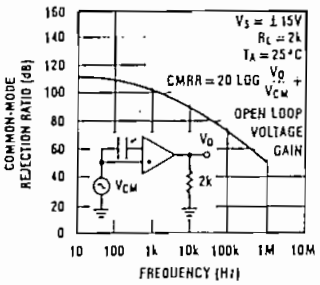

Undistorted Output Voltage Swing



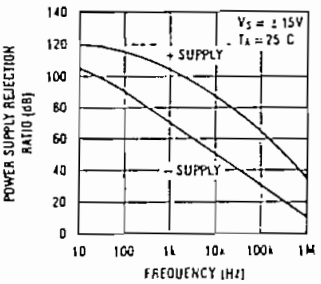

Open Loop Frequency Response



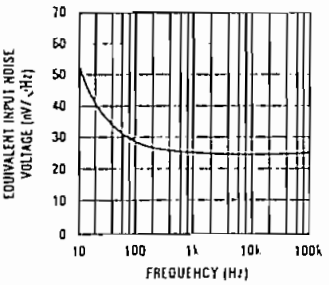

Common-Mode Rejection Ratio



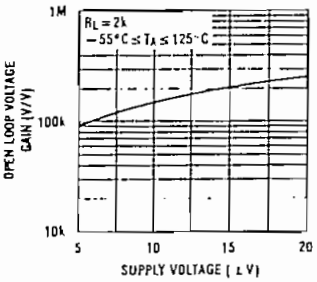

Power Supply Rejection Ratio



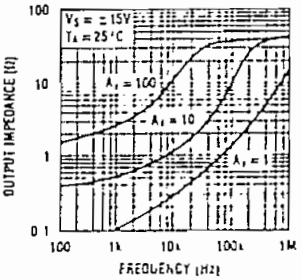

Equivalent Input Noise Voltage



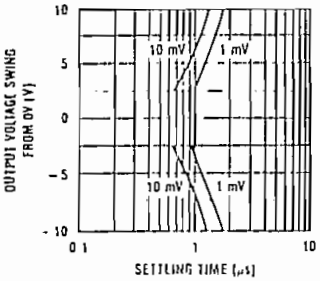

Open Loop Voltage Gain




Output Impedance




Inverter Settling Time



National Semiconductor

Instrumentation Amplifiers

# LH0036/LH0036C Instrumentation Amplifier

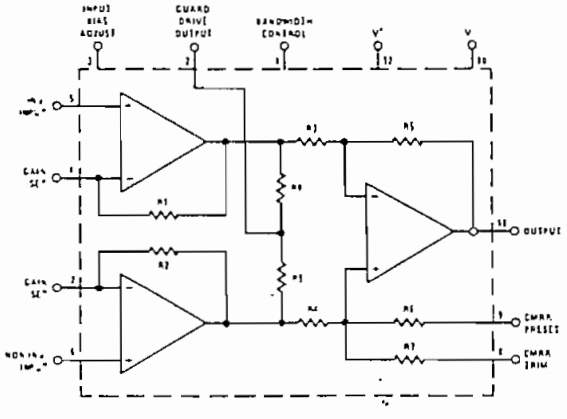
## General Description

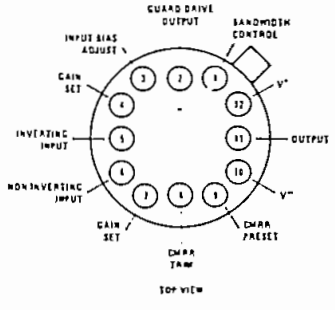
The LH0036/LH0036C is a true micro power instrumentation amplifier designed for precision differential signal processing. Extremely high accuracy can be obtained due to the 300 MΩ input impedance and excellent 100 dB common mode rejection ratio. It is packaged in a hermetic TO-8 package. Gain is programmable with one external resistor from 1 to 1000. Power supply operating range is between ±1V and ±18V. Input bias current and output bandwidth are both externally adjustable or can be set by internally set values. The LH0036 is specified for operation over the −55°C to +125°C temperature range and the LH0036C is specified for operation over the −25°C to +85°C temperature range.

## Features

- High input impedance 300 MΩ
- High CMRR 100 dB
- Single resistor gain adjust 1 to 1000
- Low power 90μW
- Wide supply range ±1V to ±18V
- Adjustable input bias current
- Adjustable output bandwidth
- Guard drive output

## Equivalent Circuit and Connection Diagrams




Order Number LH0036G or LH0036CG
See NS Package H12B

## Absolute Maximum Ratings

| | | | |
|---|---|---|---|
| Supply Voltage | ±18V | Short Circuit Duration | Continuous |
| Differential Input Voltage | ±30V | Operating Temperature Range | |
| Input Voltage Range | $\pm V_S$ | LH0036 | −55°C to +125°C |
| Shield Drive Voltage | $\pm V_S$ | LH0036C | −25°C to +85°C |
| CMRR Preset Voltage | $\pm V_S$ | Storage Temperature Range | −65°C to +150°C |
| CMRR Trim Voltage | $\pm V_S$ | Lead Temperature, Soldering 10 seconds | 300°C |
| Power Dissipation (Note 3) | 1.5W | | |

## Electrical Characteristics (Notes 1 and 2)

| PARAMETER | CONDITIONS | LIMITS | | | | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | LH0036 | | | LH0036C | | | |
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Input Offset Voltage ($V_{IOS}$) | $R_S$ = 1.0kΩ, $T_A$ = 25°C<br>$R_S$ = 1.0kΩ | | 0.5 | 1.0<br>2.0 | | 1.0 | 2.0<br>3.0 | mV<br>mV |
| Output Offset Voltage ($V_{OOS}$) | $R_S$ = 1.0kΩ, $T_A$ = 25°C<br>$R_S$ = 1.0kΩ | | 2.0 | 5.0<br>6.0 | | 5.0 | 10<br>12 | mV<br>mV |
| Input Offset Voltage Tempco ($\Delta V_{IOS}/\Delta T$) | $R_S \leq$ 1.0kΩ | | 10 | | | 10 | | μV/°C |
| Output Offset Voltage Tempco ($\Delta V_{OOS}/\Delta T$) | | | 15 | | | 15 | | μV/°C |
| Overall Offset Referred to Input ($V_{OS}$) | $A_V$ = 1.0<br>$A_V$ = 10<br>$A_V$ = 100<br>$A_V$ = 1000 | | 2.5<br>0.7<br>0.52<br>0.502 | | | 6.0<br>1.5<br>1.05<br>1.005 | | mV<br>mV<br>mV<br>mV |
| Input Bias Current ($I_B$) | $T_A$ = 25°C | | 40 | 100<br>150 | | 50 | 125<br>200 | nA<br>nA |
| Input Offset Current ($I_{OS}$) | $T_A$ = 25°C | | 10 | 40<br>80 | | 20 | 50<br>100 | nA<br>nA |
| Small Signal Bandwidth | $A_V$ = 1.0, $R_L$ = 10kΩ<br>$A_V$ = 10, $R_L$ = 10kΩ<br>$A_V$ = 100, $R_L$ = 10kΩ<br>$A_V$ = 1000, $R_L$ = 10kΩ | | 350<br>35<br>3.5<br>350 | | | 350<br>35<br>3.5<br>350 | | kHz<br>kHz<br>kHz<br>Hz |
| Full Power Bandwidth | $V_{IN}$ = ±10V, $R_L$ = 10k,<br>$A_V$ = 1 | | 5.0 | | | 5.0 | | kHz |
| Input Voltage Range | Differential<br>Common Mode | ±10<br>±10 | ±12<br>±12 | | ±10<br>±10 | ±12<br>±12 | | V<br>V |
| Gain Nonlinearity | | | 0.03 | | | 0.03 | | % |
| Deviation From Gain Equation Formula | $A_V$ = 1 to 1000 | | ±0.3 | ±1.0 | | ±1.0 | ±3.0 | % |
| PSRR | ±5.0V ≤ $V_S$ ≤ ±15V,<br>$A_V$ = 1.0<br>±5.0V ≤ $V_S$ ≤ ±15V,<br>$A_V$ = 100 | | 1.0<br><br>0.05 | 7.5<br><br>0.25 | | 1.0<br><br>0.10 | 5.0<br><br>0.50 | mV/V<br><br>mV/V |
| CMRR | $A_V$ = 1.0 DC to<br>$A_V$ = 10 100 Hz<br>$A_V$ = 100 $\Delta R_S$ = 1.0k | | 1.0<br>0.1<br>50 | 2.5<br>0.25<br>100 | | 2.5<br>0.25<br>50 | 5.0<br>0.50<br>100 | mV/V<br>mV/V<br>μV/V |
| Output Voltage | $V_S$ = ±15V, $R_L$ = 10kΩ,<br>$V_S$ = ±1.5V, $R_L$ = 100kΩ | ±10<br>±0.6 | ±13.5<br>±0.8 | | ±10<br>±0.6 | ±13.5<br>±0.8 | | V<br>V |
| Output Resistance | | | 0.5 | | | 0.5 | | Ω |
| Supply Current | | | 300 | 400 | | 400 | 600 | μA |
| Equivalent Input Noise Voltage | 0.1 Hz < f < 10 kHz,<br>$R_S$ < 50 Ω | | 20 | | | 20 | | μVp-p |
| Slew Rate | $\Delta V_{IN}$ = ±10V,<br>$R_L$ = 10kΩ, $A_V$ = 1.0 | | 0.3 | | | 0.3 | | V/μs |
| Settling Time | To ±10 mV, $R_L$ = 10kΩ,<br>$\Delta V_{OUT}$ = 1.0V<br>$A_V$ = 1.0<br>$A_V$ = 100 | | <br><br>3.8<br>180 | | | <br><br>3.8<br>180 | | <br><br>μs<br>μs |

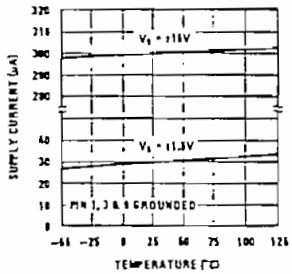
Note 1: Unless otherwise specified, all specifications apply for $V_S$ = ±15V, Pins 1, 3, and 9 grounded, −25°C to +85°C for the LH0036C and −55°C to +125°C for the LH0036.

Note 2: All typical values are for $T_A$ = 25°C.

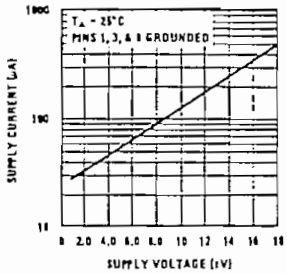
Note 3: The maximum junction temperature is 150°C. For operation at elevated temperature derate the G package on a thermal resistance of 90°C/W, above 25°C.

## Typical Performance Characteristics

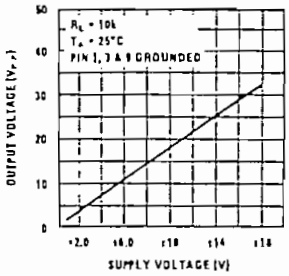
Supply Current vs Temperature



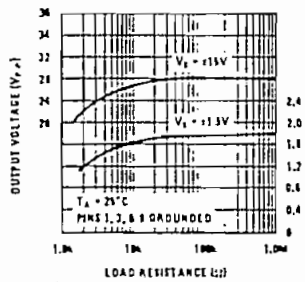

Supply Current vs Supply Voltage



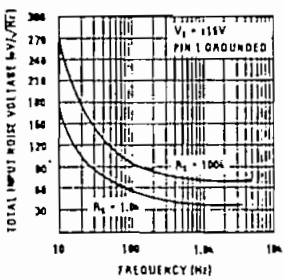

Output Voltage Swing vs Supply Voltage



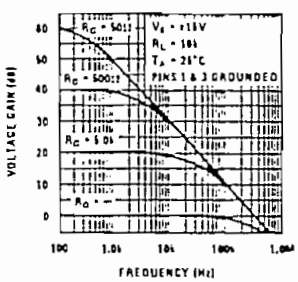

Peak to Peak Output Voltage Swing vs $R_L$



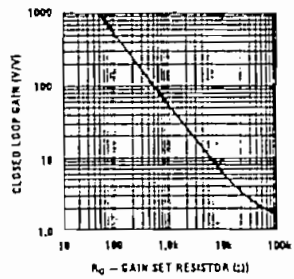

Total Input Noise Voltage* vs Frequency



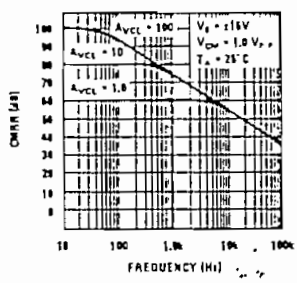

Closed Loop Voltage Gain vs Frequency



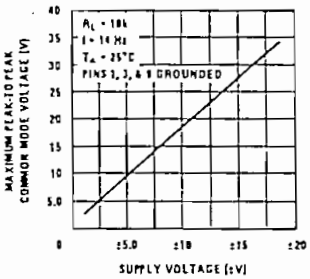

Closed Loop Voltage Gain



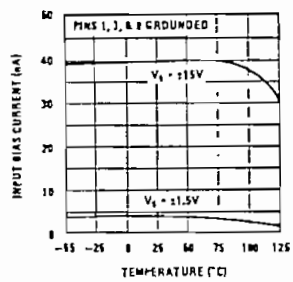

CMRR vs Frequency



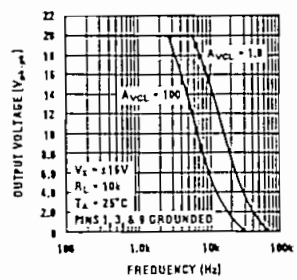

Common Mode Voltage vs Supply Voltage



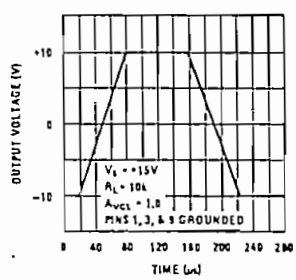

Input Bias Current




Output Voltage Swing vs Frequency



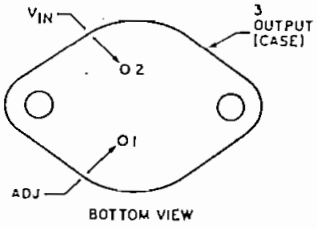

Large Signal Pulse Response

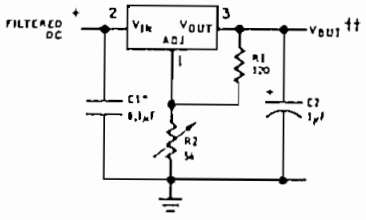


# Linear IC and Module Circuits (cont'd)

**ECG935** TO-3 See Fig. L11

3 Terminal Positive Adjustable Voltage Regulator; 1.2 to 32 $V_{OUT}$, $I_O = 5$ A, $P_D = 50$ W, $V_{IN\ Max} = 30 + V_{OUT}$, $V_{IN\ MIN} = 1.25 + V_{OUT}$



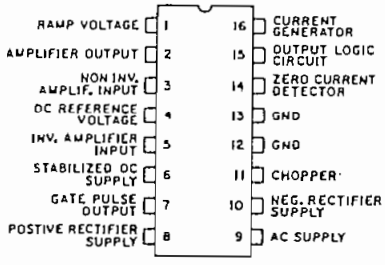

* Required if device is more than 4" from filter capacitor.

† Regulator is stable with no load capacitor into resistive loads.

$$\dagger\dagger \quad V_{OUT} = 1.25\,V\left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

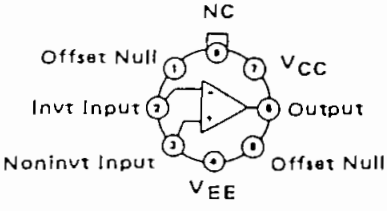
**ECG936** 16-Pin DIP See Fig. L111

Phase Control for SCR or TRIAC




**ECG937** 8-Pin Can See Fig. L3

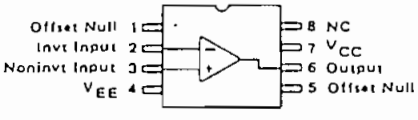
JFET Input Op Amp




Top View

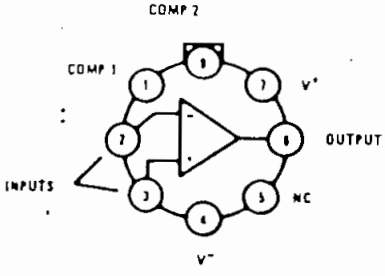
**ECG937M** 8-Pin DIP See Fig. L98

JFET Input Op Amp




**ECG938** 8-Pin Can See Fig. L3

Precision Op Amp

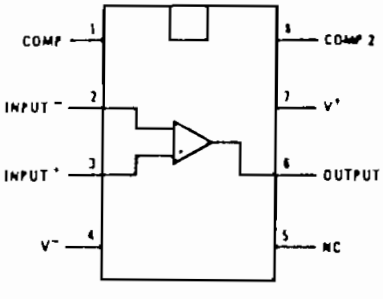



Note: Pin 4 connected to case.

TOP VIEW

**ECG938M** 8-Pin DIP See Fig. L97

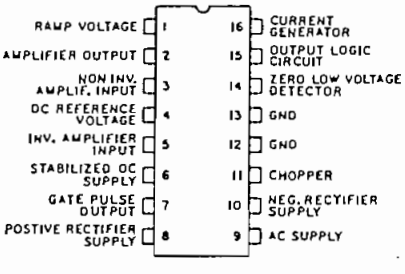
Precision Op Amp




Top View

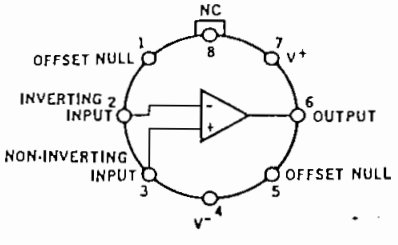
**ECG939** 16-Pin DIP See Fig. L111

Burst Control for SCR or TRIAC




**ECG941** 8-Pin Can See Fig. L3

Freq-Compensated Op Amp

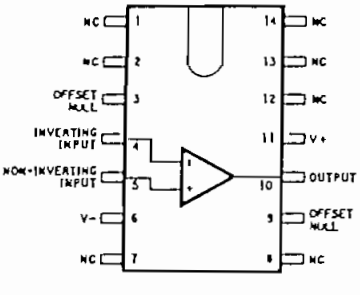



NOTE: PIN 4 CONNECTED TO CASE

TOP VIEW

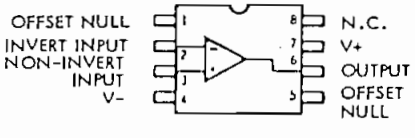
**ECG941D** 14-Pin DIP See Fig. L104

Freq-Compensated Op Amp



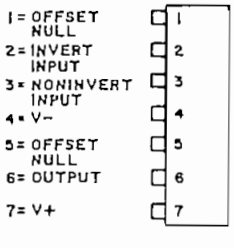

**ECG941M** 8-Pin DIP See Fig. L97
**ECG941SM** 8-Pin SOIC See Fig. L159

Freq-Compensated Op Amp




**ECG941S** 7-Pin SIP See Fig. L24

Freq-Compensated Op Amp



# Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_C = 25°C$ Unless Otherwise Noted)

| ECG Type | Description and Application | Collector To Base Volts $BV_{CBO}$ | Collector To Emitter Volts $BV_{CEO}$ | Base to Emitter Volts $BV_{EBO}$ | Max. Collector Current $I_C$ Amps | Max. Device Diss. $P_D$ Watts | Freq. In MHz $f_t$ | Current Gain $h_{FE}$ | Package Case | Package Fig. No. |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ECG36<br>ECG36MP* | NPN-Si, Pwr Amp, Hi Speed Switch (Compl to ECG37) | 160 | 140 | 6 | 12 | 100 | 15 | 60 min | TO-3PJ | T48-1 |
| ECG37<br>ECG37MCP | PNP-Si, Pwr Amp, Hi Speed Switch (Compl to ECG36) Matched Compl Pair-Contains one each of ECG36 (NPN) and ECG37 (PNP) | 160 | 140 | 6 | 12 | 100 | 15 | 60 min | TO-3PJ | T48-1 |
| ECG38 | PNP-Si, HV AF Pwr Amp, Hi Speed Sw, $t_f = .6$ μsec (Compl to ECG175) | 400 | 350 | 6 | 2 cont.<br>5 peak | 35 | 20 | 50 typ | TO-66 | T25 |
| ECG39 | PNP-Si, HV AF Pwr Amp (Compl to ECG157) | 300 | 300 | 3 | .500 | 20 | 10 | 80 typ | TO-126 | T45 |
| ECG40 | Dual NPN-Si, Hi Gain, Lo Noise, Differential Amp, Common Emitter | 100 | 100 | 5 | 50 mA | .200/unit<br>.400 total<br>($T_A = 25°C$) | 150 | 400 min | SIP-5 | T20-1 |
| ECG41 | Dual PNP-Si, Hi Gain, Lo Noise, Differential Amp, Common Emitter | 100 | 100 | 5 | 50 mA | .200/unit<br>.400 total<br>($T_A = 25°C$) | 150 | 400 min | SIP-5 | T20-1 |
| ECG42 | Dual NPN-Si, Hi Gain, Lo Noise, Differential Amp, Common Emitter | 50 | 50 | 5 | .100 | .200/unit<br>.400 total<br>($T_A = 25°C$) | 150 | 400 min | SIP-5 | T20-1 |
| ECG43 | Dual PNP-Si, Hi Gain, Lo Noise Differential Amp, Common Emitter | 50 | 50 | 5 | .100 | .200/unit<br>.400 total<br>($T_A = 25°C$) | 100 | 400 min | SIP-5 | T20-1 |
| ECG44 | Dual NPN-Si, Hi Gain, Lo Noise, Bias Amp (Common Base) | 100 | 100 | 5 | .100 | .200/unit<br>.400 total<br>($T_A = 25°C$) | 100 | 400 min | SIP-5 | T20-1 |
| ECG45 | Dual PNP-Si, Hi Gain, Lo Noise, Bias Amp (Common Base) | 100 | 100 | 5 | .100 | .200/unit<br>.400 total<br>($T_A = 25°C$) | 100 | 400 min | SIP-5 | T20-1 |
| ECG46 | NPN-Si, Darlington Preamp, Driver, Gen Purp Amp | 100 | 100 | 12 | .500 | .625<br>($T_A = 25°C$) | 200 | 10000 min | TO-92 | T16 |
| ECG47 | NPN-Si, Hi Gain, Lo Noise Amp | 45 | 45 | 6 | .200 | .350 | 140 | 500 min | TO-92 | T16 |
| ECG48 | NPN-Si, Darlington Hi Current Gen Purp Amp, Switch | 60 | 50 (CES) | 12 | 1 | 1<br>($T_A = 25°C$) | 100 min | 25000 | TO-92M | T18 |
| ECG49 | NPN-Si, Gen Purp AF Pwr Out, Driver (Compl to ECG50) | 125 | 100 | 4 | 2 | 10 | 150 | 100 typ | TO-202 | T38 |
| ECG50 | PNP-Si, Gen Purp AF Pwr Amp, Driver (Compl to ECG49) | 125 | 100 | 4 | 2 | 10 | 150 | 100 typ | TO-202 | T38 |
| ECG51 | NPN-Si, HV, Hi Speed Switch, $t_f = .7$ μsec typ | 700 | 400 | 9 | 4 | 75 | 4 min | 25 typ | TO-220 | T41 |
| ECG52 | NPN-Si, HV, Hi Speed Switch, $t_f = .2$ μsec typ | 750 | 450 | 6 | 5 | 125 | --- | 10 typ | TO-3 | T28 |
| ECG53 | NPN-Si, HV, Hi Speed Switch, $t_f = .7$ μsec typ | 850 | 400 | 9 | 15 | 175 | 6 min | 12 typ | TO-3 | T28 |
| ECG54<br>ECG54MP* | NPN-Si, AF Power Amp (Compl to ECG55) | 150 | 150 | 5 | 8 | 50 | 70 | 100 typ | TO-220 | T41 |
| ECG55<br>ECG55MCP | PNP-Si, AF Power Amp (Compl to ECG54) Matched Compl Pair-Contains one each of ECG54 (NPN) and ECG55 (PNP) | 150 | 150 | 5 | 8 | 50 | 85 | 100 typ | TO-220 | T41 |
| ECG56 | NPN-Si, Hi Gain, Non-Darlington Amp, Switch, Pass Reg. | 100 | 80 | 6 | 3 | 30 | 15 | 500 min | TO-220 | T41 |
| ECG57 | NPN-Si, Hi Gain, Non-Darlington Amp, Switch, Pass Reg. | 100 | 80 | 6 | 6 | 40 | 10 | 500 min | TO-66 | T25 |

# Complementary Pairs

| NPN Type | PNP Type |
|---|---|
| ECG11 | ECG12 |
| ECG16 | ECG17 |
| ECG18 | ECG19 |
| ECG20 | ECG21 |
| ECG24 | ECG25 |
| ECG29 | ECG30 |
| ECG31 | ECG32 |
| ECG33 | ECG34 |
| ECG36 | ECG37 |
| ECG49 | ECG50 |
| ECG54 | ECG55 |
| ECG58 | ECG59 |
| ECG60 | ECG61 |
| ECG87 | ECG88 |
| ECG90 | ECG91 |
| ECG92 | ECG93 |
| ECG103 | ECG102 |
| ECG103A | ECG102A |
| ECG123AP | ECG159 |
| ECG128 | ECG129 |
| ECG128P | ECG129P |
| ECG130 | ECG219 |
| ECG152 | ECG153 |
| ECG155 | ECG131 |

| NPN Type | PNP Type |
|---|---|
| ECG157 | ECG39 |
| ECG171 | ECG296 |
| ECG175 | ECG38 |
| ECG181 | ECG180 |
| ECG182 | ECG183 |
| ECG184 | ECG185 |
| ECG186 | ECG187 |
| ECG186A | ECG187A |
| ECG188 | ECG189 |
| ECG191 | ECG240 |
| ECG192 | ECG193 |
| ECG192A | ECG193A |
| ECG196 | ECG197 |
| ECG210 | ECG211 |
| ECG241 | ECG242 |
| ECG243 | ECG244 |
| ECG245 | ECG246 |
| ECG247 | ECG248 |
| ECG249 | ECG250 |
| ECG251 | ECG252 |
| ECG253 | ECG254 |
| ECG257 | ECG258 |
| ECG259 | ECG260 |
| ECG261 | ECG262 |

| NPN Type | PNP Type |
|---|---|
| ECG263 | ECG264 |
| ECG268 | ECG269 |
| ECG270 | ECG271 |
| ECG272 | ECG273 |
| ECG274 | ECG275 |
| ECG280 | ECG281 |
| ECG284 | ECG285 |
| ECG287 | ECG288 |
| ECG289A | ECG290A |
| ECG291 | ECG292 |
| ECG293 | ECG294 |
| ECG297 | ECG298 |
| ECG300 | ECG307 |
| ECG324 | ECG323 |
| ECG331 | ECG332 |
| ECG373 | ECG374 |
| ECG375 | ECG398 |
| ECG377 | ECG378 |
| ECG380 | ECG381 |
| ECG382 | ECG383 |
| ECG388 | ECG68 |
| ECG390 | ECG391 |
| ECG392 | ECG393 |

| NPN Type | PNP Type |
|---|---|
| ECG396 | ECG397 |
| ECG2304 | ECG2314 |
| ECG2305 | ECG2306 |
| ECG2328 | ECG2329 |
| ECG2341 | ECG2342 |
| ECG2343 | ECG2344 |
| ECG2345 | ECG2346 |
| ECG2349 | ECG2350 |
| ECG2355 | ECG2356 |
| ECG2357 | ECG2358 |
| ECG2359 | ECG2360 |
| ECG2402 | ECG2403 |
| ECG2404 | ECG2405 |
| ECG2406 | ECG2407 |
| ECG2408 | ECG2409 |
| ECG2410 | ECG2411 |
| ECG2412 | ECG2413 |
| ECG2414 | ECG2415 |
| ECG2416 | ECG2417 |
| ECG2418 | ECG2419 |
| ECG2426 | ECG2427 |
| ECG2428 | ECG2429 |
| ECG2430 | ECG2431 |

# Matched Complementary Pairs —
## Contains one each of NPN and PNP Type

| ECG Type | Contains One Each NPN Type | PNP Type |
|---|---|---|
| ECG37MCP | ECG36 | ECG37 |
| ECG55MCP | ECG54 | ECG55 |
| ECG61MCP | ECG60 | ECG61 |
| ECG68MCP | ECG388 | ECG68 |
| ECG88MCP | ECG87 | ECG88 |
| ECG93MCP | ECG92 | ECG93 |
| ECG129MCP | ECG128 | ECG129 |
| ECG153MCP | ECG152 | ECG153 |
| ECG159MCP | ECG123AP | ECG159 |

| ECG Type | Contains One Each NPN Type | PNP Type |
|---|---|---|
| ECG180MCP | ECG181 | ECG180 |
| ECG185MCP | ECG184 | ECG185 |
| ECG219MCP | ECG130 | ECG219 |
| ECG281MCP | ECG280 | ECG281 |
| ECG285MCP | ECG284 | ECG285 |
| ECG290AMCP | ECG289A | ECG290A |
| ECG292MCP | ECG291 | ECG292 |
| ECG332MCP | ECG331 | ECG332 |

# ECG304A Kit

| ECG Type | Qty. | ECG Type | Qty. |
|---|---|---|---|
| ECG102 | 1 | ECG154 | 1 |
| ECG103A | 2 | ECG157 | 1 |
| ECG107 | 1 | ECG158 | 2 |
| ECG108 | 2 | ECG159 | 5 |
| ECG121 | 2 | ECG160 | 1 |
| ECG123AP | 10 | ECG161 | 2 |
| ECG124 | 1 | ECG171 | 1 |
| ECG128 | 4 | ECG175 | 1 |
| ECG129 | 2 | ECG186 | 1 |
| ECG130 | 2 | ECG196 | 2 |
| ECG152 | 2 | ECG198 | 1 |
| ECG153 | 1 | ECG199 | 2 |

1 - ECG212 Cross Reference Guide and current supplement packed with each kit.

# Transistor Outlines (cont'd)

Fig. T28A
**TO-3**
**ECG**
27
29
30
387
2349
2350

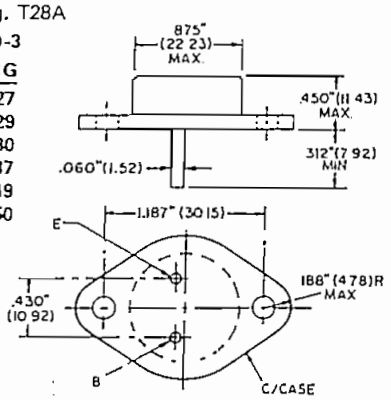
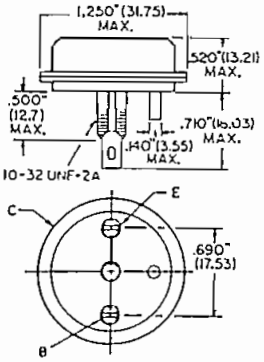



Fig. T29
**TO-36**
**ECG**
105
213
330
330W*




* Supplied with Welded-On Wire Leads

Fig. T29A
**TO-68**
**ECG**
28

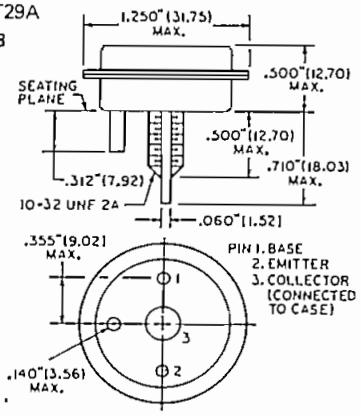



Fig. T30
**TO-111**
**ECG**
75

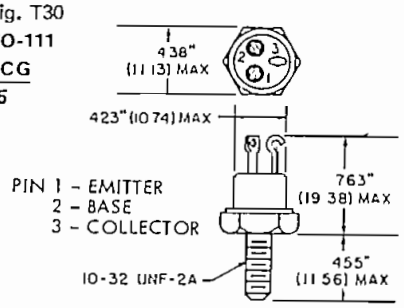



Fig. T31
**TO-59**
**Isolated Stud**
**ECG**
95
96

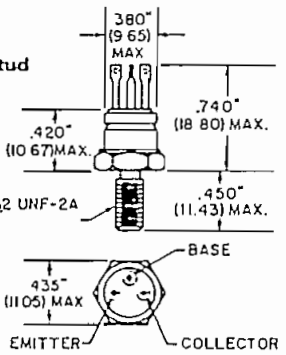



Fig. T32
**TO-59**
**ECG**
74

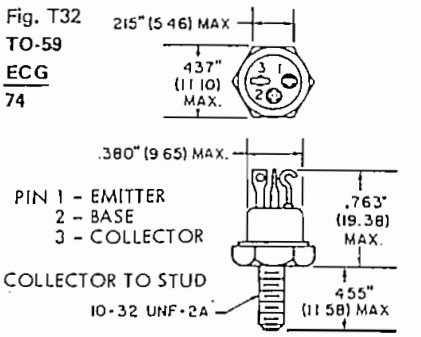



Fig. T33
**TO-61**
**Isolated Stud**
**ECG**
72

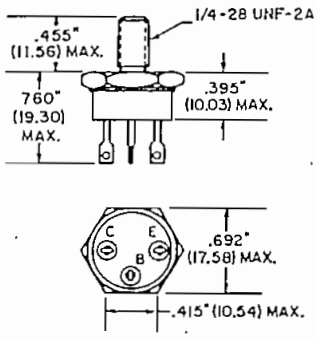



Fig. T34
**TO-61**
**ECG**
73

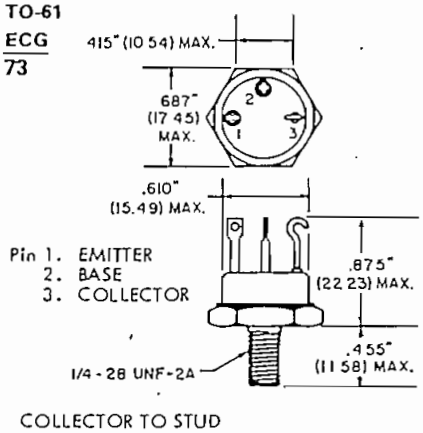



Fig. T35
**TO-63**
**ECG**
70
71

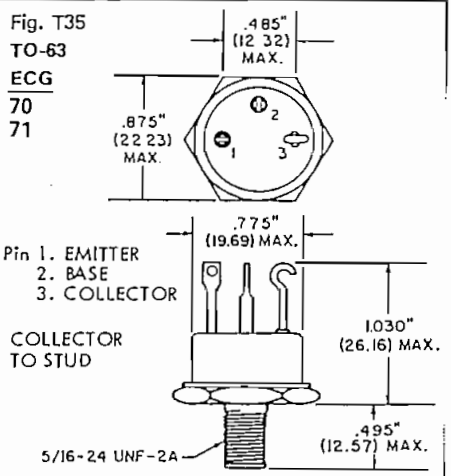



Fig. T36
**TO-202N**
**ECG**
188
189
190
191
240
272
273
322

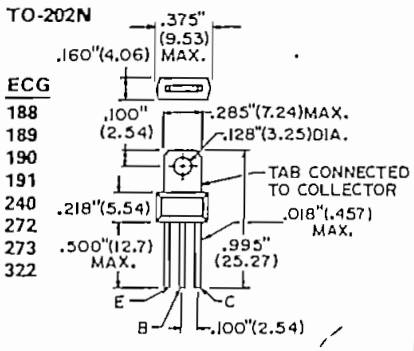



Fig. T37
**TO-202J**

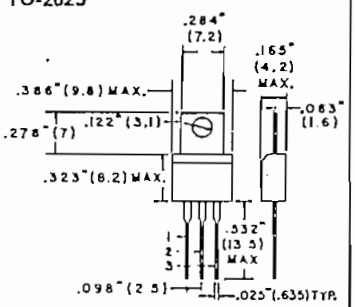
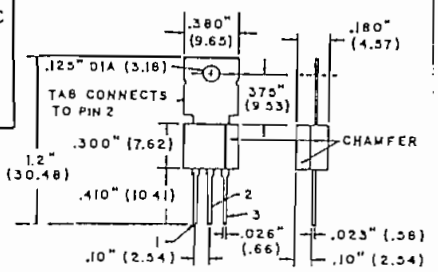



Fig. T38
**TO-202**

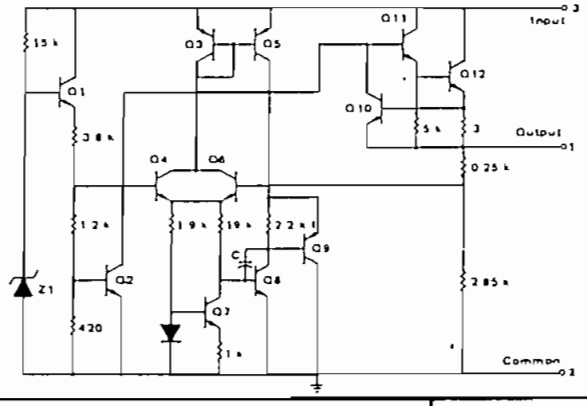
| ECG | 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|---|
| 49<br>50<br>171<br>210<br>211<br>265<br>266<br>267<br>268<br>269<br>296 | E | B | C |

| ECG | 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|---|
| 186<br>187 | B | C | E |
| 299<br>300<br>307 | C | B | E |

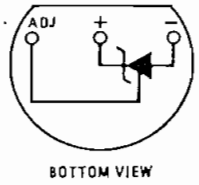


# Linear IC and Module Circuits (cont'd)

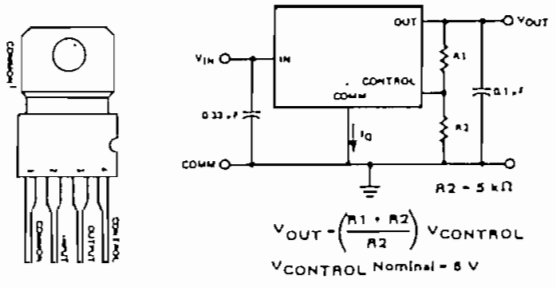
**ECG950** TO-92 See Fig. L16
Pos VR, 12 V, 100 mA
**ECG951**
Pos VR, 15 V, 100 mA
**ECG977**
Pos VR, 5 V, 100 mA
**ECG981**
Pos VR, 8 V, 100 mA
**ECG988**
Pos VR, 6.2 V, 100 mA




**ECG952** TO-92 See Fig. L16
Precision 2.5 V Voltage Reference

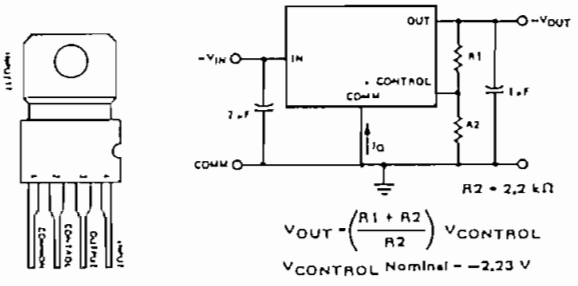



**ECG953** TO-202, 4-Pin See Fig. L18
Pos VR, Adjustable 5 to 30 V, 1 A



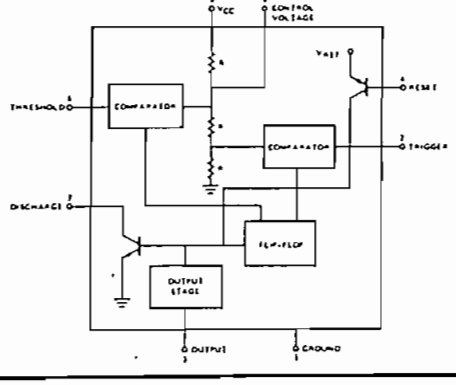

NOTES: Heat sink tabs connected to common through device substrate. Not recommeded for direct electrical connection. Recommended R2 current ≈ 1 mA.

**ECG954** TO-202, 4-Pin See Fig. L18
Neg VR, Adjustable −2.2 to −30 V

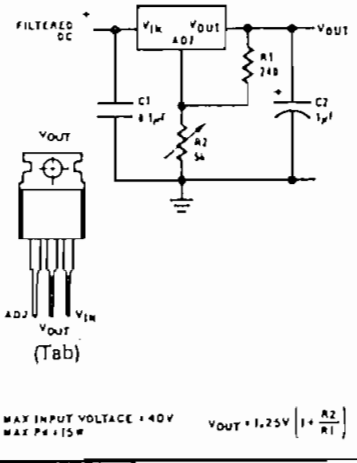



NOTES: Heat sink tabs connected to input through device substrate. Not recommended for direct electrical connection.
Recommend R2 current≈1 mA

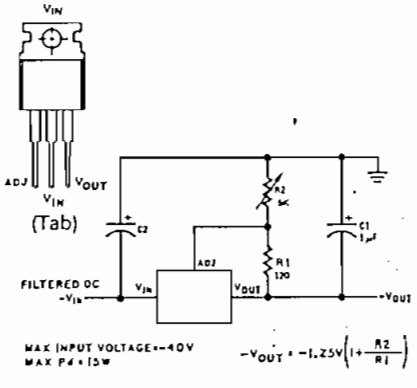
**ECG955M** 8-Pin DIP See Fig. L98
**ECG955S** 8-Pin SIP See Fig. L35
**ECG955SM** 8-Pin SOIC See Fig. L159
Timer/Oscillator
**ECG955MC** 8-Pin DIP See Fig. L97
Low Power Timer/Oscillator, CMOS Output




**ECG956** TO-220 See Fig. L17
Pos VR, 1.2 to 37 V, 1.5 A

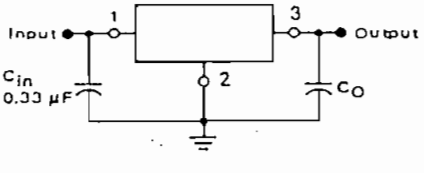



**ECG957** TO-220 See Fig. L17
Neg VR, 1.2 to 37 V, 1.5 A



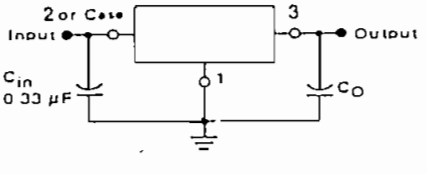

**ECG958**
Pos VR, 18 V, 1 A
**ECG960**
Pos VR, 5 V, 1 A
**ECG962**
Pos VR, 6 V, 1 A
**ECG964**
Pos VR, 8 V, 1 A
**ECG966**
Pos VR, 12 V, 1 A
**ECG968**
Pos VR, 15 V, 1 A

**ECG972** TO-220 See Fig. L17
Pos VR, 24 V, 1 A
**ECG1932**
Pos VR, 10 V, 1 A




**ECG959**
Neg VR, 18 V, 1 A
**ECG961**
Neg VR, 5 V, 1 A
**ECG963**
Neg VR, 6 V, 1 A
**ECG965**
Neg VR, 8 V, 1 A
**ECG967**
Neg VR, 12 V, 1 A
**ECG969**
Neg VR, 15 V, 1 A

**ECG971** TO-220 See Fig. L17
Neg VR, 24 V, 1 A



# Zener Diodes

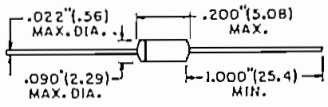
Note: 10 watt and 50 watt Zeners listed have anode connected to stud. Add suffix letter "K" to the ECG number for cathode connected to stud. The ECG type numbers shown have a standard tolerance for the Zener voltage of +5%.

| Voltage (See Note for Tolerance) | Axial Lead | | | Stud Mount | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | | DO-4 | DO-5 |
| | Fig. No. Z3A | | Z18 | Z19 | Z20 |
| | ½ Watt† | 1 Watt† | 5 Watt | 10 Watt | 50 Watt |
| 2.4 | ECG5000A | --- | --- | --- | --- |
| 2.5 | ECG5001A | --- | --- | --- | --- |
| 2.7 | ECG5002A | ECG5063A | --- | --- | --- |
| 2.8 | ECG5003A | --- | --- | --- | --- |
| 3.0 | ECG5004A | ECG5065A | --- | --- | --- |
| 3.3 | ECG5005A | ECG5066A | ECG5111A | ECG5172A | --- |
| 3.6 | ECG5006A | ECG134A | ECG5112A | ECG5173A | --- |
| 3.9 | ECG5007A | ECG5067A | ECG5113A | ECG5174A | ECG5240A |
| 4.3 | ECG5008A | ECG5068A | ECG5114A | ECG5175A | ECG5241A |
| 4.7 | ECG5009A | ECG5069A | ECG5115A | ECG5176A | ECG5242A |
| 5.1 | ECG5010A | ECG135A | ECG5116A | ECG5177A | ECG5243A |
| 5.6 | ECG5011A | ECG136A | ECG5117A | ECG5178A | ECG5244A |
| 6.0 | ECG5012A | ECG5070A | ECG5118A | ECG5179A | ECG5245A |
| 6.2 | ECG5013A | ECG137A | ECG5119A | ECG5180A | ECG5246A |
| 6.8 | ECG5014A | ECG5071A | ECG5120A | ECG5181A | ECG5247A |
| 7.5 | ECG5015A | ECG138A | ECG5121A | ECG5182A | ECG5248A |
| 8.2 | ECG5016A | ECG5072A | ECG5122A | ECG5183A | ECG5249A |
| 8.7 | ECG5017A | ECG5073A | ECG5123A | ECG5184A | ECG5250A |
| 9.1 | ECG5018A | ECG139A | ECG5124A | ECG5185A | ECG5251A |
| 10.0 | ECG5019A | ECG140A | ECG5125A | ECG5186A | ECG5252A |
| 11.0 | ECG5020A | ECG5074A | ECG5126A | ECG5187A | ECG5253A |
| 11.5 | --- | ECG141A | --- | --- | --- |
| 12.0 | ECG5021A | ECG142A | ECG5127A | ECG5188A | ECG5254A |
| 13.0 | ECG5022A | ECG143A | ECG5128A | ECG5189A | ECG5255A |
| 14.0 | ECG5023A | ECG144A | ECG5129A | ECG5190A | ECG5256A |
| 15.0 | ECG5024A | ECG145A | ECG5130A | ECG5191A | ECG5257A |
| 16.0 | ECG5025A | ECG5075A | ECG5131A | ECG5192A | ECG5258A |
| 17.0 | ECG5026A | ECG5076A | ECG5132A | ECG5193A | ECG5259A |
| 18.0 | ECG5027A | ECG5077A | ECG5133A | ECG5194A | ECG5260A |
| 19.0 | ECG5028A | ECG5078A | ECG5134A | ECG5195A | ECG5261A |
| 20.0 | ECG5029A | ECG5079A | ECG5135A | ECG5196A | ECG5262A |
| 22.0 | ECG5030A | ECG5080A | ECG5136A | ECG5197A | ECG5263A |
| 24.0 | ECG5031A | ECG5081A | ECG5137A | ECG5198A | ECG5264A |
| 25.0 | ECG5032A | ECG5082A | ECG5138A | ECG5199A | ECG5265A |
| 27.0 | ECG5033A | ECG146A | ECG5139A | ECG5200A | ECG5266A |
| 28.0 | ECG5034A | ECG5083A | ECG5140A | ECG5201A | ECG5267A |
| 30.0 | ECG5035A | ECG5084A | ECG5141A | ECG5202A | ECG5268A |
| 33.0 | ECG5036A | ECG147A | ECG5142A | ECG5203A | ECG5269A |
| 36.0 | ECG5037A | ECG5085A | ECG5143A | ECG5204A | ECG5270A |
| 39.0 | ECG5038A | ECG5086A | ECG5144A | ECG5205A | ECG5271A |
| 43.0 | ECG5039A | ECG5087A | ECG5145A | ECG5206A | ECG5272A |
| 45.0 | --- | --- | --- | ECG5207A | ECG5273A |
| 47.0 | ECG5040A | ECG5088A | ECG5146A | ECG5208A | ECG5274A |
| 50.0 | --- | --- | --- | ECG5209A | ECG5275A |
| 51.0 | ECG5041A | ECG5089A | ECG5147A | ECG5210A | ECG5276A |
| 52.0 | --- | --- | --- | ECG5211A | ECG5277A |
| 55.0 | --- | ECG148A | --- | --- | --- |
| 56.0 | ECG5042A | ECG5090A | ECG5148A | ECG5212A | ECG5278A |
| 60.0 | ECG5043A | ECG5091A | ECG5149A | ECG5213A | ECG5279A |
| 62.0 | ECG5044A | ECG149A | ECG5150A | ECG5214A | ECG5280A |
| 68.0 | ECG5045A | ECG5092A | ECG5151A | ECG5215A | ECG5281A |
| 75.0 | ECG5046A | ECG5093A | ECG5152A | ECG5216A | ECG5282A |
| 82.0 | ECG5047A | ECG150A | ECG5153A | ECG5217A | ECG5283A |
| 87.0 | ECG5048A | ECG5094A | ECG5154A | ECG5218A | --- |
| 91.0 | ECG5049A | ECG5095A | ECG5155A | ECG5219A | ECG5284A |
| 100.0 | ECG5050A | ECG5096A | ECG5156A | ECG5220A | ECG5285A |
| 105.0 | --- | --- | --- | ECG5221A | ECG5286A |
| 110.0 | ECG5051A | ECG151A | ECG5157A | ECG5222A | ECG5287A |
| 120.0 | ECG5052A | ECG5097A | ECG5158A | ECG5223A | ECG5288A |
| 123.0* | ECG5107T2 | --- | --- | --- | --- |
| 130.0 | ECG5053A | ECG5098A | ECG5159A | ECG5224A | ECG5289A |
| 140.0 | ECG5054A | ECG5099A | ECG5160A | ECG5225A | ECG5290A |
| 150.0 | ECG5055A | ECG5100A | ECG5161A | ECG5226A | ECG5291A |
| 160.0 | ECG5056A | ECG5101A | ECG5162A | ECG5227A | ECG5292A |
| 170.0 | ECG5057A | ECG5102A | ECG5163A | ECG5228A | --- |
| 175.0 | --- | --- | --- | ECG5229A | ECG5293A |
| 180.0 | ECG5058A | ECG5103A | ECG5164A | ECG5230A | ECG5294A |
| 190.0 | ECG5059A | ECG5104A | ECG5165A | ECG5231A | ECG5295A |
| 200.0 | ECG5060A | ECG5105A | ECG5166A | ECG5232A | ECG5296A |

## 1% Tolerance - ½ Watt

| ECG Type | Nominal Zener Voltage @ $T_A = 25°C$ $V_Z$ @ $I_{ZT} = 20$ mA* |
|---|---|
| ECG5010T1 | 5.1 |
| ECG5011T1 | 5.6 |
| ECG5013T1 | 6.2 |
| ECG5019T1 | 10 |
| ECG5021T1 | 12 |

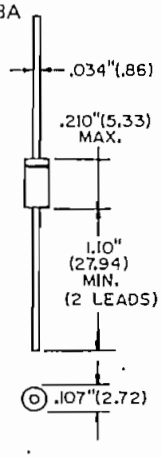
Fig. Z4




COLOR BAND DENOTES CATHODE

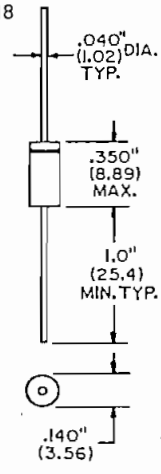
* $I_{ZT}$ = Test Current

Fig. Z3A



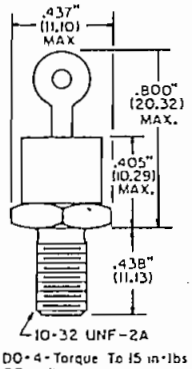

COLOR BAND DENOTES CATHODE

Fig. Z18



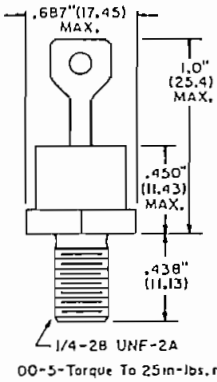

COLOR BAND DENOTES CATHODE

Fig. Z19




DO-4-Torque To 15 in-lbs min; 20in-lbs max

Fig. Z20




DO-5-Torque To 25in-lbs.min; 30in-lbs.max.

National Semiconductor

Industrial Blocks

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

## General Description

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

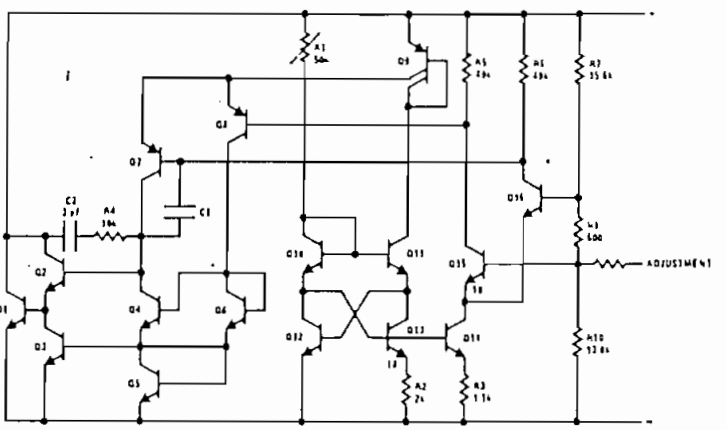
Applications for the LM135 include almost any type of temperature sensing over a −55°C to +150°C temperature range. The low impedance and linear output make interfacing to readout or control circuitry especially easy.

The LM135 operates over a −55°C to +150°C temperature range while the LM235 operates over a −40°C to +125°C temperature range. The LM335 operates from −40°C to +100°C. The LM135/LM235/LM335 are available packaged in hermetic TO-46 transistor packages while the LM335 is also available in plastic TO-92 packages.

## Features

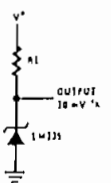
- Directly calibrated in °Kelvin
- 1°C initial accuracy available
- Operates from 400 μA to 5 mA
- Less than 1Ω dynamic impedance
- Easily calibrated
- Wide operating temperature range
- 200°C overrange
- Low cost

## Schematic Diagram

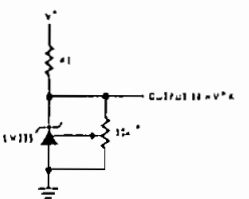



## Typical Applications

Basic Temperature Sensor

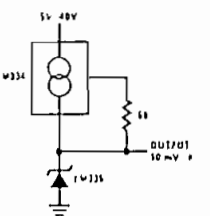



Calibrated Sensor



* Calibrate for 2.982V at 25°C

Wide Operating Supply



## Absolute Maximum Ratings

| | | |
|---|---|---|
| Reverse Current | | 15 mA |
| Forward Current | | 10 mA |
| Storage Temperature | | |
| TO-46 Package | | -60°C to +180°C |
| TO-92 Package | | -60°C to +150°C |
| Specified Operating Temperature Range | | |
| | Continuous | Intermittent (Note 2) |
| LM135, LM135A | -55°C to +150°C | 150°C to 200°C |
| LM235, LM235A | -40°C to +125°C | 125°C to 150°C |
| LM335, LM335A | -40°C to +100°C | 100°C to 125°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | | 300°C |

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

| PARAMETER | CONDITIONS | LM135A/LM235A | | | LM135/LM235 | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Operating Output Voltage | $T_C = 25°C$, $I_R = 1$ mA | 2.97 | 2.98 | 2.99 | 2.95 | 2.98 | 3.01 | V |
| Uncalibrated Temperature Error | $T_C = 25°C$, $I_R = 1$ mA | | 0.5 | 1 | | 1 | 3 | °C |
| Uncalibrated Temperature Error | $T_{MIN} < T_C < T_{MAX}$, $I_R = 1$ mA | | 1.3 | 2.7 | | 2 | 5 | °C |
| Temperature Error with 25°C Calibration | $T_{MIN} < T_C < T_{MAX}$, $I_R = 1$ mA | | 0.3 | 1 | | 0.5 | 1.5 | °C |
| Calibrated Error at Extended Temperatures | $T_C = T_{MAX}$ (Intermittent) | | 2 | | | 2 | | °C |
| Non-Linearity | $I_R = 1$ mA | | 0.3 | 0.5 | | 0.3 | 1 | °C |

## Temperature Accuracy LM335, LM335A (Note 1)

| PARAMETER | CONDITIONS | LM335A | | | LM335 | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Operating Output Voltage | $T_C = 25°C$, $I_R = 1$ mA | 2.95 | 2.98 | 3.01 | 2.92 | 2.98 | 3.04 | V |
| Uncalibrated Temperature Error | $T_C = 25°C$, $I_R = 1$ mA | | 1 | 3 | | 2 | 6 | °C |
| Uncalibrated Temperature Error | $T_{MIN} < T_C < T_{MAX}$, $I_R = 1$ mA | | 2 | 5 | | 4 | 9 | °C |
| Temperature Error with 25°C Calibration | $T_{MIN} < T_C < T_{MAX}$, $I_R = 1$ mA | | 0.5 | 1 | | 1 | 2 | °C |
| Calibrated Error at Extended Temperatures | $T_C = T_{MAX}$ (Intermittent) | | 2 | — | | 2 | | °C |
| Non Linearity | $I_R = 1$ mA | | 0.3 | 1.5 | | 0.3 | 1.5 | °C |

## Electrical Characteristics (Note 1)

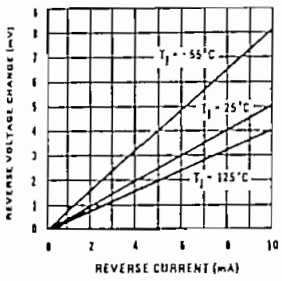
| PARAMETER | CONDITIONS | LM135/LM235 LM135A/LM235A | | | LM335 LM335A | | | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Operating Output Voltage Change with Current | 400 μA < $I_R$ < 5 mA At Constant Temperature | | 2.5 | 10 | | 3 | 14 | mV |
| Dynamic Impedance | $I_R = 1$ mA | | 0.5 | | | 0.6 | | Ω |
| Output Voltage Temperature Drift | | | +10 | | | +10 | | mV/°C |
| Time Constant | Still Air | | 80 | | | 80 | | sec |
| | 100 ft/Min Air | | 10 | | | 10 | | sec |
| | Stirred Oil | | 1 | | | 1 | | sec |
| Time Stability | $T_C = 125°C$ | | 0.2 | | | 0.2 | | °C/khr |

Note 1: Accuracy measurements are made in a well-stirred oil bath. For other conditions, self heating must be considered.

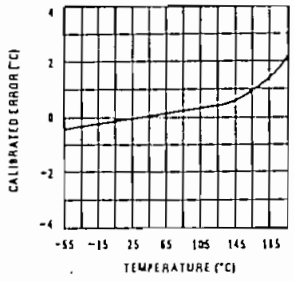
Note 2: Continuous operation at these temperatures for 10,000 hours for H package and 5,000 hours for Z package may decrease life expectancy of the device.

## Typical Performance Characteristics

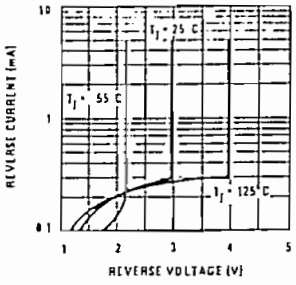
Reverse Voltage Change



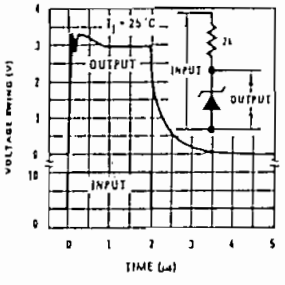

Calibrated Error



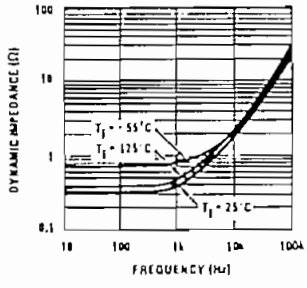

Reverse Characteristics



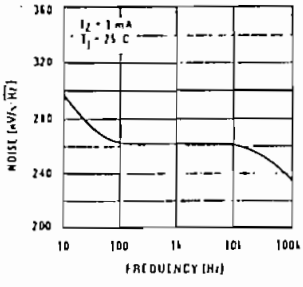

Response Time



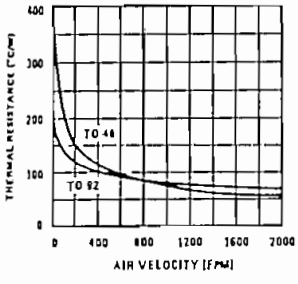

Dynamic Impedance



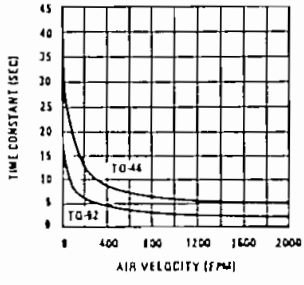

Noise Voltage



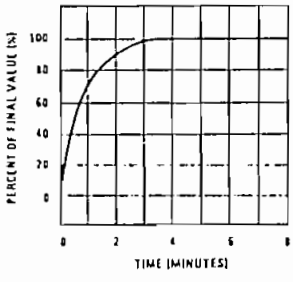

Thermal Resistance Junction to Air



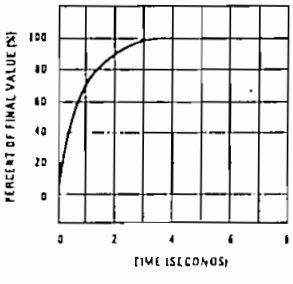

Thermal Time Constant



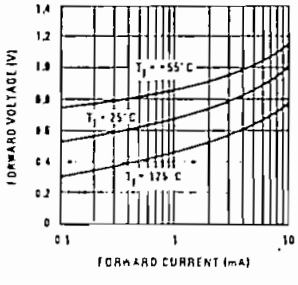

Thermal Response in Still Air




Thermal Response in Stirred Oil Bath




Forward Characteristics



National Semiconductor



# LM3911 Temperature Controller

## General Description

The LM3911 is a highly accurate temperature measurement and/or control system for use over a −25°C to +85°C temperature range. Fabricated on a single monolithic chip, it includes a temperature sensor, a stable voltage reference and an operational amplifier.

The output voltage of the LM3911 is directly proportional to temperature in degrees Kelvin at 10 mV/°K. Using the internal op amp with external resistors any temperature scale factor is easily obtained. By connecting the op amp as a comparator, the output will switch as the temperature transverses the set-point making the device useful as an on-off temperature controller.

An active shunt regulator is connected across the power leads of the LM3911 to provide a stable 6.8V voltage reference for the sensing system. This allows the use of any power supply voltage with suitable external resistors.

The input bias current is low and relatively constant with temperature, ensuring high accuracy when high source impedance is used. Further, the output collector can be returned to a voltage higher than 6.8V allowing the LM3911 to drive lamps and relays up to a 35V supply.

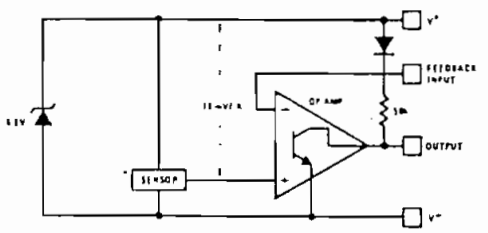
The LM3911 uses the difference in emitter-base voltage of transistors operating at different current densities as the basic temperature sensitive element. Since this output depends only on transistor matching the same reliability and stability as present op amps can be expected.

The LM3911 is available in two package styles, a metal can TO-46 and an 8-lead epoxy mini-DIP. In the epoxy package all electrical connections are made on one side of the device allowing the other 4 leads to be used for attaching the LM3911 to the temperature source. The LM3911 is rated for operation over a −25°C to +85°C temperature range.

## Features

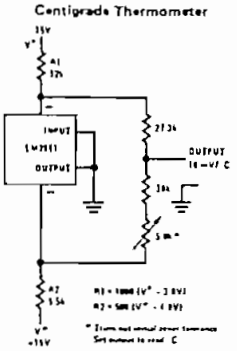
- Uncalibrated accuracy ±10°C
- Internal op amp with frequency compensation
- Linear output of 10 mV/°K (10 mV/°C)
- Can be calibrated in degrees Kelvin, Celsius or Fahrenheit
- Output can drive loads up to 35V
- Internal stable voltage reference
- Low cost

## Block Diagram

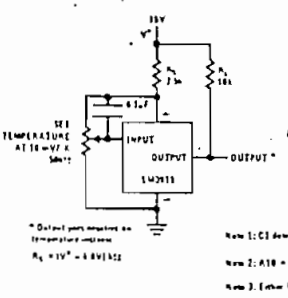



## Typical Applications

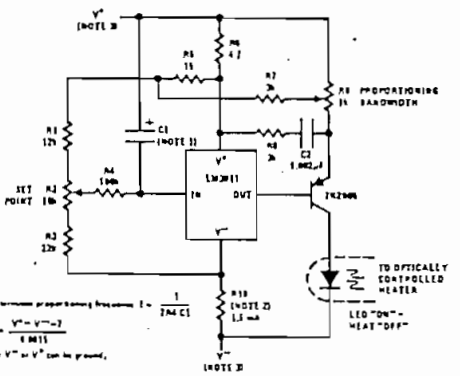
Ground Referred Centigrade Thermometer




Basic Temperature Controller




Proportioning Temperature Controller



## Absolute Maximum Ratings

| | | | |
|---|---|---|---|
| Supply Current (Externally Set) | 10 mA | Operating Temperature Range | −25°C to +85°C |
| Output Collector Voltage, $V^{++}$ | 36V | Storage Temperature Range | −65°C to +150°C |
| Feedback Input Voltage Range | 0V to +7.0V | Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C |
| Output Short Circuit Duration | Indefinite | | |

## Electrical Characteristics (Note 1)

| PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|
| **SENSOR** | | | | | |
| Output Voltage | $T_A$ = −25°C, (Note 2) | 2.36 | 2.48 | 2.60 | V |
| Output Voltage | $T_A$ = 25°C, (Note 2) | 2.88 | 2.98 | 3.08 | V |
| Output Voltage | $T_A$ = 85°C, (Note 2) | 3.46 | 3.58 | 3.70 | V |
| Linearity | ΔT = 100°C | | 0.5 | 2 | % |
| Long-Term Stability | | | 0.3 | | % |
| Repeatability | | | 0.3 | | % |
| **VOLTAGE REFERENCE** | | | | | |
| Reverse Breakdown Voltage | 1 mA ≤ $I_Z$ ≤ 5 mA | 6.55 | 6.85 | 7.25 | V |
| Reverse Breakdown Voltage Change With Current | 1 mA ≤ $I_Z$ ≤ 5 mA | | 10 | 35 | mV |
| Temperature Stability | | | 20 | 85 | mV |
| Dynamic Impedance | $I_Z$ = 1 mA | | 3.0 | | Ω |
| RMS Noise Voltage | 10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz | | 30 | | μV |
| Long Term Stability | $T_A$ = +85°C | | 6.0 | | mV |
| **OP AMP** | | | | | |
| Input Bias Current | $T_A$ = +25°C | | 35 | 150 | nA |
| Input Bias Current | | | 45 | 250 | nA |
| Voltage Gain | $R_L$ = 36k, $V^{++}$ = 36V | 2500 | 15000 | | V/V |
| Output Leakage Current | $T_A$ = 25°C (Note 3) | | 0.2 | 2 | μA |
| Output Leakage Current | (Note 3) | | 1.0 | 8 | μA |
| Output Source Current | $V_{OUT}$ ≤ 3.70 | 10 | | | μA |
| Output Sink Current | 1V ≤ $V_{OUT}$ ≤ 36V | 2.0 | | | mA |

Note 1: These specifications apply for −25°C ≤ $T_A$ ≤ +85°C and 0.9 mA ≤ $I_{SUPPLY}$ ≤ 1.1 mA unless otherwise specified; $C_L$ ≤ 50 pF.

Note 2: The output voltage applies to the basic thermometer configuration with the output and input terminals shorted and a load resistance of ≥ 1.0 MΩ. This is the feedback sense voltage and includes errors in both the sensor and op amp. This voltage is specified for the sensor in a rapidly stirred oil bath. The output is referred to $V^+$.

Note 3: The output leakage current is specified with ≥ 100 mV overdrive. Since this voltage changes with temperature, the voltage drive for turn-off changes and is defined as $V_{OUT}$ (with output and input shorted) −100 mV. This specification applies for $V_{OUT}$ = 36V.

## Application Hints

Although the LM3911 is designed to be totally trouble-free, certain precautions should be taken to insure the best possible performance.

As with any temperature sensor, internal power dissipation will raise the sensor's temperature above ambient. Nominal suggested operating current for the shunt regulator is 1.0 mA and causes 7.0 mW of power dissipation. In free, still, air this raises the package temperature by about 1.2°K. Although the regulator will operate at higher reverse currents and the output will drive loads up to 5.0 mA, these higher currents will raise the sensor temperature to about 19°K above ambient—degrading accuracy. Therefore, the sensor should be operated at the lowest possible power level.

With moving air, liquid or surface temperature sensing, self-heating is not as great a problem since the measured media will conduct the heat from the sensor. Also, there are many small heat sinks designed for transistors which will improve heat transfer to the sensor from the surrounding medium. A small finned clip-on heat sink is quite effective in free-air. It should be mentioned that the LM3911 die is on the base of the package and therefore coupling to the base is preferrable.

The internal reference regulator provides a temperature stable voltage for offsetting the output or setting a comparison point in temperature controllers. However, since this reference is at the same temperature as the sensor temperature changes will also cause reference drift. For application where maximum accuracy is needed an external reference should be used. Of course, for fixed temperature controllers the internal reference is adequate.

## Typical Performance Characteristics

**Temperature Conversion**

$T_{CENTIGRADE} = T_C$

$T_{FAHRENHEIT} = T_F$

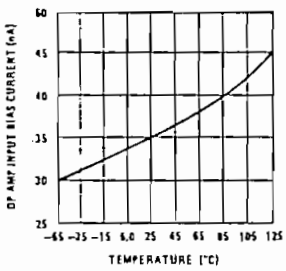
$T_{KELVIN} = T_K$

$T_K = T_C + 273$

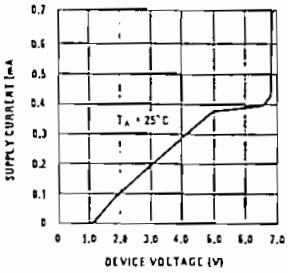
$$T_C = (40 + T_F)\frac{5}{9} - 40$$

$$T_F = (40 + T_C)\frac{9}{5} - 40$$

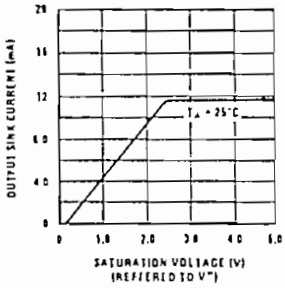
**Op Amp Input Current**



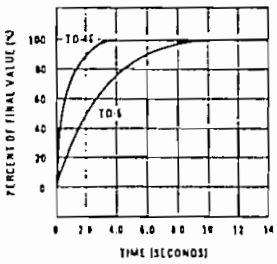

**Power Supply Current**



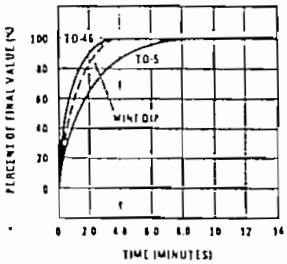

**Output Saturation Voltage**



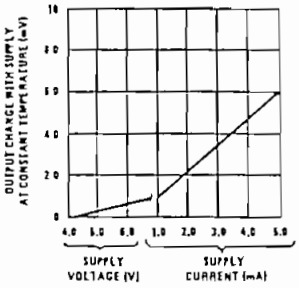

**Thermal Time Constant In Stirred Oil Bath**



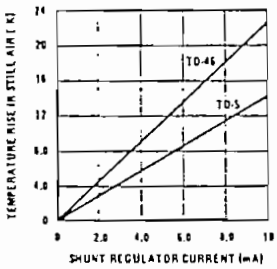

**Thermal Time Constant in Still Air**



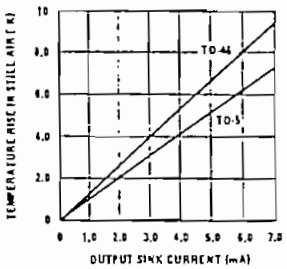

**Supply Sensitivity**



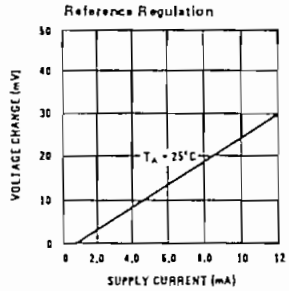

**Device Temperature Rise**



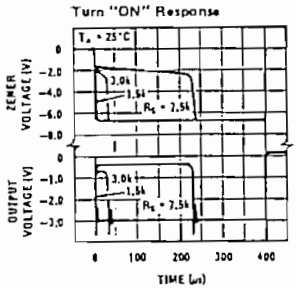

**Device Temperature Rise**



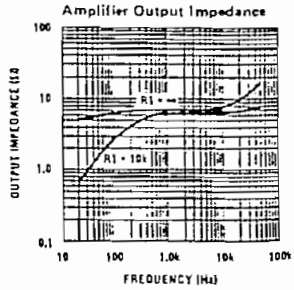

**Reference Regulation**




**Turn "ON" Response**




**Amplifier Output Impedance**



National Semiconductor



# ADC0808, ADC0809 8-Bit μP Compatible A/D Converters With 8-Channel Multiplexer

## General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8-single-ended analog signals.

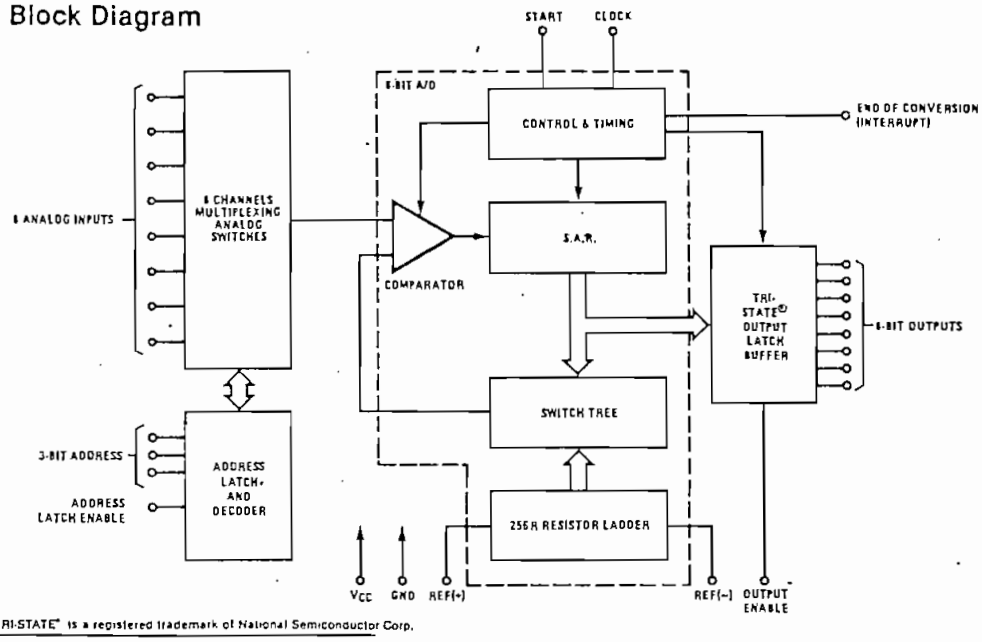
The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE® outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.

## Features

- Resolution — 8-bits
- Total unadjusted error — ±1/2 LSB and ±1 LSB
- No missing codes
- Conversion time — 100 μs
- Single supply — 5 $V_{DC}$
- Operates ratiometrically or with 5 $V_{DC}$ or analog span adjusted voltage reference
- 8-channel multiplexer with latched control logic
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"
- Outputs meet $T^2L$ voltage level specifications
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero or full-scale adjust required
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- Temperature range −40°C to +85°C or −55°C to +125°C
- Low power consumption — 15 mW
- Latched TRI-STATE® output

## Block Diagram




TRI-STATE® is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

## Electrical Characteristics (Continued)

**Digital Levels and DC Specifications:** ADC0808CJ $4.5V \le V_{CC} \le 5.5V$, $-55°C \le T_A \le +125°C$ unless otherwise noted
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN $4.75 \le V_{CC} \le 5.25V$, $-40°C \le T_A \le +85°C$ unless otherwise noted

| Parameter | | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|
| DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT) | | | | | | |
| $V_{OUT(1)}$ | Logical "1" Output Voltage | $I_O = -360\ \mu A$ | $V_{CC}-0.4$ | | | V |
| $V_{OUT(0)}$ | Logical "0" Output Voltage | $I_O = 1.6$ mA | | | 0.45 | V |
| $V_{OUT(0)}$ | Logical "0" Output Voltage EOC | $I_O = 1.2$ mA | | | 0.45 | V |
| $I_{OUT}$ | TRI-STATE® Output Current | $V_O = 5V$ | | | 3 | $\mu A$ |
| | | $V_O = 0$ | $-3$ | | | $\mu A$ |

## Electrical Characteristics

**Timing Specifications:** $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$, $V_{REF(-)} = GND$, $t_r = t_f = 20$ ns and $T_A = 25°C$ unless otherwise noted.

| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $t_{WS}$ | Minimum Start Pulse Width | *(Figure 5)* | | 100 | 200 | ns |
| $t_{WALE}$ | Minimum ALE Pulse Width | *(Figure 5)* | | 100 | 200 | ns |
| $t_s$ | Minimum Address Set-Up Time | *(Figure 5)* | | 25 | 50 | ns |
| $t_H$ | Minimum Address Hold Time | *(Figure 5)* | | 25 | 50 | ns |
| $t_D$ | Analog MUX Delay Time From ALE | $R_S = 0\Omega$ *(Figure 5)* | | 1 | 2.5 | $\mu s$ |
| $t_{H1}$, $t_{H0}$ | OE Control to Q Logic State | $C_L = 50$ pF, $R_L = 10k$ *(Figure 8)* | | 125 | 250 | ns |
| $t_{1H}$, $t_{0H}$ | OE Control to Hi-Z | $C_L = 10$ pF, $R_L = 10k$ *(Figure 8)* | | 125 | 250 | ns |
| $t_c$ | Conversion Time | $f_c = 640$ kHz, *(Figure 5)* (Note 7) | 90 | 100 | 116 | $\mu s$ |
| $f_c$ | Clock Frequency | | 10 | 640 | 1280 | kHz |
| $t_{EOC}$ | EOC Delay Time | *(Figure 5)* | 0 | | $8 + 2\ \mu s$ | Clock Periods |
| $C_{IN}$ | Input Capacitance | At Control Inputs | | 10 | 15 | pF |
| $C_{OUT}$ | TRI-STATE® Output Capacitance | At TRI-STATE® Outputs, (Note 12) | | 10 | 15 | pF |

**Note 1:** Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.

**Note 2:** All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

**Note 3:** A zener diode exists, internally, from $V_{CC}$ to GND and has a typical breakdown voltage of 7 $V_{DC}$.

**Note 4:** Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the $V_{CC}$ supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog $V_{IN}$ does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 $V_{DC}$ to 5 $V_{DC}$ input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.900 $V_{DC}$ over temperature variations, initial tolerance and loading.

**Note 5:** Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See *Figure 3*. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See *Figure 13*.

**Note 6:** Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependance *(Figure 6)*. See paragraph 4.0.

**Note 7:** The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

## Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

| | |
|---|---|
| Supply Voltage ($V_{CC}$) (Note 3) | 6.5V |
| Voltage at Any Pin Except Control Inputs | −0.3V to ($V_{CC}$ + 0.3V) |
| Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C) | −0.3V to +15V |
| Storage Temperature Range | −65°C to +150°C |
| Package Dissipation at $T_A$ = 25°C | 875 mW |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 300°C |

## Operating Ratings (Notes 1 and 2)

| | |
|---|---|
| Temperature Range (Note 1) | $T_{MIN} \le T_A \le T_{MAX}$ |
| ADC0808CJ | −55°C ≤ $T_A$ ≤ +125°C |
| ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN | −40°C ≤ $T_A$ ≤ +85°C |
| Range of $V_{CC}$ (Note 1) | 4.5 $V_{DC}$ to 6.0 $V_{DC}$ |

## Electrical Characteristics

**Converter Specifications:** $V_{CC} = 5\ V_{DC} = V_{REF(+)}$, $V_{REF(-)}$ = GND, $T_{MIN} \le T_A \le T_{MAX}$ and $f_{CLK}$ = 640 kHz unless otherwise stated.

| | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | ADC0808 | | | | | |
| | Total Unadjusted Error | 25°C | | | ±1/2 | LSB |
| | (Note 5) | $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ | | | ±3/4 | LSB |
| | ADC0809 | | | | | |
| | Total Unadjusted Error | 0°C to 70°C | | | ±1 | LSB |
| | (Note 5) | $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ | | | ±1 1/4 | LSB |
| | Input Resistance | From Ref(+) to Ref(−) | 1.0 | 2.5 | | kΩ |
| | Analog Input Voltage Range | (Note 4) V(+) or V(−) | GND−0.10 | | $V_{CC}$+0.10 | $V_{DC}$ |
| $V_{REF(+)}$ | Voltage, Top of Ladder | Measured at Ref(+) | | $V_{CC}$ | $V_{CC}$+0.1 | V |
| $\frac{V_{REF(+)}+V_{REF(-)}}{2}$ | Voltage, Center of Ladder | | $V_{CC}$/2−0.1 | $V_{CC}$/2 | $V_{CC}$/2+0.1 | V |
| $V_{REF(-)}$ | Voltage, Bottom of Ladder | Measured at Ref(−) | −0.1 | 0 | | V |
| | Comparator Input Current | $f_c$ = 640 kHz, (Note 6) | −2 | ±0.5 | 2 | μA |

## Electrical Characteristics

**Digital Levels and DC Specifications:** ADC0808CJ 4.5V ≤ $V_{CC}$ ≤ 5.5V, −55°C ≤ $T_A$ ≤ +125°C unless otherwise noted
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN 4.75 ≤ $V_{CC}$ ≤ 5.25V, −40°C ≤ $T_A$ ≤ +85°C unless otherwise noted

| | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|
| ANALOG MULTIPLEXER | | | | | | |
| $I_{OFF(+)}$ | OFF Channel Leakage Current | $V_{CC}$ = 5V, $V_{IN}$ = 5V, | | | | |
| | | $T_A$ = 25°C | | 10 | 200 | nA |
| | | $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ | | | 1.0 | μA |
| $I_{OFF(-)}$ | OFF Channel Leakage Current | $V_{CC}$ = 5V, $V_{IN}$ = 0, | | | | |
| | | $T_A$ = 25°C | −200 | −10 | | nA |
| | | $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ | −1.0 | | | μA |
| CONTROL INPUTS | | | | | | |
| $V_{IN(1)}$ | Logical "1" Input Voltage | | $V_{CC}$−1.5 | | | V |
| $V_{IN(0)}$ | Logical "0" Input Voltage | | | | 1.5 | V |
| $I_{IN(1)}$ | Logical "1" Input Current (The Control Inputs) | $V_{IN}$ = 15V | | | 1.0 | μA |
| $I_{IN(0)}$ | Logical "0" Input Current (The Control Inputs) | $V_{IN}$ = 0 | −1.0 | | | μA |
| $I_{CC}$ | Supply Current | $f_{CLK}$ = 640 kHz | | 0.3 | 3.0 | mA |

# ESPECIFICACIONES DEL EQUIPO

# ESPECIFICACIONES DEL EQUIPO

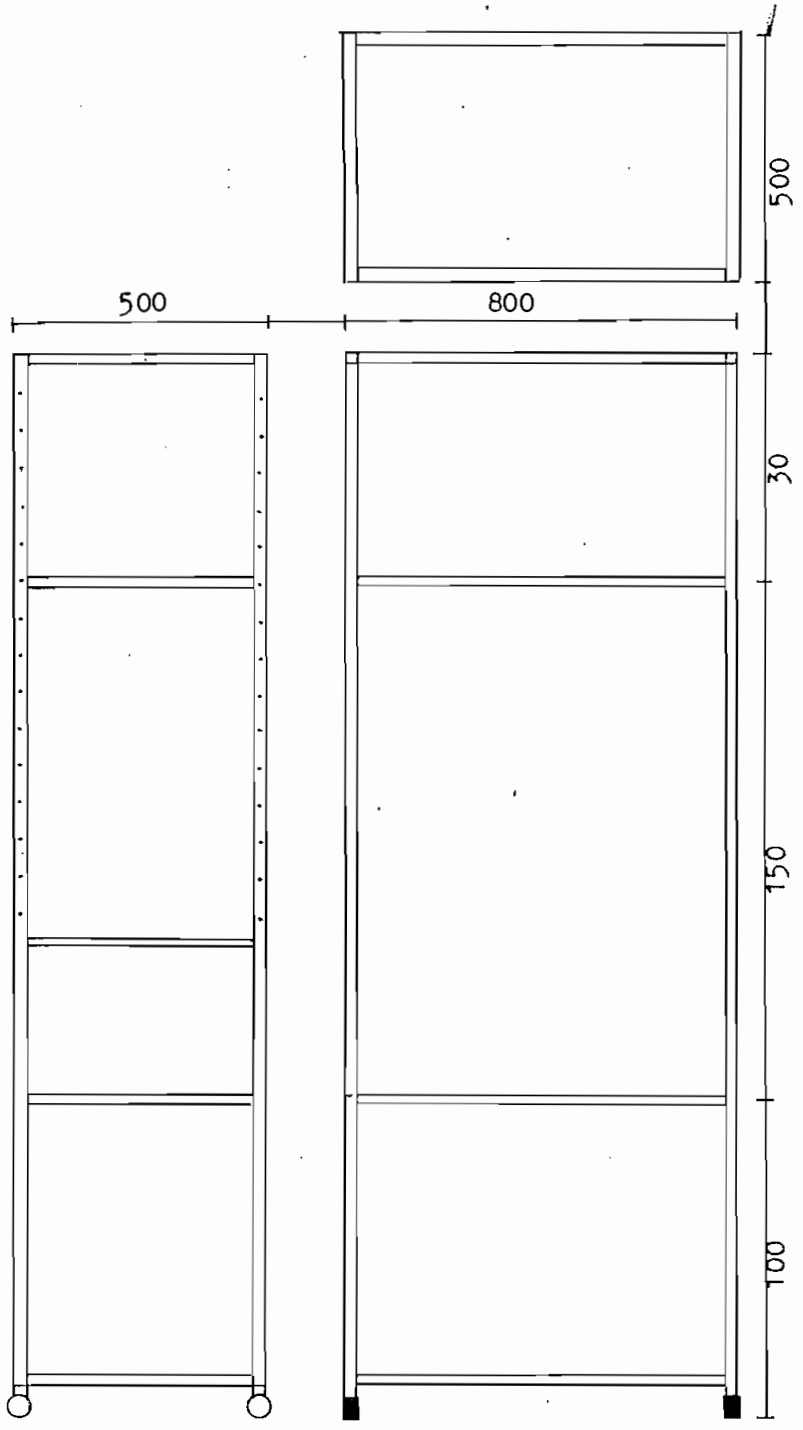
## 1. Componentes mecánicos

- Dimensiones totales : 80 x 280 x 50 cmm
- Capacidad de tanques reservorios : 30 l c/u
- Altura de trabajo del líquido : 60 a 200 cm.
- Caudal medio de válvulas : 30 cc/s
- Capacidad del tanque mezclador : 1 l
- Diámetro de las válvulas : 3/8 "
- Tubería de cobre : 3/8 "
- Relación de engranajes externos : 3 a 1

## 2. Componentes electricos y electrónicos

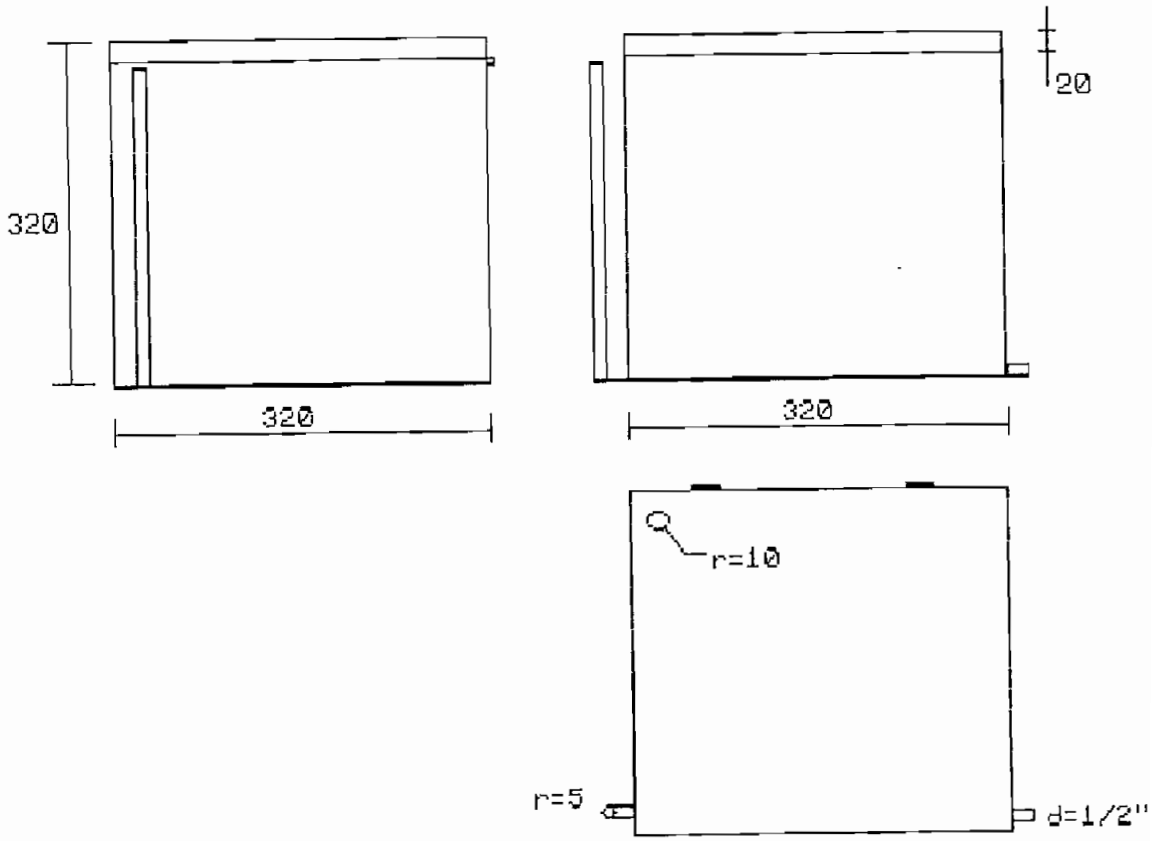
- Motor 12 V , 1.5 A nominales
- Velocidad nominal 12 rad/s.
- Potencia en sistema de control : 1.5 A
- Fuente DC : +/- 1.25 V a +/- 19 V
- Requerimientos de energía : 120 V AC
- Tensión nominal de trabajo : +10 V y -10 V DC
- Sensor de temperatura : 5 mV / °C
- Referencia de precisión : 2.7 a 3.01 V
- Amplificador de instrumentación : Av = 11.5
- Comparador : y = x2 - x1
- Referencia del sistema : 1.2 a 9.2 V DC.
- Amplificador de potencia : 2 A máx
- Calentador de agua : 2000 w
- Función de transferencia del sistema : .75/s(.8s +1)

# DIAGRAMAS CONSTRUCTIVOS



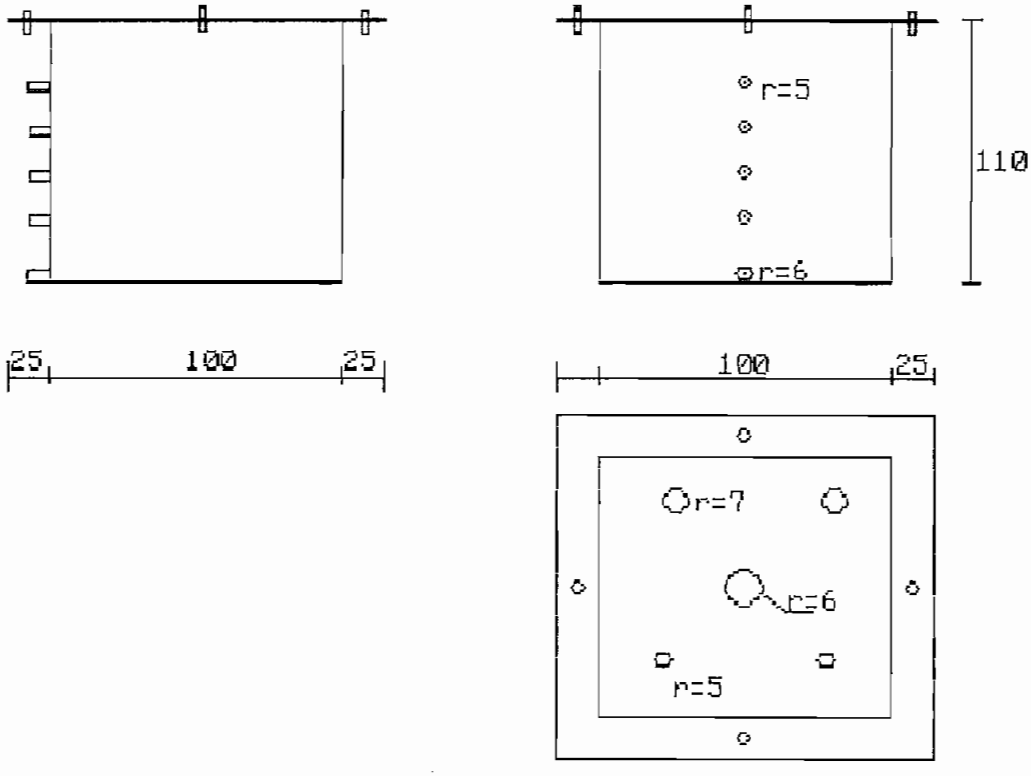

ESTRUCTURA DE SOPORTE

Armazón de hierro ángulo 2 pulgadas,
4 garruchas. Tablero de altura variable c/50 mm.




TANQUES RESERVORIOS DE AGUA

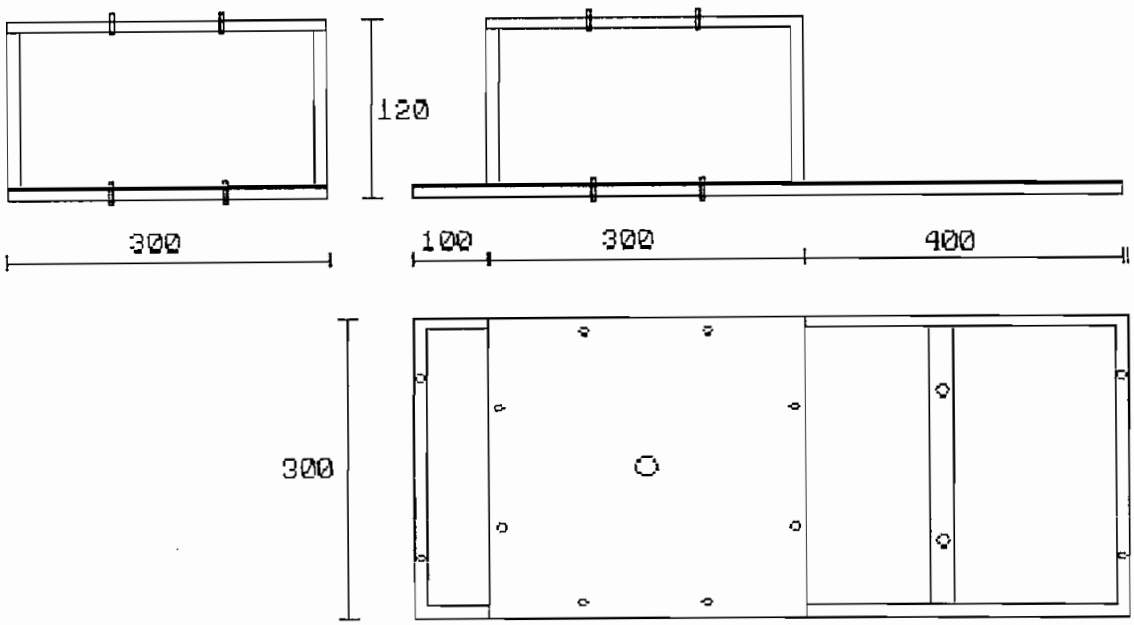
2 tanques de acero inoxidable con:
- visor de nivel de vidrio
- orificios de entrada de agua
- válvulas de compuerta de 1/2 pulgada para salida de agua
- uno con recubrimiento de fibra de vidrio de 20 mm espesor.
- tapa superior a modo de compuerta
- acoples para conectar mangueras




**TANQUE MEZCLADOR**

1 recipiente de laton 1/32 forrado interna y externamente con fibra de vidrio
1 tapa de acrílico con orificios para :
- veleta de agitador
- sensor de temperatura
- termómetro
- terminales de ductos

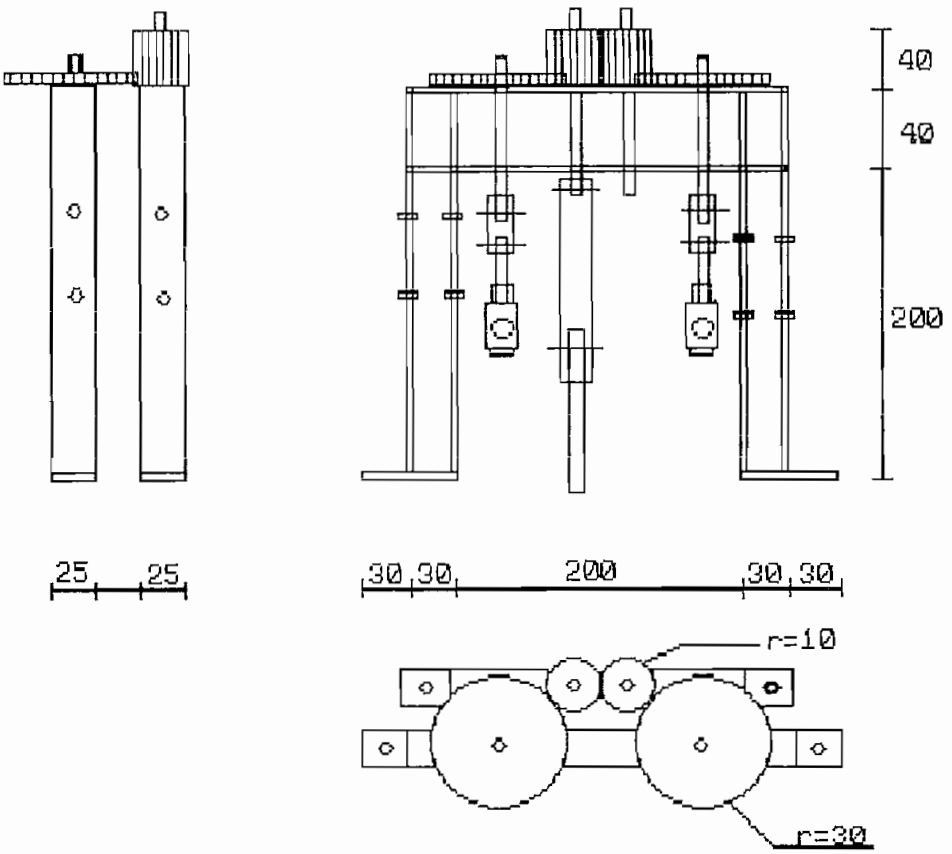
4 salidas para trabajo a varios niveles
1 salida para válvula de desagüe




BASE DE TRABAJO

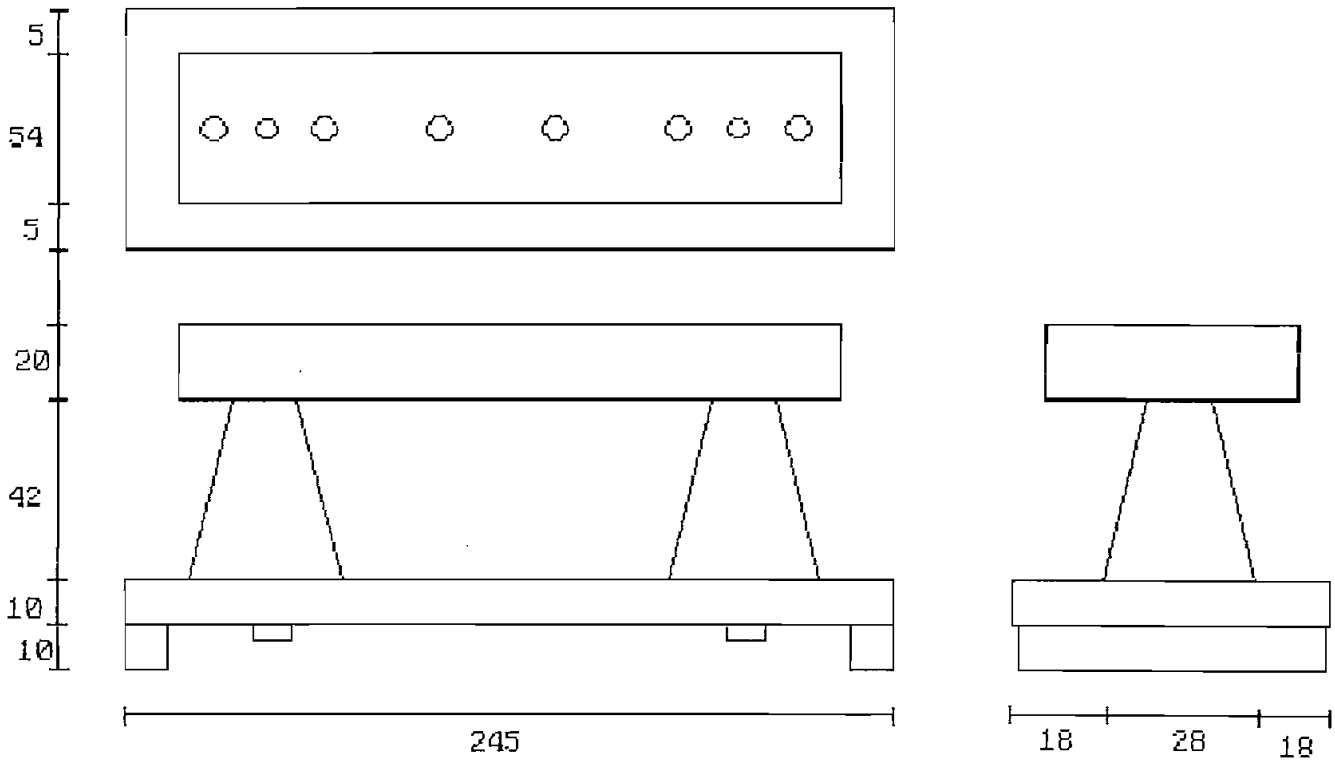
2 armazones de platina de 1 pulgada
2 bases de madera forradas con laton 1/32

Pernos de sujeción a la estructura principal
Ducto central para eje del motor




SISTEMA DE PIÑONES-ACOPLES-VALVULAS

4 armazones en platina de 1 pulgada.
1 piñón de bronce 100 mm longitud dentada: 30 mm
1 piñón de aluminio 100 mm longitud, dentado 30 mm.
2 acoples radio externo 35 mm
2 acoples radio externo 11 mm
2 válvulas 3/8
2 ductos de cobre 3/8



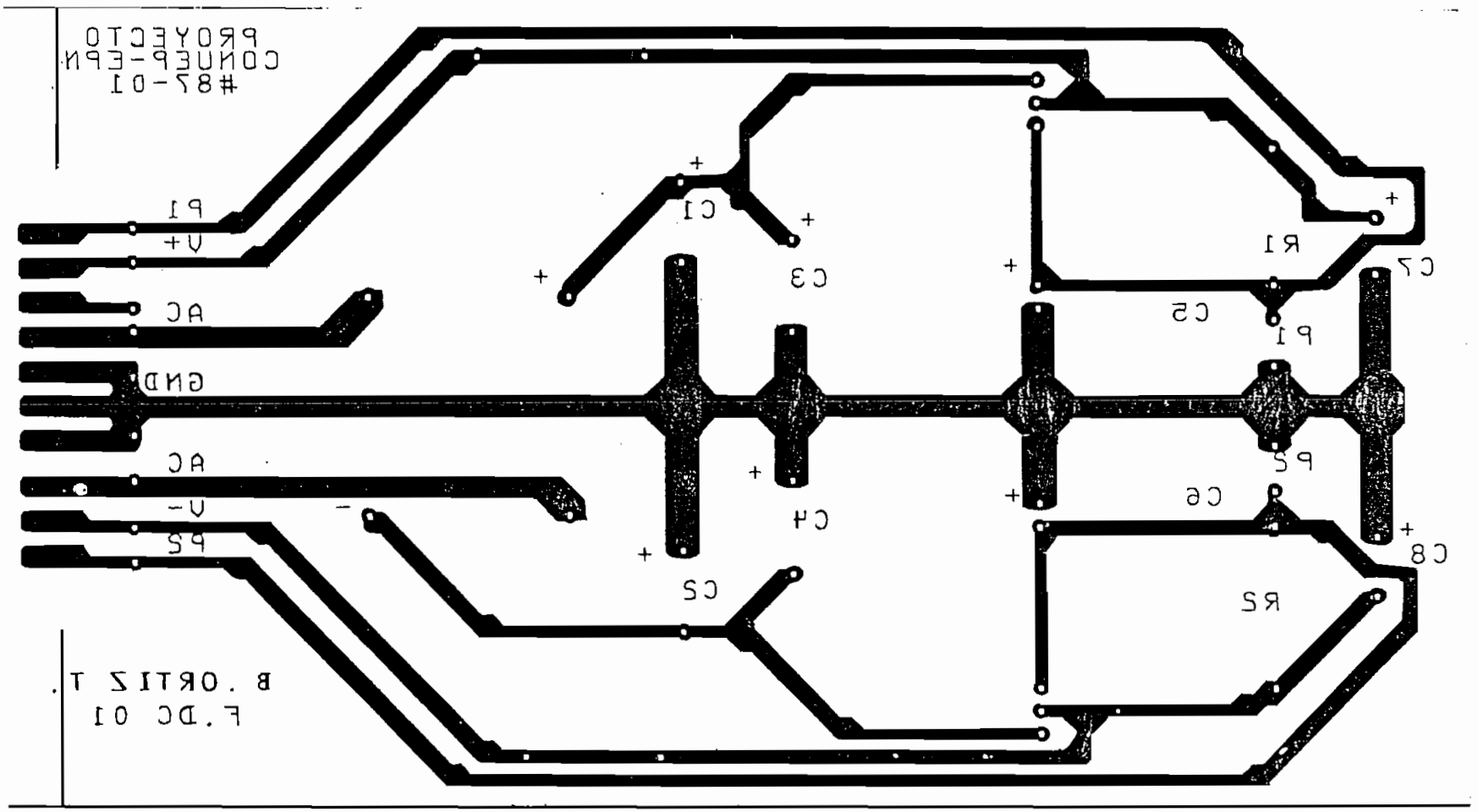

SOPORTE CALENTADOR DE AGUA

| | |
|---|---|
| 1 | lámina de cerámica en la que se arrolla la niquelina. |
| 1 | lámina de hierro que sirve de base |
| 2 | conos de caucho |

**FUENTE REGULADA**

| | |
|---|---|
| T1 : | LM317 |
| T2 : | LM337 |
| R1 : | 270 Ω |
| R2 : | 270 Ω |
| P1 : | 5 KΩ |
| P1 : | 5 KΩ |
| C1 : | 2.200 μF |
| C2 : | 2.200 μF |
| C3 : | 0.1 μF |
| C4 : | 0.1 μF |
| C5 : | 10 μF |
| C6 : | 10 μF |
| C7 : | 1 μF |
| C8 : | 1 μF |

D1 A D4 : ECG 117A


PROYECTO
CONUEP-EPN
#87-01
P1
V+
AC
GND
AC
V-
P2
C1
C3
C4
C2
R1
C5
P1
P2
C6
C7
C8
R2
B. ORTIZ T.
F.DC 01

## SENSOR DE TEMPERATURA + REFERENCIA DE PRECISION

| | | |
|---|---|---|
| Ra : | 330 | Ω |
| Rb : | 820 | KΩ |
| Rc : | 33 | KΩ |
| Rs : | 7.5 | KΩ |
| P1 : | 10 | K |
| P3 : | 100 | K |
| P4 : | 500 | K |
| C1 : | 27 | pF |
| C2 : | 100 | µF |
| Vz : | ECG 5001A | |
| T1 : | ECG 938 | |

## SEGUIDOR DE TENSION

| | | |
|---|---|---|
| T2 : | LM324 | |
| R1 : | 10 | KΩ |
| Rf : | 1 | MΩ |
| P2 : | 1 | KΩ |

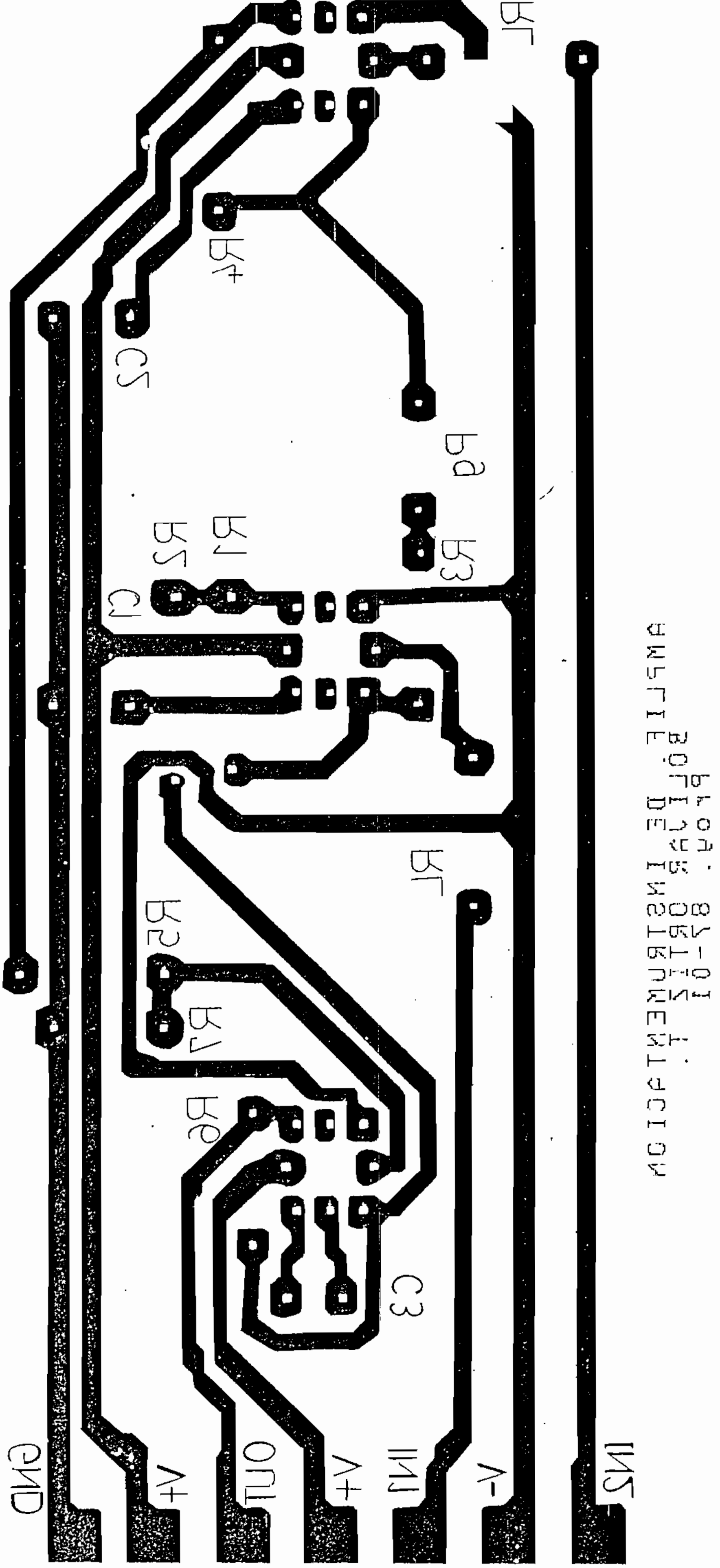
## COMPARADOR

| | | |
|---|---|---|
| T3 : | LF347 | |
| R1 : | 51 | KΩ |
| R2 : | 10 | KΩ |
| R4 : | 51 | KΩ |
| R5 : | 10 | KΩ |
| R6 : | 10 | KΩ |
| R7 : | 10 | KΩ |
| Pg : | 5 | KΩ |
| RL : | 1 | MΩ |

PROY. 870'
CONUEP-EPN
ORTIZ T.
GND
P3
V-
OUT
IN1
IN2
V+
Sout
R7
R5
R6
R2
Vref
R1
R4
P9
RL
RL
R1
RC
Rd
P8
C1
C2
V2
P4
R1
RF
R5
Vi
Ip5
Ip4
Ip2
Ip3
Ip1

## AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

| | |
|---|---|
| T1 : | ECG 938 |
| T2 : | ECG 938 |
| T3 : | LF347 |
| | |
| R1 : | 51 KΩ |
| R3 : | 10 KΩ |
| R4 : | 10 KΩ |
| RL : | 1 MΩ |
| Pg : | 5 KΩ |
| | |
| C1 : | 100 pF |
| C2 : | 100 pF |
| C3 : | 33 Pf |



## REFERENCIA DEL SISTEMA

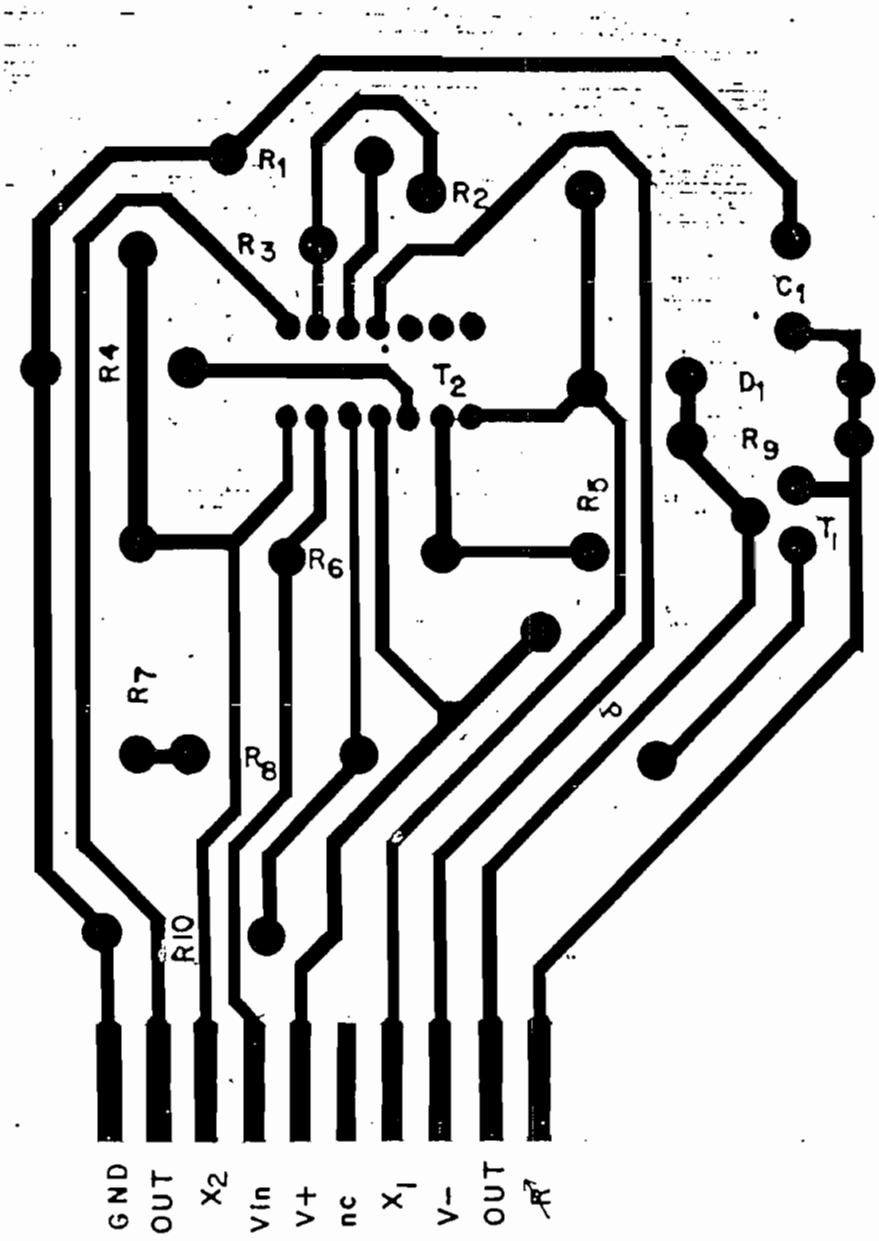
| | |
|---|---|
| T1 : | LM317 |
| R9 : | 270 Ω |
| D1 : | 1N4002 |
| C1 : | 10 μF |
| P : | 5 KΩ |

## COMPENSACION

| | |
|---|---|
| T2 : | LF347 |

| | |
|---|---|
| R1 : | 47 KΩ |
| R2 : | 120 KΩ |
| R3 : | 500 KΩ |
| R4 : | 50 KΩ |
| R5 : | 120 KΩ |
| R6 : | 120 KΩ |
| R7 : | 20 KΩ |
| R8 : | 10 KΩ |
| R10: | 100 Ω |

| | |
|---|---|
| P : | CONEXION |

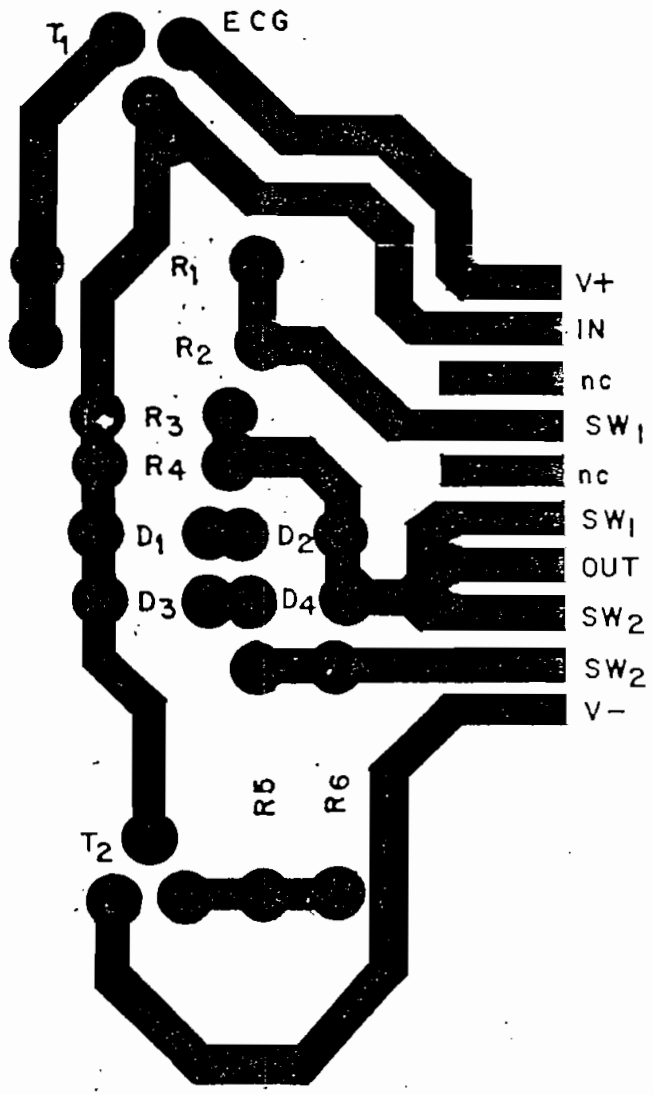

R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R10
T2
C1
D1
R9
T1
GND
OUT
X2
Vin
V+
nc
X1
V-
OUT

## AMPLIFICADOR DE POTENCIA

| | |
|---|---|
| T1 : | ECG 49 |
| T2 : | ECG 50 |

| | |
|---|---|
| R1 : | 1 Ω , 1/2 w |
| R2 : | 1.5 Ω , 1/2 w |
| R3 : | 15 KΩ |
| R4 : | 15 KΩ |
| R5 : | 1 Ω , 1/2 w |
| R6 : | 1.5 Ω , 1/2 w |

D1 A D6 : 1N4002


T1
ECG
R1
R2
R3
R4
D1
D2
D3
D4
R5
R6
T2
V+
IN
nc
SW1
nc
SW1
OUT
SW2
SW2
V−

# PRACTICAS DE LABORATORIO

PRACTICA Nro. 1

Tema : Familiarización con el equipo.

Objetivo: Conocer y ubicar cada uno de los componentes del equipo, en los aspectos eléctricos, electrónicos y mecánicos. Calibraciones Básicas.

Equipo: Prototipo de regulación de temperatura de líquidos mediante el control de los caudales de entrada, multímetro, osciloscopio, cables.

Procedimiento:

Ubicar en el equipo las siguientes partes:

1. Tanques reservorios . Calentador de agua, con su respectivo switche. Analizar el modo conveniente de llenar el agua. Ubicar los visores de nivel

2. Motor CD de accionamiento de las válvulas. Polaridad.

3. Sistema de piñones y válvulas. Ubicar los pasadores del eje del motor y de los ejes de las válvulas.

4. Tanque mezclador. Revisar el estado de sus componentes. Motor AC del agitador, su interruptor. Verificar el eje de la veleta giratoria. Centrar

adecuadamente el eje de la veleta.

5. Verificar el movimiento de la barra que acciona los microswitches. Comprobar que éstos efectivamente son accionados al alcanzar cada uno de los extremos.

6. Desacoplando el eje del motor, hacer girar manualmente el sistema de válvulas. Verificar que se alcanzan las posiciones extremas de las válvulas.

7. Revisar que el sistema gire sin ningún tipo de trabamiento. En caso necesario proceder a lubricarlo.

Verificar el funcionamiento independiente de cada uno de los siguientes módulos:

- Fuente regulada
- Señal de referencia del sistema
- Comparador de señal
- Generador de Histéresis
- Seguidor de tensión
- Amplificador de potencia
- Amplificador de instrumentación
- Sensor de Temperatura
- Referencia de precisión

**Informe :** Reportar las características mecánicas, eléctricas y electrónicas del prototipo.

Diseñar dos experimentos utilizando cualquiera de los bloques del sistema

PRACTICA Nro 2

**Tema :** Regulación de temperatura

**Objetivo:** Analizar el comportamiento dinámico del sistema. Obtener una temperatura deseada en el tanque mezclador.

**Equipo :** Prototipo, osciloscopio, multímetros digitales.

**Procedimiento:**

- Verificar el nivel del agua en cada uno de los tanques reservorios, introducir el calentador de agua en el tanque conectarlo.

- Verificar la posición relativa de las válvulas, la barra de accionamiento de los microswitches, y su libre movimiento.

- Calibrar el sensor de temperatura y la referencia de precisión para asignar un valor a la temperatura ambiental.

- Determinar el rango de variación de la tensión en el sensor de temperatura haciendo pasar agua caliente y fría separadamente. Hacer determinaciones iniciales de los caudales en cada caso.
- Realizar todas las conexiones eléctricas, partiendo con una valor intermedio de la señal de referencia. Obtener un régimen de funcionamiento permanente.

- Aplicar una señal paso y analizar el comportamiento del sistema.

**NOTA:** Se deben tomar como referencia las pruebas de laboratorio explicadas en el Capítulo IV.

**Informe :** Presentar los resultados experimentales obtenidos en cada una de las etapas, y del conjunto relacionándolos con un sistema de control automático.

# MEMORIA TECNICA

# MEMORIA TECNICA

****
Relaciones del sistema

$$G(S) \qquad \frac{0.75}{S\,(0.8\,S + 1)}$$

$$Kh = 0.93$$

$$c(t) = -1.25\ c(t) + 0.94(r(t) - 0.93c(t))$$

****
Características de los reguladores de tensión

| | $I_{máx}$ | $V_{out}$ | Regulación Línea | Regulación Carga | $V_{inmax}$ | $P_D$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| LM317T | 1.5 A | +1.2 a +37 V | 0.01 | 0.1 | +40 V | 15 W |
| LM337T | 1.5 A | -1.2 a -37 V | 0.007 | 0.3 | -40 V | 15 W |

****

Sensor de temperatura LM35cz

Características principales:

* calibrable directamente en °C o °K
* precisión de 1 °C
* corriente de alimentación de 400 uA a 5 mA
* impedancia dinámica menor que 1 ohmio
* rango de temperatura de -55 a +150 °C

******

Transistores de potencia

| | $V_{CBO}$ | $V_{OEO}$ | $V_{EBO}$ | $I_{Cmx}$ | $P_{Dmx}$ | $h_{FE}$ | tipo |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ECG 49 | 125v | 100v | 4v | 2A | 10w | 100 | npn |
| ECG 50 | 125v | 100v | 4v | 2A | 10w | 100 | pnp |

*****

Fuente regulada

Entrada : 120 $V_{AC}$

Salida : Tensión positiva : 1.25 a 19.75 V DC

Tensión negativa : -1.26 a -19.50 V DC

$I_{max}$ : 1.5 A

****

Sensor de temperatura

$V_{OUT\ min}$ : 0.8 V a 20 °C

$V_{OUT\ max}$ : 5.23 V a 20 °C

******

Referencia de precisión

Tensión de salida : de 2.70 a 3.01 V DC

****

Escala termométrica X

Relación puntual: 48.4 °X = 100 °C

Relación de módulo: 1 °X = 2.08 °C

*****

- Dimensiones totales : 80 x 280 x 50 cmm
- Capacidad de tanques reservorios : 30 l c/u
- Altura de trabajo del líquido : 60 a 200 cm.
- Caudal medio de válvulas : 30 cc/s
- Capacidad del tanque mezclador : 1 l
- Diámetro de las válvulas : 3/8 "
- Tubería de cobre : 3/8 "
- Relación de engranajes externos : 3 a 1
- Motor 12 V , 1.5 A nominales
- Velocidad nominal 12 rad/s.
- Potencia en sistema de control : 1.5 A
- Fuente DC : +/- 1.25 V a +/- 19 V
- Requerimientos de energía : 120 V AC
- Tensión nominal de trabajo : +10 V y -10 V DC
- Sensor de temperatura : 5 mV / °C
- Referencia de precisión : 2.7 a 3.01 V
- Amplificador de instrumentación : Av = 11.5
- Comparador : y = x2 - x1
- Referencia del sistema : 1.2 a 9.2 V DC.
- Amplificador de potencia : 2 A máx
- Calentador de agua : 2000 w
- Función de transferencia del sistema : .75/s(.8s +1)

# BIBIOGRAFIA

# BIBLIOGRAFIA


CLARKEY EDWARD, Electromechanical Systems Components, 1972

CURTIS D. JOHNSON, Process Control Instrumentation Technology,

GRAEME JERALD, Operational Amplifiers. Editorial Wiley.

KATSUHIKO OGATA, Ingeniería de Control Moderna, Prentice Hall, 1974.

KUO B. C. Sistemas Automáticos de Control, Prentice Hall, 1979.

LENK JOHN , Handbook of Electronic Test Equipment, Prentice Hall, Los Angeles, 1976.

LENK JOHN, Handbook of Practical Electronic Tests and Measurements.

NATIONAL SEMICONDUCTOR, Linear Data Book, 1982.

NATIONAL SEMICONDUCTOR, Linear Applications Handbook, 1982

PREOBRAZHENSKI, V. P., Mediciones Termotécnicas y Aparatos para Efectuarlas, Editorial Mir, Moscu, 1980.

STOUT DAVID, Handbook of Operational Amplifier Circuits.

SCR MANUAL, General Electric, 1979.

WAIT JOHN, Introduction to Operational Amplifier,