

29: 38-A

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA



DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN ANEMOMETRO DE HILO CALIENTE

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(AREA SISTEMAS ELECTRICOS Y ELECTRONICOS)

P R E S E N T A N

BONIFACIO ALEJANDRO DELGADO BENITEZ

GELACIO LORENZO DOMINGUEZ

ARTURO RODRIGUEZ ABARCA

DIRECTOR: M. EN C. ANASTASIO MONTIEL MAYORGA

MEXICO, D. F.

1988



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INTRODUCCION

Actualmente se ha generalizado el uso del anemómetro en el análisis de turbulencias, tanto en los centros de enseñanza superior como en los de investigación dedicados al estudio de la mecánica de los fluidos.

El anemómetro de hilo caliente por ser un instrumento de precisión de un costo muy elevado, no siempre es posible adquirirlo. Ante esta situación, con el propósito de obtener un anemómetro de hilo caliente de bajo costo para fines didácticos, se desarrolló el presente diseño.

Para la construcción de este instrumento, se trató de emplear material de buena calidad, así como dispositivos electrónicos modernos. Bajo estas circunstancias se logró un notable ahorro de costo y espacio en comparación con los instrumentos de tipo comercial.

La utilización del presente diseño será primordialmente para pruebas de laboratorio, por lo cual sus características y limitaciones responderán a ésta.

En el laboratorio de fluidos se llevó a cabo la calibración del instrumento, así como las pruebas necesarias para dejarlo en óptimas condiciones de operación.

El trabajo escrito del presente diseño consta de tres capítulos:

CAPITULO I.- GENERALIDADES.

CAPITULO II.- DISEÑO.

CAPITULO III.- AJUSTES Y PRUEBAS.

Dentro de las generalidades se presentan los antecedentes del anemómetro de hilo caliente, la descripción de su principio de operación, de sus componentes y sus características dinámicas.

Por lo que toca al Capítulo de diseño, el más importante, en éste se realizan las partes principales del anemómetro tales como el puente de Wheatstone, el amplificador de transconductancia, el convertidor de valor RMS/DC, el vóltmetro digital y su selector de escalas, las etapas acopladoras de las diferentes partes, la fuente de alimentación y el osci-

lador de prueba.

Los ajustes tratados en el Capítulo II, están referidos al vóltmetro digital, a las etapas acopladoras, al amplificador de transconductancia, y a la salida del oscilador.

Las pruebas que se hicieron fueron para el cálculo de la resistencia - de operación, la obtención de la constante de tiempo, y la obtención de la curva de calibración.

En la parte final de este trabajo se encuentran los apéndices, dentro de los cuales se trata ligeramente el tópico de mecánica de fluidos, in formación de los dispositivos electrónicos empleados y la ubicación de las diferentes tarjetas que integran este diseño, asimismo, se tiene la - bibliografía numerada para facilitar su identificación.

C O N T E N I D O

	INTRODUCCION.	I
CAPITULO I.	GENERALIDADES.	1
1.1	Antecedentes.	1
1.2	Anemómetro de Hilo Caliente.	2
1.3	Modos de Operación.	7
CAPITULO II.	DISEÑO.	13
2.1	Puente de Wheatstone.	13
2.2	Amplificador de Transconductancia.	18
2.3	Convertidor de Valor Verdadero RMS/C.D.	21
2.4	Conversión Analógica / Digital.	27
2.5	Acoplamientos.	35
2.6	Selección de Escalas y Punto Decimal.	38
2.7	Fuentes de Alimentación.	40
2.8	Oscilador.	42
CAPITULO III.	AJUSTES Y PRUEBAS.	45
3.1	Ajustes.	45
3.2	Descripción Funcional.	47
3.3	Pruebas.	48
	CONCLUSIONES.	57
APENDICE A	TRANSFERENCIA DE CALOR.	59
APENDICE B	LISTA DE PARTES.	63
APENDICE C	INFORMACION DE INTEGRADOS.	76
	BIBLIOGRAFIA.	88

CAPITULO I GENERALIDADES

1.1 Antecedentes.

La palabra Anemómetro tiene su origen en los vocablos griegos anemos-aire y metron-medida. En sus primeras versiones este dispositivo fue utilizado para medir la fuerza del viento, como es el caso de uno muy común que presenta una estructura de brazos cruzados y medias copas adheridas a sus extremos, que ante la presencia del viento gira en forma proporcional a la fuerza del mismo.

Con el avance de la técnica se visualizaron nuevas formas para medir la velocidad del viento y la de cualquier otro tipo de fluido. Entre los dispositivos más comunes para efectuar dichas mediciones, pueden mencionarse: el tubo de Pitot, el tubo de Prandtl, el tubo de Venturi y el orificio medidor, los cuales están limitados a mediciones de valores medios o valores constantes de la velocidad en un punto. Sin embargo, es posible medir fluctuaciones repentinas de velocidad con los modernos anemómetros de hilo caliente, película caliente y el reciente anemómetro laser.

A principios del siglo XX hubo algunos investigadores como Kenelly que en 1909 propuso que la variación de la transferencia de calor podría ser usada para medir velocidades. A partir de esta concepción, comenzaron a desarrollarse dispositivos sensores capaces de detectar estas variaciones, que dieron origen a los transductores utilizados en los modernos anemómetros.

El anemómetro de hilo caliente determina las fluctuaciones de velocidad a través de la detección en los cambios de temperatura. Este instrumento posee un transductor que por sus pequeñas dimensiones mantiene al mínimo los disturbios provocados al introducirse en el fluido y además, presenta una sensibilidad y respuesta capaz de detectar variaciones de varios miles de Hz.

El instrumento aprovecha la característica resistencia-temperatura del transductor y las propiedades del fluido tales como su temperatura y velocidad, para determinar las fluctuaciones de velocidad en la investigación de la turbulencia. En las secciones siguientes se hablará de las partes que integran un anemómetro de hilo caliente y del principio en que se basa.

1.2 El Anemómetro de Hilo Caliente.

El anemómetro de hilo caliente es un instrumento de medición utilizado básicamente para la obtención de la velocidad fluctuante de un escurrimiento. Este instrumento está compuesto principalmente de un dispositivo transductor y un circuito electrónico cuyo elemento primordial, generalmente, es un puente de Wheatstone; la combinación de estas dos partes hace posible detectar cambios muy rápidos de temperatura o velocidad. Esto se logra gracias a la dependencia resistencia-temperatura del transductor.

El transductor consiste de una sección corta de alambre de 1 a 3 mm de longitud y 0.005 mm de diámetro, el cual se calienta haciendo circular una corriente eléctrica; el fluido que se desplaza alrededor de él, tiende a enfriarlo mediante el mecanismo de convección forzada, esto ocasiona que la temperatura del alambre se reduzca, disminuyendo también la resistencia eléctrica del mismo. Este cambio se toma como base para determinar el cambio de velocidad del fluido.

Generalmente el material que se utiliza para la fabricación del hilo es tungsteno, platino o aleaciones de platino. Estos alambres presentan típicamente una resistencia eléctrica en "frío" de 3.5 ohms y cuando se calienta para su operación, la resistencia eléctrica es de 7 ohms. El diámetro de estos alambres es, como ya se dijo, del orden de 5 micras, presentando una alta resistencia por unidad de longitud, de esta forma puede obtenerse una buena señal eléctrica con un alambre de 1 mm de longitud y por supuesto, con una constante de tiempo muy pequeña; pero presentan el inconveniente de ser

muy delicados en su manejo por lo que está propenso a la destrucción, inclusive por partículas existentes en el flujo de aire.

En la actualidad se ha desarrollado otro tipo de transductor conocido como de "película caliente" que debido a sus dimensiones grandes operan principalmente en regiones de flujo continuo, este tipo de transductor tiene algunas ventajas sobre los de "hilo caliente", como son :

- Mejor respuesta en frecuencia que un hilo del mismo diámetro, debido a que la parte sensible del transductor presenta una mayor superficie.
- Para la misma relación de longitud a diámetro, el transductor de película ofrece menor conducción de calor hacia los soportes.
- Mayor flexibilidad en la configuración (existen transductores en forma de conos, cuñas, superficies planas, etc., ver fig. 1.1).
- Mayor resistencia a la contaminación y facilidad en su manejo y limpieza.

Los transductores de película caliente están contruidos sobre una base de cerámica, en la cual se encuentra adherida una película metálica, que en algunos casos tiene un recubrimiento de cuarzo.

El principio en que se basa la operación del anemómetro, es la transferencia de calor entre el transductor, ya sea de alambre o de película, y el fluido. A partir de este fenómeno se han hecho una serie de investigaciones para poder determinar ecuaciones aproximadas que representan el comportamiento del transductor, es decir, la relación que existe entre la

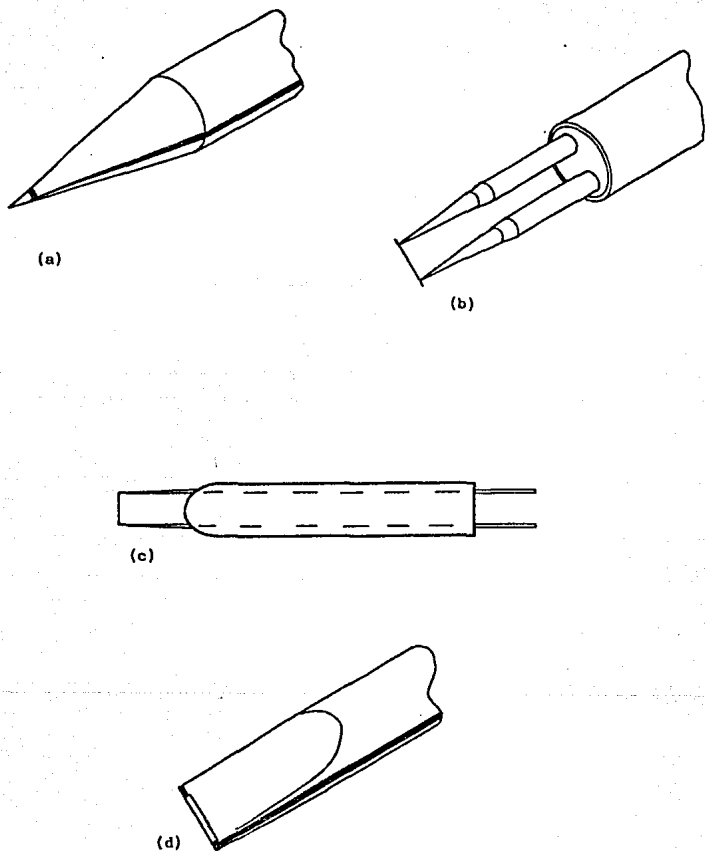


FIGURA 1.1 ALGUNOS TIPOS DE TRANSDUCTORES.
(a) y (d) DE PELICULA CALIENTE.
(b) y (c) DE HILO CALIENTE.

transferencia de calor y la velocidad del fluido. Esto se verá con más detalle a continuación.

En primer término se tiene la ley de Joule, la cual relaciona el calor producido por una resistencia y la corriente eléctrica que circula por ella. Esta ley indica que el calor disipado en una resistencia es proporcional a la potencia en watts-suministrada a la misma.

Por otro lado, se tiene que el calor generado se transfiere hacia el fluido a través de ciertos mecanismos, como son:

- Radiación.
- Convección Forzada.
- Convección Natural.
- Conducción del hilo hacia los soportes.

A continuación se evaluará brevemente cada uno de estos mecanismos, resaltando los principales parámetros que intervienen en cada uno de ellos, sin profundizar en la mecánica de fluidos.

Radiación.- La pérdida de calor debido al fenómeno de radiación es del orden de 0.1% del calor total generado, por lo que se considera despreciable, excepto para fluidos de muy baja densidad.

Convección Forzada.- Este fenómeno de transferencia de calor, depende principalmente de la velocidad del fluido, de las dimensiones del hilo, de las propiedades del fluido (viscosidad, conductividad térmica, densidad, etc.), y la diferencia de temperatura entre el hilo y el fluido. Todos estos parámetros pueden conjuntarse para obtener una ecuación que represente el calor transferido por convección forzada. (Ver Apéndice A).

Convección Natural.- Algunos investigadores como Collis y Williams han hecho estudios para cuantificar este aspecto, y establecen un criterio para determinar cuándo se puede considerar despreciable. Una de sus conclusiones es que la convección natural sólo es importante en escurrimientos muy lentos; menor de 5 cm/seg. Ellos consideran además que para despreciar este fenómeno, el número de Reynolds (Re) debe ser mayor que el doble de la raíz cúbica del número de Grashof (Relación entre las fuerzas de flotación y las viscosas), y dan como valor típico 6×10^{-6} .

De esta forma, si se considera que la velocidad del fluido es mayor de 5 cm/seg., es lógico que el efecto por convección natural sea despreciable.

Conducción del hilo hacia los soportes.- En este caso también se han hecho análisis aproximados, ya que es difícil cuantificar la conducción de calor del hilo hacia los soportes que están contruidos de acero inoxidable y en algunos casos, recubiertos con oro. Como los soportes son mucho más gruesos que el hilo, no se calientan apreciablemente por el paso de la corriente eléctrica, es decir, su temperatura es prácticamente la misma que el fluido. Ahora bien, como la resistencia térmica en el punto de contacto con los soportes es mayor que la existente entre el alambre y el fluido circulante, esta conducción se considera despreciable.

En resumen, el aspecto más importante en la transferencia de calor del hilo hacia el fluido es el de convección forzada.

Desde el punto de vista eléctrico, el flujo de calor transferido del hilo hacia el medio está dado por la siguiente ecuación:

$$Q = R_h I^2 \quad (1-)$$

donde:

Q.- Es la potencia disipada por el alambre.

R_h .- Resistencia a temperatura de operación.

I.- Corriente eléctrica circulando por el alambre.

Por otro lado se tiene que:

$$R_h = R_a + \alpha R_{20} (T_h - T_a) \quad (1-2)$$

donde:

R_a .- Resistencia a temperatura ambiente.

α .- Coeficiente resistencia-temperatura.

R_{20} .- Resistencia del Transductor a 20° C.

T_h .- Temperatura de operación del transductor, la cual tendrá que ser siempre menor a la $T_{máx}$ permisible.

T_a .- Temperatura ambiente en la cual fue medida la resistencia del transductor.

1.3 Modos de Operación.

Existen dos formas de operación en el anemómetro de hilo caliente: a) a corriente constante y b) a temperatura constante.

La problemática de la elección entre uno y otro depende realmente de la aplicación, es decir, de si las características

del instrumento cumplen con las exigencias impuestas por la medición.

a) Operación a Corriente Constante.

Este modo de operación fue históricamente el primero, y aún ahora es el método más sencillo. Como su nombre lo indica, la corriente eléctrica en el transductor se mantiene constante sin importar las variaciones en la resistencia del hilo debido al enfriamiento provocado por el flujo en el que se encuentra el transductor.

El diagrama eléctrico de un sistema de corriente constante se muestra en la figura 1.2.

En este caso, la fuente de corriente constante está constituida por una fuente de voltaje en serie con una resistencia R_0 , cuya magnitud es muy grande en comparación a la resistencia del hilo R_h . El potenciómetro R_x permite ajustar la corriente dentro de un rango de trabajo.

Ya en la práctica, como se muestra en la figura 1.3, normalmente es empleado un puente de Wheatstone, que ayuda a incrementar la sensibilidad.

En este caso el transductor se encuentra colocado en uno de los brazos del puente, que es balanceado por la resistencia R_y , esto es, la diferencia de voltaje en los puntos X y Y es cero, $V_{xy} = 0$. Cuando se presenta un cambio en la resistencia del hilo R_h , y por lo tanto el puente se desbalancea, provocando que haya una diferencia de voltaje en los puntos X y Y, $V_{xy} \neq 0$.

Se puede utilizar un amplificador para obtener un nivel adecuado de la señal para su posterior procesamiento.

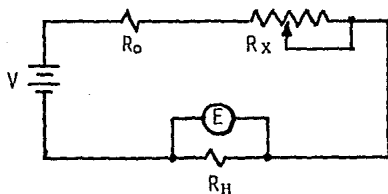


FIGURA 1.2 CIRCUITO PARA OPERACION A CORRIENTE CONSTANTE.

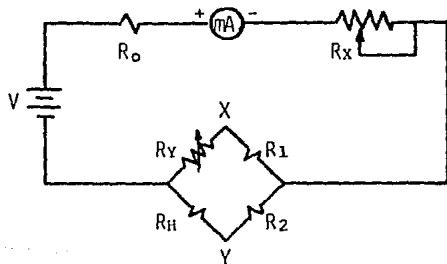


FIGURA 1.3 CIRCUITO PARA OPERACION A CORRIENTE CONSTANTE BASADO EN UN PUNTE DE WHEATSTONE.

Si el cambio de velocidad en el fluido toma lugar muy rápidamente, la respuesta del transductor se retrasará con respecto a dicho cambio, debido a la inercia térmica del transductor.

Este hecho puede expresarse cuantitativamente como la respuesta en tiempo del hilo caliente. Debido a tal inercia, este circuito se emplea para fluidos con lentos cambios de velocidad.

b) Operación a Temperatura Constante.

Este modo de operación tiene como principio el de mantener la temperatura constante en el transductor, sin importar las variaciones en la resistencia del mismo, ni la velocidad del fluido. Esto se logra con el uso de un amplificador de retroalimentación (Ver fig. 1.4).

El funcionamiento de este circuito es sencillo, aquí el transductor también se encuentra colocado en el puente de Wheatstone, pero la salida se encuentra conectada al amplificador retroalimentado, cuya salida sirve de fuente de voltaje para el puente. Como ya se ha dicho, el fluido en el transductor tiende a enfriarlo, resultando en un cambio de su resistencia, R_p , lo que provoca un desbalance en el puente, este cambio lo detecta el amplificador, aumentando su voltaje de salida, lo que provoca que la corriente eléctrica en el transductor se incremente, logrando así que la temperatura en el transductor se mantenga constante.

Si el amplificador tiene una ganancia alta, tenderá a mantener al puente muy cercano a sus condiciones de balance. Es por ello, que cualquier cambio en la resistencia del transductor, será inmediatamente compensada por un aumento o decremento en la corriente eléctrica a través de él.

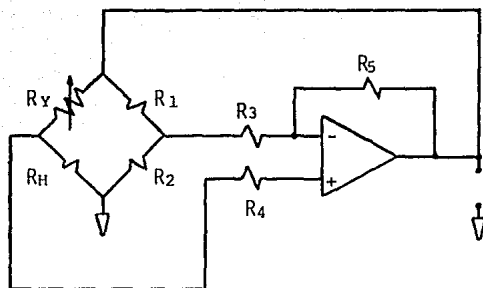


FIGURA 1.4 DIAGRAMA SIMPLIFICADO DE UN CIRCUITO A TEMPERATURA CONSTANTE.

Por esta razón, este circuito se emplea para cambios rápidos de velocidad. Y en base a esta característica se ha elegido este modo de operación para el presente diseño.

Por lo general, los dispositivos comerciales incluyen etapas que tienen como propósito adecuar la señal obtenida del anemómetro, es decir, amplificar, linealizar, etc., para un mejor tratamiento de la misma. El diagrama a bloques que se presenta en la figura 1.5 muestra las etapas principales que integran este diseño.

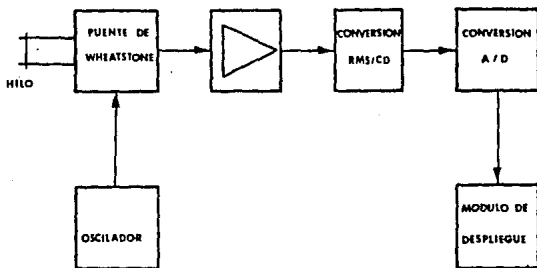


FIGURA 1.5 DIAGRAMA A BLOQUES DEL DISEÑO.

CAPITULO II

DISEÑO

En este capítulo se detallan los aspectos más importantes tomados en cuenta para el desarrollo del presente trabajo. Se ha dividido en - ocho partes, involucrando todos los aspectos y criterios empleados para la selección de componentes.

En las tres primeras partes, se encuentran contenidos los elementos - vitales de este trabajo. En las restantes, sólo se resaltan los prin cipios de operación más importantes en vista de que se abordan aspectos ampliamente conocidos.

2.1 Puente de Wheatstone.

En la figura 2.1 se muestra una versión más completa que la del anemómetro de temperatura constante mostrado en la figura 1.4, el cual incluye un transistor en configuración colector común, para entregar la corriente de operación que demanda el puente de Wheatstone, así como un diodo para protección.

Para calcular las componentes del puente, se partirá de la corriente máxima que puede soportar el transductor en operación.

Antes se hará un breve análisis del comportamiento del puente bajo condiciones de equilibrio.

Bajo estas condiciones, de la figura 2.1 se tiene:

$$V_x = V_y \quad (2-1)$$

De otra forma:

$$R_h I_h = R_4 I_4 \quad (2-2)$$

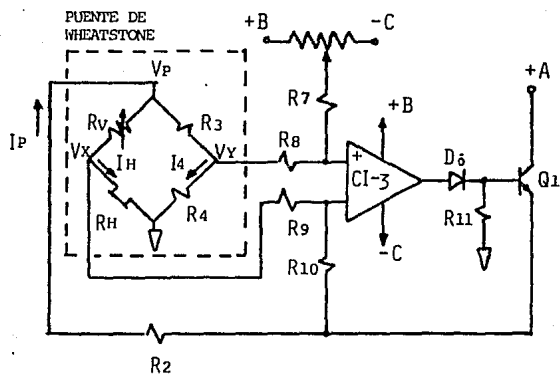


FIGURA 2.1 PUENTE DE WHEATSTONE Y AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUCTANCIA.

Asimismo:

$$I_h = \frac{V_p}{R_v + R_h} \quad (2-3)$$

$$I_A = \frac{V_p}{R_3 + R_4} \quad (2-4)$$

Sustituyendo (2-3) y (2-4) en (2-2) y haciendo operaciones, se tiene que:

$$\frac{R_h}{R_v} = \frac{R_4}{R_3} \quad (2-5)$$

De la ecuación (2-5) el parámetro de interés es R_h , despejando:

$$R_h = \frac{R_4 R_v}{R_3} \quad (2-6)$$

A fin de tener una lectura directa del valor de R_h , se hace que $(R_4/R_3) = 1$ y de esta forma se obtiene que $R_h = R_v$.

Para garantizar la estabilidad del puente y la confiabilidad de la lectura de valor de R_h , las resistencias R_3 , R_4 y R_v deben tener muy poca variación con respecto a la temperatura, es decir un coeficiente de temperatura bajo. Además, se considera que la sensibilidad del puente se mejora cuando los valores de sus ramas son cercanas entre si (7). Estas consideraciones serán de gran utilidad para obtener los valores de los elementos del puente.

La variación de la resistencia eléctrica de todo material con respecto a la temperatura depende de su coeficiente resistencia-temperatura, lo cual está representado en la ecuación (1-2), en donde para el caso de los hilos transductores, el fabricante proporciona los valores de α , R_{20} y T_h . Los valores de R_a y T_a se obtienen en forma prác-

tica como se verá en el Capítulo III.

La temperatura máxima que puede soportar el hilo transductor determina la corriente máxima que se puede hacer circular a través de él en operación o en condiciones de trabajo. Por tal motivo, el fabricante proporciona una $T_{\text{máx}}$ para cada tipo de hilo transductor.

Un hilo transductor típico, tiene las siguientes características (15):

$$R_{20} = 3.22 \text{ ohms.}$$

$$R_h = 5.79 \text{ ohms. (Resistencia del transductor en operación).}$$

$$I_{\text{máx}} = 500 \text{ mA (Valor máximo de la corriente que puede circular por el hilo transductor sin destruirse).}$$

De la figura 2.1, la corriente I_p debe tener la magnitud necesaria para que a través del hilo transductor circule la corriente de operación.

De las consideraciones hechas en párrafos anteriores, se puede establecer que el hilo transductor tiene una variación de resistencia máxima, cercana al valor de las ramas del brazo pasivo.

En el presente diseño se eligieron transductores que puedan operar dentro de un rango preestablecido de resistencias, ante la imposibilidad de cambiar continuamente los valores resistivos de los elementos del puente. Se eligió el rango siguiente:

$$5 \text{ ohms} \leq R \leq 10 \text{ ohms}$$

Dentro de las condiciones y necesidades del presente diseño, se encuentra que la mayor parte de la corriente I_p circule por el brazo activo del puente, a fin de calentar adecuadamente al transductor.

Tomando en cuenta lo anterior y la condición para mejorar la sensibilidad del puente antes descrita, se escoge:

$$R_3 = R_4 = 12 \text{ ohms}$$

El valor de 12 ohms, es cercano al valor o límite superior del rango preestablecido de las resistencias de operación de algunos transductores, con lo cual se garantiza que la mayor parte de I_p circulará por el transductor, además se asegura una buena sensibilidad del puente.

En el peor caso, la corriente máxima circulará a través del transductor, cuando éste tenga una resistencia igual al límite inferior del rango. Como una medida de protección para el transductor, se participará de este hecho, ya que un transductor no opera con una resistencia menor a los cinco ohms.

Bajo estas circunstancias:

$$\text{si } R_h = R_v = 5 \text{ ohms y } R_3 = R_4 = 12 \text{ ohms}$$

De la ecuación (2-2).

$$I_h = \frac{R_4 I_4}{R_h} = 2.4 I_4 \quad (2-7)$$

Considerando $I_h = 500 \text{ mA}$, implica que $I_4 = 208.33 \text{ mA}$ por lo que como $I_p = I_h + I_4$, entonces $I_p = 708.33 \text{ mA}$. Este valor de I_p es el que debe proporcionar el amplificador de transconductancia en el peor de los casos.

Por otro lado, si $R_h = R_v = 10 \text{ ohms}$, se tiene que:

$$I_h = 1.2 I_4 \quad (2-8)$$

Y se demuestra que con los valores dados, $I_h > I_4$ en ambos casos.

De la figura 2.1:

$$I_h = I_p \frac{(R_3 + R_4)}{R_3 + R_4 + R_v + R_h} \quad (2-9)$$

$$I_4 = \frac{I_p (R_v + R_h)}{R_3 + R_4 + R_v + R_h} \quad (2-10)$$

La potencia de R_v se puede obtener considerando que I_h es máxima, por lo tanto:

$$I_h = 500 \text{ mA cuando } R_v = R_h = 5 \text{ ohms}$$

$$P = (0.5)^2 (5) = 1.25 \text{ Watts.}$$

La potencia de R_3 y R_4 se obtiene de forma similar, pero considerando ahora que I_4 es máxima, o sea que $R_v = R_h = 10 \text{ ohms}$.

$$I_4 = \frac{708.33(20)}{44} = 321.968 \text{ mA}$$

$$P = (0.322)^2 (12) = 1.24 \text{ Watts}$$

2.2 Amplificador de Transconductancia.

El circuito mostrado en la figura 2.1 tiene algunos elementos que están determinados por las especificaciones técnicas del integrado empleado, tales como las resistencias del amplificador operacional a fin de no afectar su respuesta en frecuencia y su capacidad de corriente de salida. El diodo D6, se utiliza para proteger la base del transistor de salida Q1.

El conjunto formado por el amplificador de entrada, en configuración de amplificador de diferencias y el transistor, es un amplificador de transconductancia. Este utiliza el amplificador para detectar las pequeñas variaciones de voltaje en el puente de Wheatstone, amplificando lo suficiente para que el transistor conectado como un emisor seguidor, proporcione al puente la corriente necesaria para mantener constante la temperatura en el transductor.

De los cálculos efectuados en la sección 2.1 se obtuvo que:

$$I_p = 708.33 \text{ mA}$$

$$R_3 = R_4 = 12 \text{ ohms}$$

Y se dieron algunos valores típicos de los transconductores tales como:

$$R_{20} = 3.22 \text{ ohms}$$

$$R_h = 5.79 \text{ ohms}$$

Al iniciar su operación, el transductor tiene una resistencia en frío de:

$$R_h = R_{20} = 3.22 \text{ ohms}$$

Ya en operación, se calcula que trabajando a una temperatura cercana a 150°C, puede alcanzar una $R_h = 5.79 \text{ ohms}$. Ahora, para que el puente mantenga su condición de equilibrio, el valor de R_v debe ser igual al de R_h .

Considerando: $R_h = 3.22 \text{ ohms}$, $R_v = 5.79 \text{ ohms}$ y $R_3 = R_4 = 12 \text{ ohms}$.

La resistencia total equivalente del puente es:

$$R_p = (5.79 + 3.22) \parallel (12 + 12)$$

$$= 6.55 \text{ ohms}$$

Por otro lado, la variación de tensión a la salida del amplificador operacional es de 0 a 14V.

Por lo tanto el voltaje máximo aplicado a la base del transistor es:

$$V_{BB} = 14 - V_D = 13.3V$$

La corriente máxima de salida, que puede entregar el amplificador es:

$$I_B = 20 \text{ mA.}$$

Bajo las condiciones de operación, el transistor seleccionado debe en-

tregar una $I_p = 703.33$ mA. Por tanto se seleccionó un transistor de potencia como el TIP 31, que tiene una $h_{FE} = 35$ mínima, y puede manejar corrientes de colector de 3 Amperes y su potencia de disipación es de 40 Watts.

Volviendo al circuito de la figura 2.1, $V_{BB} = V_{BE} + R_T I_p$, donde R_T es la resistencia en el emisor del transistor hacia el puente:

$$R_T = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_p} = \frac{13.3 - 1.8}{0.70833} = 16.33 \text{ ohms}$$

Como la resistencia equivalente del puente es sólo de $R_p = 6.55$ ohms, es necesario otra resistencia R_2 para completar la resistencia vista desde el emisor. De la siguiente expresión:

$$R_T = R_2 + R_p$$

$$R_2 = R_T - R_p = 16.23 - 6.55 = 9.68 \text{ ohms.}$$

Seleccionandose el valor de 11 ohms a una potencia:

$$P_{R_2} = (0.70833)^2 (11)$$

$$= 5.5 \text{ Watts.}$$

Analizando la malla del colector del transistor, se tiene que:

$$V_{CC} = V_{CE} + I_p R_T$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_p R_T$$

$$= 15 - (0.70833)(16.23)$$

$$= 3.5V$$

En condiciones de operación, el transistor tendrá:

$$I_c = 708.33 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 3.5V$$

Por lo que su disipación será:

$$P_T = V_{CE} I_C = 2.478 \text{ Watts.}$$

Requiriéndose de un pequeño disipador, para su montaje en forma externa a la tarjeta de control.

2.3 Convertidor de Valor Verdadero R.M.S. / C.D.

Continuando con el diseño de cada uno de los bloques del diagrama de la figura 1.5, a fin de obtener un valor promedio de las variaciones del anemómetro, es necesario efectuar una linealización de la señal de salida del mismo. Algunos instrumentos utilizan circuitos logarítmicos, multiplicadores antilogarítmicos y promediadores, logrando obtener una lectura promedio de la señal de entrada; considerando a esta última como la función de salida del instrumento.

La linealización no rigurosamente tiene que llevarse a cabo siguiendo la misma mecánica mencionada; también puede realizarse empleando un solo circuito integrado que efectúe las veces de un circuito linealizador, y finalmente proporcione el valor promedio de la señal de salida del anemómetro, antes del bloque de conversión A/D.

Por ello se seleccionó el circuito integrado AD536 AJH, fabricado por la firma de Analog Devices. Este efectúa la conversión y es ampliamente conocido como Convertidor de Valor Verdadero R.M.S./ Voltaje Directo. Este integrado tiene como entrada la señal de salida del anemómetro o amplificador de transconductancia y proporciona un valor de voltaje directo muy semejante al valor R.M.S. de la misma. Su construcción interna se muestra en la figura 2.2.

Puede operar señales de C.A., C.D. o C.A. + C.D. La puesta en funcionamiento requiere de muy pocas componentes externas como son: Cex, +Vcc y -Vcc. El capacitor Cex, se debe seleccionar de tal forma que la constante de tiempo del filtro paso-bajas compuesto por él y una resis

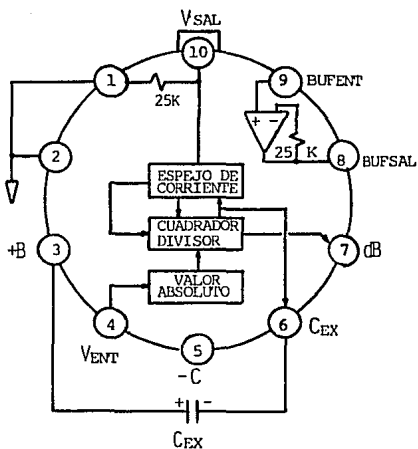


FIGURA 2.2 CIRCUITO AD536 Y SUS CONEXIONES.

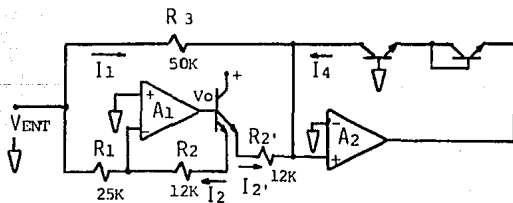


FIGURA 2.3 BLOQUE DE VALOR ABSOLUTO.

tencia interna de 25 Kohms, sea por lo menos diez veces el período máximo de la frecuencia más alta de la señal a medir (6). La constante de tiempo es:

$$\tau = R C_{ex} = 25 \times 10^3 C_{ex} \frac{s}{\mu F} \quad (2-11)$$

Si la señal de entrada varía lentamente, la salida del AD536 proporcionará un nivel de voltaje directo exactamente igual al de la entrada. A mayores frecuencias de la señal de entrada el circuito integrado proporcionará el promedio del valor R.M.S. de esa señal.

Dependiendo del adecuado valor seleccionado para C_{ex} , las mediciones podrán tener una aproximación del 1% ó 0.1%. No es conveniente emplear valores altos de capacitancia para reducir el rizo de la señal de salida, ya que esta medida también repercute en un aumento proporcional en el tiempo de asentamiento de la señal de salida a una entrada escalón. En el Apéndice C se presentan las hojas de datos de este dispositivo, los cuales amplían la información correspondiente.

La relación que existe entre C_{ex} y el tiempo de asentamiento es de 100 mS por microfaradio de C_{ex} .

El ancho de banda con el cual se puede operar el circuito integrado depende básicamente del voltaje de entrada a medir, es así como se especifica un ancho de banda de 2 MHz para $1V < V_{in} \leq 7V$; 300 KHz para $100 mV < V_{in} \leq 1V$; y 50 KHz para $10mV < V_{in} \leq 100mV$.

Entre otras características importantes se encuentra el Factor de Cresta -Para una señal periódica en el tiempo, significa la relación entre el valor pico de la señal, al valor R.M.S. promedio de la misma-. Esta característica permite al dispositivo medir señales de alto grado de complejidad, como lo puede ser la medición de ruido o bien, una señal digital con un ciclo de trabajo muy bajo.

Los principios de operación en los que se basa la conversión de este integrado, puede aproximarse por medio de la función:

$$E_o = (\text{PROMEDIO } (V_{in})^2)^{1/2}$$

Los valores de las fuentes de voltaje fueron seleccionadas a ± 15 Volts. El diagrama de interconexiones también se muestra en la figura 2.2.

Como se puede apreciar, su construcción interna consta de cuatro bloques principales y son: Bloque de Valor Absoluto, Bloque Cuadrador/Divisor, Espejo de corriente y Buffer.

A continuación se explica brevemente cómo funciona cada uno de estos bloques.

Bloque de Valor Absoluto.

También conocido como rectificador activo, desempeña la función de convertir las señales de voltaje bipolares a una señal unipolar de corriente, figura 2.3.

Cuando el voltaje en la entrada V_{in} es (+), debido a la alta ganancia del amplificador, el voltaje de salida V_o será negativo, por lo tanto el transistor amplificador de corriente se encontrará cortado. En este caso, la corriente que circula a través de R_3 , será igual a I_4 .

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_3} = \frac{V_{in}}{50 \text{ Kohms}} = I_4$$

Analizando el caso cuando el voltaje en la entrada es $V_{in} (-)$, el voltaje a la salida del amplificador será positivo, cerrándose el lazo de retroalimentación por medio de R_2 . La corriente circulante es:

$$I_2 = \frac{V_{in}}{R_3} = \frac{V_{in}}{25 \text{ Kohms}}$$

Debido al transistor de emisor múltiple, la corriente que circula por R_2' es idéntica a la de la rama de retroalimentación:

$$I_2' = I_2 = \frac{V_{in}}{25 \text{ Kohms}}$$

Por otro lado, la corriente I_4 será:

$$I_4 = -\frac{V_{in}}{50 K} + \frac{V_{in}}{25 K} = \frac{V_{in}}{50 K}$$

Es evidente que el circuito proporciona el valor absoluto de corriente, de la señal de entrada.

Bloque Cuadrador / Divisor.

De la figura 2.4, esta sección del circuito toma la corriente de salida del bloque anterior y efectúa la función de transferencia:

$$I_4 = I_1^2 / I_3$$

La corriente de salida I_4 polariza al espejo de corriente a través del filtro paso-bajas formado por R_1 y C_{ex} . Si el tiempo de la constante $R_1 C_{ex}$ es mucho mayor que el más grande período de la señal de entrada, entonces I_4 representa el valor promedio.

El retorno de I_3 -donde I_3 es igual al valor promedio de I_4 - al bloque cuadrador divisor hace que la función de transferencia tome la siguiente expresión:

$$I_4 = I_1 \text{ (R.M.S.)}$$

Espejo de Corriente.

Esta sección es la encargada de suministrar tres corrientes I_3 , I_4 e I_{salida} . Donde, como ya se mencionó, I_3 representa el valor promedio de I_4 . Por tanto, el valor R.M.S. de la señal de entrada es:

$$I_4 = I_1 \text{ (R.M.S.)}$$

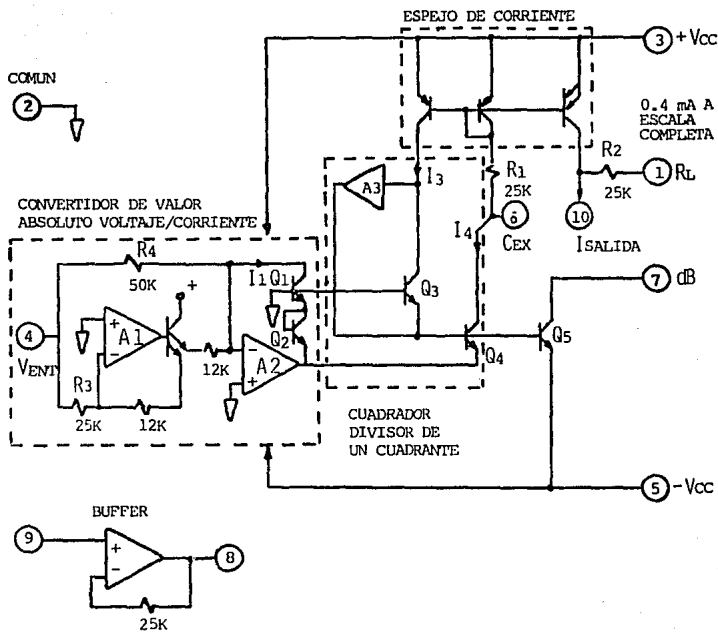


FIGURA 2.4 CONSTRUCCION INTERNA DEL AD536.

Este bloque a su vez produce una corriente de salida igual a $2 I_4$, por lo que la I_{salida} puede ser directamente convertida a voltaje por R_2 . Obteniéndose la función de transferencia para el circuito integrado AD536 AJH como:

$$V_{\text{sal}} = 2 R_2 I_1 \text{ (R.M.S.)} = V_{\text{in}} \text{ (R.M.S.)}$$

Buffer.

Es un circuito seguidor de voltaje empleado como desacoplador de impedancias, con una muy alta impedancia de entrada, 10^8 ohms, y una baja impedancia de salida. Puede suministrar una corriente de 5 mA a la salida, con un ancho de banda de 1 MHz para señal pequeña y un "Slew Rate" de 5 V/us.

Con todas estas características, este seguidor de voltaje se puede emplear libremente a la entrada del circuito o bien a la salida. Para este caso en particular, se le empleó en la etapa de entrada del convertidor, ya que debido al divisor de tensión usado hubo la necesidad de desacoplar las impedancias del atenuador y del convertidor que típicamente es de 16.7 Kohms \pm 25%.

2.4 Conversión Analógica / Digital.

Para medir el voltaje de salida del anemómetro de hilo caliente, una vez que ha pasado a través del Convertidor de Valor Verdadero R.M.S. / C. D., se utiliza un voltmetro digital, ya que la información en forma digital se puede procesar, almacenar y desplegar en forma fácil. Para llevar a cabo esta tarea se utiliza un circuito integrado (1CL7106), en el cual se tienen todos los dispositivos activos como son: El convertidor analógico-digital de $3\frac{1}{2}$ dígitos, el decodificador de 7 segmentos e impulsores del módulo de despliegue de cristal líquido (LCD). Las principales características del integrado son:

- Lecturas garantizadas de cero, para voltaje cero de entrada.
- Corriente típica de entrada 1 pA.
- No requiere componentes externos para manejar el módulo de despliegue.
- Bajo ruido, menor de 15 uVpp.
- Bajo consumo de potencia, menor de 10 mW.

El integrado está conformado por dos partes esenciales que son: La correspondiente al procesamiento analógico, basado en un convertidor de doble rampa; y al procesamiento digital, en el cual se tiene la lógica de control.

Sección Analógica.

Aquí se describe el funcionamiento de un convertidor de doble rampa de integración, que es una técnica utilizada frecuentemente en voltímetros digitales. Las partes fundamentales del convertidor son: el integrador, el comparador de cruce por cero, el voltaje de referencia y la lógica digital.

La salida de un convertidor de doble rampa, figura 2.5, representa la integral o el valor promedio de un voltaje de entrada sobre un período fijo de tiempo. Esta es la razón por la que es necesario un muestreador-retenedor, para sujetar la entrada durante el período de medición.

La conversión consta de tres fases, figura 2.6. La primera fase es auto-cero; en la cual los contadores son puestos en ceros y los errores de los componentes analógicos son automáticamente anulados. En la segunda etapa, denominada integración de la señal, se selecciona el V_{in} por medio del interruptor, que es comandado por la lógica de control.

Esto dá inicio a la integración de la señal de entrada y al mismo tiempo los contadores inician un conteo durante un intervalo fijo de tiempo T_1 hasta 0111...1; en el siguiente pulso de reloj, los contadores pasarán a 100...0. Este último 1 del contador, activará al in-

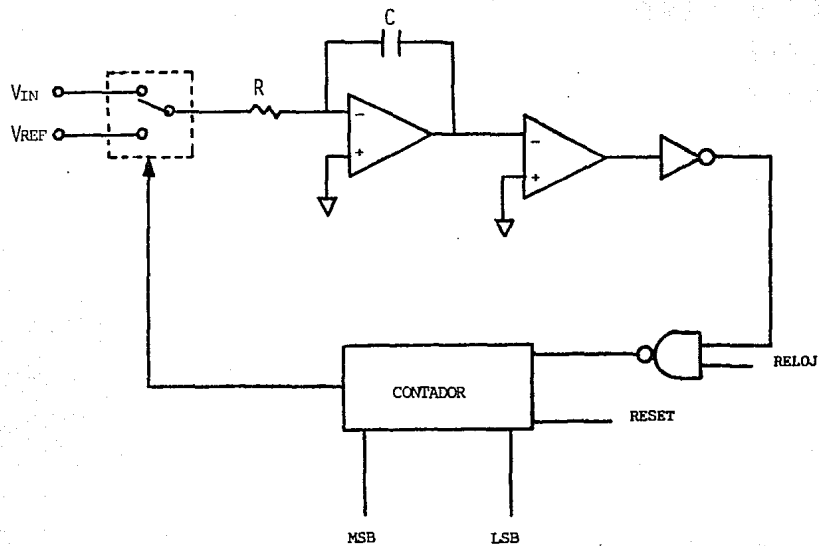


FIGURA 2.5 CONVERTIDOR DE DOBLE RAMPA DE INTEGRACION.

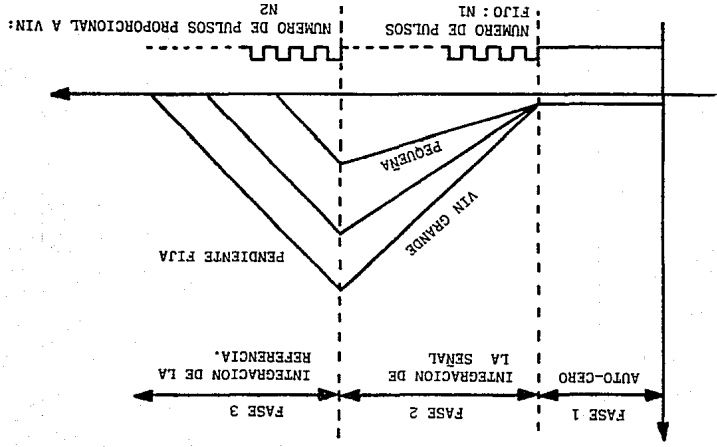


FIGURA 2.6 SALIDA DEL INTEGRADOR DE DOBLE RAMPA

terruptor que seleccionará el voltaje de referencia, dando paso a la tercera fase conocida como integración de la referencia. La polaridad de la referencia es determinada en la fase dos, tal que el integrador descarga hacia cero. Este cruce es detectado por el comparador y es en ese momento que la conversión se da por terminada.

En la figura 2.6, el número de pulsos N_2 , que indica el tiempo T_2 , se puede demostrar que es proporcional al valor promedio de la entrada $\overline{V_{in}}$. Como el voltaje a la salida del integrador después de la primera integración (V_1), es igual al cambio de voltaje en el mismo, después de la segunda integración, se tendrá:

$$V_1 = V_2 = \frac{Q_1}{C} = \frac{Q_2}{C} \quad (2-12)$$

$$= \frac{I_1 t_1}{C} = \frac{I_2 t_2}{C} \quad (2-13)$$

$$= \frac{V_1 t_1}{RC} = \frac{V_2 t_2}{RC} \quad (2-14)$$

De esta última ecuación, se tiene que:

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{V_1}{V_{ref}} \quad (2-15)$$

Ya que el tiempo es directamente proporcional al conteo:

$$N_2 = \frac{V_1}{V_{ref}} N_1 \quad (2-16)$$

Cálculo de las Componentes.

- Resistencia del integrador. La etapa de salida del integrador pue-

de suministrar 20 μA con una no-linealidad despreciable. La resistencia deberá ser suficientemente grande para permanecer en esta región lineal y adecuadamente pequeña para evitar fugas. Para una escala de 2 Volts, se recomienda por el fabricante una $R_{\text{int}} = 470$ Kohms, que es cercano a lo óptimo.

- Capacitor de integración. Este capacitor deberá ser seleccionado para dar una variación máxima de voltaje que asegure la no saturación del integrador -aproximadamente 0.3 V abajo de cualquier fuente-. Para tres lecturas/segundo los valores nominales de $C_{\text{int}} = 0.22 \mu\text{F}$.

- Capacitor de auto-cero. El tamaño de este capacitor tiene alguna influencia en el ruido del sistema. En una escala de 2 Volts, un capacitor de 0.047 μF incrementa la velocidad de recuperación de sobrecarga y es adecuado para el ruido en esta escala.

- Capacitor de referencia. Este se recomienda del orden de 0.1 μF para prevenir el error de acarreo ("Roll-Over").

Sección Digital.

La figura 2.7 muestra el diagrama a bloques de la sección digital del voltmetro. Como se ve, esta sección tiene un oscilador que genera los pulsos de reloj para activar la lógica de control. Esta a su vez habilita la entrada de la señal al integrador, hasta que el comparador le envía la señal "el conteo ha sido completado". De esta manera, el convertidor establece una relación entre la señal de entrada y el número de pulsos de reloj; esta cantidad queda registrada a través de los contadores y los "latches". De estos últimos sale hacia unos convertidores BCD/7 segmentos y de aquí hacia el módulo de despliegue (LCD) mediante los impulsores de los segmentos.

El sistema de reloj consta de un conjunto de elementos digitales y una red RC como se muestra en la figura 2.7. La señal de reloj,

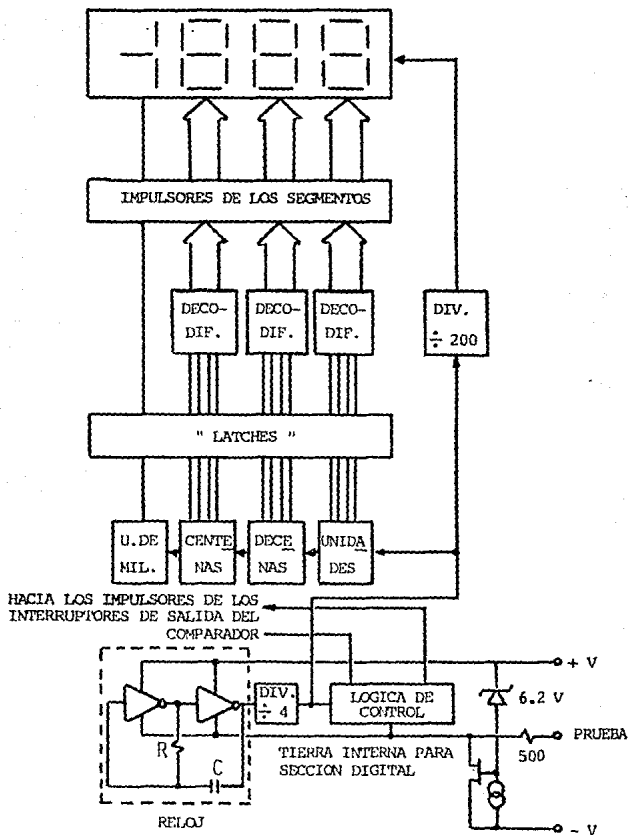


FIGURA 2.7 MODULO DE DESPLIEGO. SECCION DIGITAL

pasa por un divisor de frecuencias por cuatro, antes de pasar a los contadores. Esta frecuencia se selecciona de acuerdo al número de lecturas por segundo que se requieren en el módulo de despliegue.

Para el cálculo del número de lecturas, se toma en cuenta que el integrador tarda o emplea 4 KHz en cada ciclo de integración completa. Por eso, una forma de asegurar que se tiene una lectura uniforme en el módulo de despliegue, es seleccionar tres lecturas por segundo. Para tres lecturas por segundo se ocupan 12 KHz, de aquí que la frecuencia del reloj es de 48 KHz.

La frecuencia del reloj está dada por la siguiente relación:

$$f = 0.45 / RC \quad (2-17)$$

De modo que si $f = 48$ KHz y $R = 100$ Kohms (valor recomendado por el fabricante) :

$$C = 93.75 \text{ pF}$$

El circuito de la lógica de control recibe una señal de la sección analógica cuando la integración ha sido completada y manda al circuito "latch" a que mantenga la información. Al mismo tiempo controla los interruptores de la sección analógica, según el valor de la señal.

Los contadores pueden contar hasta 1999 pulsos. El conteo es transmitido al circuito "latch" para memorizar la información. De aquí pasa a los decodificadores BCD/7 segmentos y de éstos, a los impulsos que alimentan al módulo de despliegue. La frecuencia aplicada al substrato, es la frecuencia del reloj dividida por 800 y se utiliza para alimentar al conjunto de segmentos del módulo de despliegue, los cuales deben ser alimentados por una corriente alterna para prevenir posibles daños.

La sección digital tiene una referencia de tierra interna generada

por un diodo zener y un FET canal P que funciona como seguidor de fuente. Esto es con la finalidad de evitar introducir señales indeseables a través de una línea de tierra común con la sección analógica.

2.5 Acoplamientos.

Dentro de este subtema, se han incluido dos circuitos por medio de los cuales se efectúan los acoplamientos entre el convertidor de valor verdadero R.M.S./ C.D. y el amplificador de transconductancia, así como con el puente de Wheatstone. Como se muestra en la figura 2.8, para el primer caso se utilizó un Amplificador de Ganancia Unitaria (a), y para el segundo, un Amplificador de Diferencias (b).

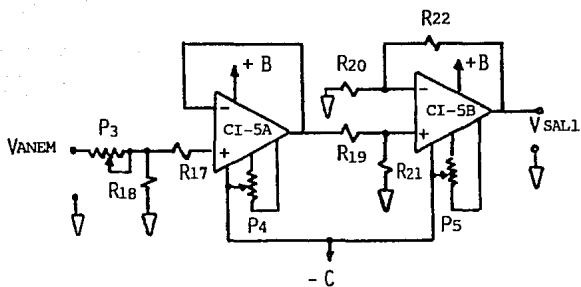
El primero se encuentra formado por dos amplificadores operacionales - en cascada, CI-5A y CI-5B. Ambos cuentan con su respectivo potenciómetro de compensación en voltaje (" off-set "), P_4 y P_5 . CI-5A está en una configuración de seguidor de voltaje, donde éste dependerá del valor seleccionado por el divisor de tensión formado por:

$$\frac{R_{18}}{P_3 + R_{18}} V_{SA} = V_{O1} \quad (2-18)$$

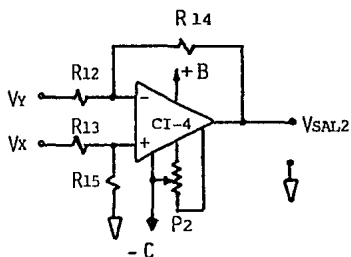
Donde V_{SA} es la señal de entrada al primer amplificador y V_{O1} es la tensión de salida del mismo.

La parte siguiente compuesta por el circuito CI-5B, posee una configuración de amplificador no inversor con un voltaje de salida dado por:

$$V_{SAL} = \frac{R_{20} + R_{22}}{R_{20}} \frac{R_{21}}{R_{19} + R_{21}} V_{O1} \quad (2-19)$$



a) AMPLIFICADOR DE GANANCIA UNITARIA.



b) AMPLIFICADOR DE DIFERENCIAS.

FIGURA 2.8 (a) y (b).

Seleccionando:

$$R_{19} = R_{20} = 1 \text{ Kohm} \quad y$$

$$R_{22} = R_{21} = 5.6 \text{ Kohm}$$

La expresión se reduce a :

$$V_{SAL1} = \frac{R_{21}}{R_{20}} V_{O1} \quad (2-20)$$

Sustituyendo (2-18) en (2-20)

$$V_{SAL1} = \frac{R_{21}}{R_{20}} \times \frac{R_{18}}{P_3 + R_{18}} V_{SA} \quad (2-21)$$

Por lo que si $R_{18} = R_{20} = 1 \text{ Kohm}$ y P_3 un potenciómetro multivuelta de valor 10 Kohm, se puede lograr un ajuste de ganancia unitaria - en toda la etapa con solo variar P_3 .

Además de lo anterior, es necesario aclarar que este arreglo permite variar la ganancia a valores mayores de la unidad e inferiores inclusive. Esto es, para poder compensar las pequeñas diferencias originadas en la etapa del amplificador de transconductancia, al comparar las lecturas obtenidas con algún instrumento tomado como patrón. Además se trata de evitar una posible saturación hacia el nivel de fuente positiva.

El propósito de R_{17} , es proteger la entrada del amplificador.

El segundo arreglo, está formado por un sólo circuito operacional - CI-4, en configuración de amplificador de diferencias, posee también su propio potenciómetro P_2 para compensación en voltaje de salida, además de cuatro valores resistivos con tolerancia del 1% y de valor 49.9 Kohm a $\frac{1}{4} W$. La ganancia total del circuito es unitaria y se expresa:

$$V_{SAL2} = V_x - V_y \quad (2-22)$$

La salida de ambos circuitos, se conectan a un atenuador por medio de un interruptor (S5), ubicado en el panel frontal e identificado como " OPERACION / BALANCE ".

Al colocar el interruptor en la posición de " BALANCE ", la salida del circuito de diferencias es conectada a la red atenuadora que se explica en el subtema siguiente. En forma contraria, la salida del amplificador de ganancia unitaria, es conectada a la red atenuadora.

Es necesario señalar, que el amplificador de ganancia unitaria tiene - sus propios bornes de entrada y salida en el panel frontal y están - identificados como: " ENTRADA AMPGANVAR ", " SALIDA AMPGANVAR ".

Bajo condiciones normales de operación, la salida del amplificador de transconductancia o " SALIDA ANEMOMETRO " se deberá encontrar conectada a la " ENTRADA AMPGANVAR ", por medio del conector K2.

2.6 Selección de Escalas y Punto Decimal.

La selección de escalas va aunada a la del punto decimal del módulo de despliegue (LCD), por lo tanto, estas dos selecciones se realizan - mediante un interruptor de dos polos, tres posiciones (S6 en el diagrama general).

En primer lugar, se trata de formar escalas de 200 mV máximos, para entradas de 0.2V, 2.0V y 20.0V a la entrada del convertidor de valor verdadero R.M.S./ C.D., mediante la inclusión de un atenuador.

Este atenuador, se seleccionó de un valor total de 100 Kohms con resistencias cuyos pesos se calcularon como a continuación se indica :

- (1). La primera lectura no requiere de ninguna atenuación y por tanto, ve toda la impedancia de la red. 100 Kohm. Corresponde a la lectura de 0.2V.
- (2). El segundo valor corresponde a 2.0V, sin embargo se requiere de 200 mV en el punto seleccionado, significando que se deberá entregar el nivel de entrada dividido por 10.

$$\begin{aligned}
 V_{SAL2} &= V_{ent} / 10 \\
 &= V_{ent} \frac{10 \text{ K}}{(10 \text{ K} + 90 \text{ K})} \quad (2-23)
 \end{aligned}$$

- (3). El tercer valor es el correspondiente a 20.0V, que como ya se indicó en el paso anterior, se debe entregar una lectura de 200 mV, lo cual significa que el tercer nivel del atenuador, debe dividir la señal de entrada entre 100.

$$\begin{aligned}
 V_{sal3} &= V_{ent} / 100 \\
 &= V_{ent} \cdot \frac{(1 \text{ K})}{(1 \text{ K} + 99 \text{ K})} \quad (2-24)
 \end{aligned}$$

Por tanto el arreglo final del atenuador es:

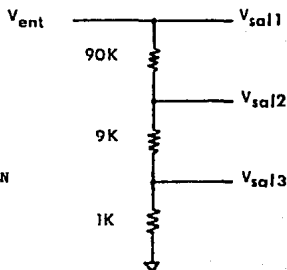


FIGURA 2.9 SELECCION DE ESCALA.

Donde se puede apreciar que, para seleccionar el valor deseado, se puede lograr por medio de un interruptor rotatorio de 1 polo 3 tiros, o bien, pueden emplearse interruptores analógicos comandados por una lógica selectiva.

Para la selección del punto decimal, se atendieron las recomendaciones del fabricante del módulo de despliegue, en el sentido de cómo se debe excitar al segmento, que es mediante una onda simétrica. El circuito integrado 7106 genera internamente esta onda a través de la salida BP (terminal 21), esta onda debe estar defasada 180° para poder activar un segmento del módulo LCD, es decir invertirla con respecto a la salida BP. La excitación de los puntos decimales se realiza mediante una compuerta OR EXC como se muestra en la figura 2.10.

La salida BP oscila entre $V+$ y TEST, por eso se utiliza TEST como referencia. De acuerdo al funcionamiento de la compuerta, tendrá salida \overline{BP} cuando sus entradas sean BP y $V+$.

El punto decimal excitado irá acorde a la escala seleccionada en el atenuador de entrada al circuito AD 536. Para 200 mV de escala, se activará el DP3 y se tendrá una lectura máxima de 199.9 mV en el módulo LCD. Para 2.0V, se activa DP2 y la lectura será - - 1.999V y para 20.0V, DP1 y la lectura será de 19.9V.

2.7 Fuentes de Alimentación.

En el diagrama general se señalan tres niveles de fuentes: A, B y C. En base al uso del transformador T1 con voltaje en el secundario de 36V con tap central; por medio de los diodos D1, D2 y D3, D4 se obtiene un voltaje constante positivo y negativo en los capacitores C5 y C11 respectivamente, con referencia al tap central (aproximado a $\pm 24V$). De donde se toman estos niveles para regularlos a ± 15 Volts C.D. a través de los integrados - - CI-1 (7815) y CI-2 (7315).

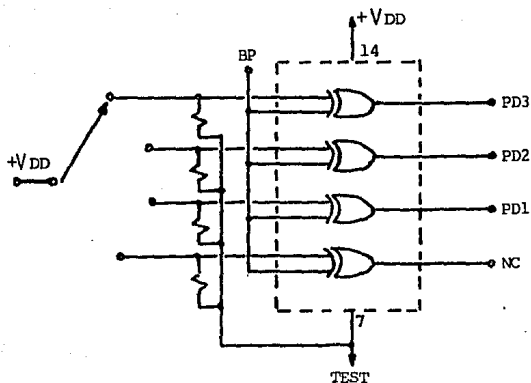
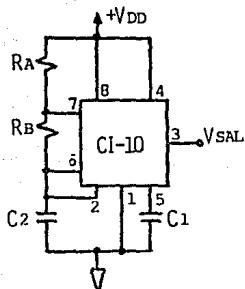
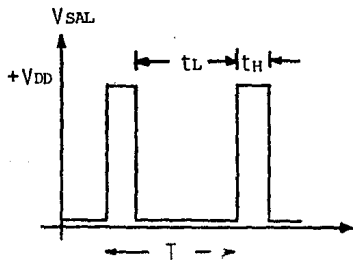


FIGURA 2.10 CIRCUITO DE SELECCION PARA EL PUNTO DECIMAL.



(a)



(b)

FIGURA 2.11 (a) CONFIGURACION DE UN OSCILADOR TÍPICO OPERADO EN FORMA ASTABLE. (b) SEÑAL DE SALIDA.

La salida del CI-1 se empleó directamente en el amplificador de transconductancia por el manejo de niveles de corriente considerable. Estas variaciones producen a su vez ruido indeseable en las subsecuentes etapas, por lo que se requirió de un filtro paso bajas para desacoplar de un nivel de tensión " A ", a otro " B ", con el empleo de un solo integrado regulador de voltaje. El filtro paso bajas lo constituye el inductor B1 (1.0 mH) y C9 (1000 μ F).

La alimentación a cada integrado está desacoplada por medio de capacitores, observándose las técnicas para disminuir el ruido.

La función que desempeñan los capacitores C1, C2, C3 y C4 es proteger al semiconductor, de transitorios provenientes de la línea. La impedancia que presenten a componentes de alta frecuencia, debe ser muy baja, por lo que se seleccionaron de 0.001 μ F, 500V cerámicos.

El uso de D5, es para prevenir picos inversos de voltaje provocados por la inductancia B1. Los capacitores C5 y C6 de 0.22 μ F, son con el objeto de suprimir ruido, antes de la entrada a los reguladores de tensión.

El integrado CI-1, se ubicó sobre un disipador anodizado para mejorar la radiación calorífica. El encapsulado es del tipo TO-3, con capacidad de manejar corriente de salida de 1.0 A. En cambio, el integrado CI-2 es de encapsulado TO-220 y va colocado directamente sobre la tarjeta de circuito impreso.

2.8 Oscilador.

Para obtener la constante de tiempo del transductor, se utiliza un generador de onda cuadrada como se verá en el Capítulo III. Este generador está compuesto por el circuito integrado NE 555 operan

do en modo estable, con una red RC que puede seleccionarse a modo de obtener diferentes frecuencias. La figura 2.11 (a) muestra la configuración del circuito para operación estable y la figura 2.11 (b), la forma de onda de salida.

La conexión de la salida del disparador (terminal 2) a la entrada de umbral (terminal 6), origina que el NE 555 se autodispare. El capacitor C_2 se carga a través de las resistencias R_A y R_B , descargándose únicamente a través de R_B .

Los tiempos t_H y t_L se obtienen mediante:

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B) C_2 \quad (2-25)$$

$$t_L = 0.693 (R_A) C_2 \quad (2-26)$$

El período de la señal es:

$$\begin{aligned} T &= t_H + t_L \\ &= 0.693 (R_A + 2R_B) C_2 \end{aligned} \quad (2-27)$$

y su frecuencia es:

$$f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C_2} \quad (2-28)$$

Para este caso, se escogieron tres frecuencias diferentes de acuerdo a las aplicaciones que tendrá el anemómetro en cuestión, teniéndose:

FRECUENCIA	R_A	R_B	C_2
$F_1 = 606.015$ Hz	1.8 K	82 K	0.015 μ F
$F_2 = 1250.0$ Hz	1.2 K	39 K	0.015 μ F
$F_3 = 5714.29$ Hz	0.47 K	8.2 K	0.015 μ F

Estas frecuencias servirán de base para la obtención de la constante de tiempo del transductor como se indica en el Capítulo siguiente.

CAPITULO III AJUSTES Y PRUEBAS

Este capítulo está dedicado a los ajustes que tienen como finalidad acoplar todas las etapas del anemómetro para un buen funcionamiento y a pesar de que se realizan una sola vez, es importante mencionarlos ya que representan una guía para el caso en que se requiera una nueva calibración. Otro punto de importancia es el manejo del instrumento, en el que se recomienda una secuencia tanto para el encendido como para el apagado del equipo, a fin de evitar daños a los transductores, por último, se explica el procedimiento de las pruebas que se pueden efectuar con este equipo de medición.

3.1 AJUSTES.

La secuencia de ajustes que a continuación se presenta es la recomendada en caso de que sea necesario una recalibración. El propósito de estos ajustes es el de compensar el error intrínseco que presentan los circuitos integrados, y que están originados por la diferencia existente entre los componentes internos del mismo.

a) VOLTMETRO DIGITAL.

Este ajuste está relacionado directamente con las lecturas de escala completa que se obtengan en el módulo de despliegue, puesto que el máximo valor que se obtiene es 1999, se debe tener especial atención en que el voltaje análogo de entrada al 7106 (CI-7 en el Diagrama General) no rebase el valor antes mencionado. Para evitar esto, se tiene la restricción de que el voltaje de entrada sea dos veces mayor que el voltaje de referencia. Si se considera que la escala es 200.0 mV, el voltaje de referencia será 100.0 mV, ésta se obtiene mediante el potenciómetro P6 (en el Diagrama General) y se verifica en las terminales 35 y 36 del 7106.

b) GANANCIA UNITARIA.

En este caso como en los subsecuentes, el ajuste está relacionado con la compensación en voltaje (offset), aquí se utiliza el más conocido, en el

que se aprovechan las entradas que para éste propósito provee el fabricante. El amplificador que se usa en esta etapa es el 747 (CI-5 en el Diagrama General), que es doble, por lo que se recomienda compensar en voltaje primero al amplificador "B". Se deberán aterrizar las terminales 6 y 7 que corresponden a las entradas positiva y negativa respectivamente, y a través del potenciómetro P5, que se encuentra conectado a las terminales 5 y 8 correspondientes a la compensación en voltaje, se logra corregir el error que se tenga en la salida del amplificador, terminal 10. El procedimiento anterior es aplicable para el amplificador "A".

c) AMPLIFICADOR DE DIFERENCIAS.

El procedimiento aquí utilizado es el mismo de la etapa anterior, pero se deberá tener en cuenta la posición que guardan las terminales de interés en este integrado, que es el 741 (CI-4 en el Diagrama General); y el potenciómetro es el P2.

d) AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUCTANCIA.

Para este caso, el operacional que se utiliza en esta etapa a pesar de que presenta las terminales para compensación en voltaje, estas no se utilizan, ya que para este caso en particular no se pretende llevar el voltaje de salida a cero, sino que, debido a la interconexión que presenta este circuito se requiere un voltaje significativo a la salida del operacional para llevar a conducción al transistor Q1. Esto se logra colocando un voltaje positivo en la terminal 3, que corresponde a la entrada positiva del amplificador 101 (CI-3 ver Diagrama General), a través del cursor del potenciómetro P1 el cual tiene sus dos terminales restantes conectadas a un voltaje de fuente (+V y -V). Con esto se consigue que el voltaje a la salida del operacional sea positivo.

e) NIVEL DEL OSCILADOR.

Este ajuste es muy simple ya que sólo se utiliza un potenciómetro P7 como un divisor de voltaje para controlar el nivel de salida del integrado 555 (CI-10 ver Diagrama General).

3.2 DESCRIPCION FUNCIONAL.

La intención en este apartado es familiarizar al usuario con el dispositivo de medición, para la aplicación que se le dará en el inciso 3.3, así como el de prevenir daños al mismo. Lo anterior se llevará a cabo a través de la descripción funcional de cada una de las perillas, interruptores y terminales de monitoreo que se encuentran en la cara frontal del dispositivo, ver figura 3.1.

Interruptor S1. La función de este interruptor es el encendido/apagado del dispositivo, ya que el mismo cuenta con dos fuentes de alimentación, una para la etapa analógica y otra para la digital, este interruptor activa las dos al mismo tiempo y se indica el estado a través de L1.

Perilla S 2. Esta perilla marcada como "MODO" tiene el propósito de colocar al dispositivo en los tres diferentes estados, que son: "R" reposo, "B" balance y "O" operación.

Perillas S3 y S4. Con estas perillas marcadas como "DECADAS OHMS" se controla el brazo activo del puente de Wheatstone. La S3 tiene un recorrido a pasos de 0 a 9 ohms y la S4 de 0 a 0.9 ohms, estas perillas se encuentran interconectadas, lo que da un valor de 9.9 ohms en total.

Interruptor S5. Este interruptor de dos posiciones que es operado junto con la perilla de "MODO", sirve para efectuar mediciones de "BALANCE" en el puente y "OPERACION" en el anemómetro.

Perilla S6. Con esta perilla marcada como "ESCALA VOLTS" es posible seleccionar las tres escalas que están disponibles para el módulo de despliegue.

Perilla S7. La perilla marcada como "OSCILADOR" tiene la función de encendido/apagado del oscilador. Indicándose el estado con L2.

Perilla S8. Esta perilla marcada como "FRECUENCIA" sirve para seleccionar las tres frecuencias con que cuenta el oscilador, esto siempre y cuando la perilla S7 esté en la posición de encendido.

Terminal J1. Esta terminal marcada como "TRANSDUCTOR", es un conector BNC hembra en el que se conecta el cable coaxial que viene del transductor.

Terminal J2. Esta terminal marcada como "SALIDA ANEMOMETRO" es un punto que sirve para interconectar con el amplificador, o bien, para verificar en forma externa el comportamiento del anemómetro.

Terminales J3 y J4. Estas terminales son la entrada/salida correspondientemente del Amplificador de Ganancia Variable (AMPGANVAR). La J3 generalmente se encuentra interconectada con la J2 por medio de un conector que se ha denominado K2. La J4 es un punto de monitoreo disponible para verificación externa del dispositivo.

Terminal J5. Esta terminal marcada como "TIERRA" es la referencia cuando se interconectan equipos externos de medición.

3.3 PRUEBAS.

Aquí se describe la secuencia de operación que se debe tener en cuenta para evitar daños a los transductores, así como el procedimiento para el manejo del equipo de medición en las diferentes pruebas que en esta sección se tratan.

El encendido del equipo se deberá efectuar una vez que se haya revisado la posición de las siguientes perillas e interruptores (ver figura 3.1).

- 1) La perilla del oscilador (S7) deberá indicar apagado (AP).
- 2) Las perillas de décadas de resistencias (S3 y S4) deberán estar en cero ohms.
- 3) La perilla de modo de operación (S2) deberá indicar reposo (R).
- 4) La perilla de escala (S6) deberá indicar 0.2 V.
- 5) El interruptor (S5) deberá estar en la posición de "BALANCE".
- 6) El conector K2 deberá interconectar las terminales (J2 y J3).

Una vez verificado lo anterior se procede a poner el interruptor S1 en la posición de "ENCENDIDO".

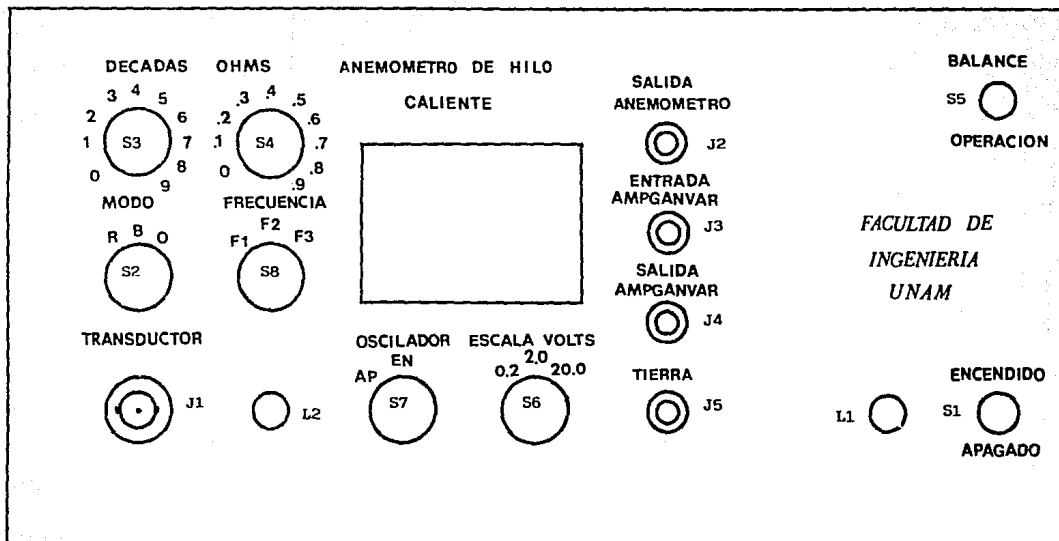


FIGURA 3.1 VISTA FRONTAL DEL ANEMOMETRO UBICACION DE PERILLAS.

a) RESISTENCIA DE OPERACION.

Después de que el equipo se encendió se deja aproximadamente 15 minutos en esta condición para asegurar que se estabilice, el siguiente paso es conectar el cable coaxial junto con el soporte del transductor y el corto-circuitador en la terminal etiquetada "TRANSDUCTOR" (J1). A continuación la perilla de modo de operación (S2) se cambia a la posición de balance (B) y las perillas de décadas de ohms (S3 y S4) se mueven hasta obtener en el módulo de despliegue de cristal líquido un voltaje positivo cercano a cero, se anota la lectura de las décadas y la perilla de modo de operación se cambia a reposo (R).

Ahora se intercambia el transductor por el corto-circuitador, nuevamente la perilla de modo de operación se cambia a la posición de balance (B) y las décadas se mueven hasta obtener una lectura en el módulo de despliegue cercana a cero. El valor resistivo marcado en las perillas de décadas es el total del conjunto transductor-soporte-cable.

La resistencia en frío del transductor es la diferencia entre el valor total (transductor-soporte-cable), menos el valor de los soportes del transductor, que para cada caso es diferente, menos la resistencia del cable.

La resistencia del transductor en operación se puede calcular mediante la ecuación (1-2), el valor así obtenido para una temperatura máxima de operación T_h y una temperatura de fluido T_a dadas es el que se fija en las décadas, de esta forma se asegura que el transductor estará operando con un factor de seguridad que impedirá su daño.

b) CONSTANTE DE TIEMPO.

Para efectuar esta prueba se requiere de una onda cuadrada, la que se aplica al transductor con el propósito de simular un cambio brusco en la velocidad del fluido. La constante de tiempo del transductor es útil para conocer la respuesta en frecuencia del anemómetro. Una vez conocida esta respuesta es posible establecer la respuesta del anemómetro a señales periódicas complejas, transitorias y aleatorias (17).

La señal cuadrada se obtiene de un generador que se encuentra en el mismo equipo de medición. Este generador tiene capacidad de proporcionar tres diferentes frecuencias con la finalidad de conocer la frecuencia máxima en la que puede operar el transductor con el anemómetro.

Antes de aplicar la señal cuadrada se debe verificar que las perillas de la década de resistencias (S3 y S5) marquen el valor Rh, una vez hecho esto, la perilla de modo de operación (S20) se coloca en operación (0), - lo mismo que el interruptor S5 y por último la perilla del oscilador (S7) se pasa a encendido ("EN"), estableciendo con anterioridad la frecuencia de operación por medio de la perilla de frecuencia (S8). Esto da como resultado una forma de onda parecida a la mostrada en la figura 3.2.

De esta forma de onda se obtiene la constante de tiempo " τ " en el punto en el cual el nivel de voltaje H ha descendido un 67% (17). Una vez obtenida " τ ", se puede determinar la frecuencia máxima a la que puede operar el anemómetro dentro de 3 dB (17), según la siguiente ecuación:

$$3 \text{ dB} = 20 \log \left(\left(2 \pi f \tau \right)^2 + 1 \right)^{1/2}$$

Cuando la respuesta del anemómetro presenta oscilaciones, es un indicativo de que no tiene capacidad para detectar correctamente las frecuencias para las cuales presenta este problema. En la figura 3.3 se muestran dos tipos de oscilaciones, la primera (a) es causada por un desbalance en el puente y la segunda (b) por un inadecuado ancho de banda del anemómetro.

c) CURVA DE CALIBRACION.

Para determinar en forma experimental la curva de calibración de un transductor, es necesario efectuar pruebas comparativas con un instrumento que sirva de referencia o patrón. Los dos transductores se colocan en un flujo uniforme con velocidad constante, luego se grafica el voltaje de CD leído en el voltmetro y la velocidad leída en el equipo patrón. La curva de calibración obtenida es válida precisamente para las condiciones en las que fue efectuada la prueba y el grado de sobrecalentamiento que se utilizó para operar al transductor. La perilla de escala (S6) debe estar en 20 V y el interruptor S5 en la posición de OPERACION.

En la figura 3.4 se muestra una curva de calibración, con la cual ya se

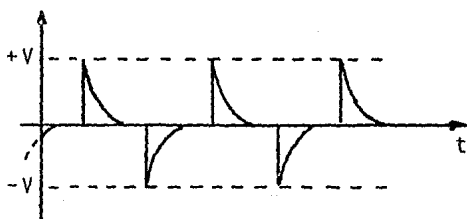
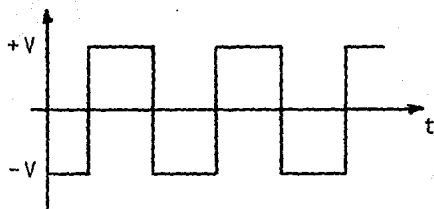
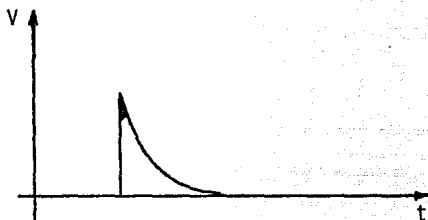
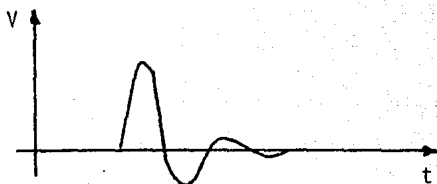


FIGURA 3.2 RESPUESTA DEL ANEMOMETRO A UNA FUNCION PERIODICA CUADRADA.



(a)



(b)

FIGURA 3.3 RESPUESTA DEL ANEMOMETRO.**a) OCASIONADO POR UN DESBALANCE EN EL PUENTE.****b) INADECUADO ANCHO DE BANDA DEL ANEMOMETRO.**

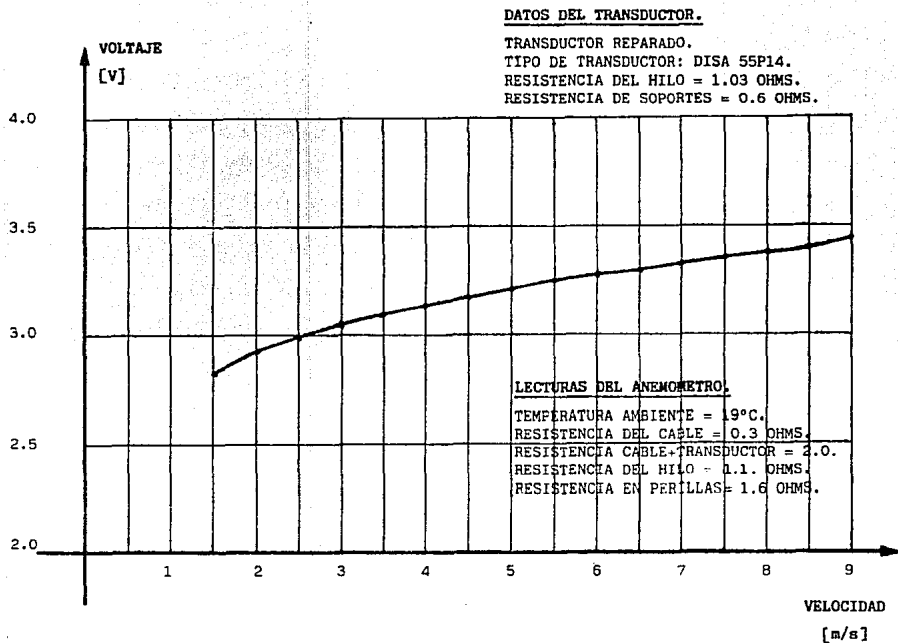


FIGURA 3.4 CURVA DE CALIBRACION
 RANGO DE 0-9 m/s.

puede hacer cualquier medición en el medio para el que se determinó.

Cuando no se utiliza el anemómetro en periodos más o menos largos de tiempo (8 hrs.), es recomendable que se apague el mismo bajo cierta secuencia, con el mismo propósito del encendido, que es de evitar daños a los transductores.

- a) La perilla de modo de operación S2 deberá estar en REPOSO (R).
- b) Las perillas de décadas de resistencias S3 y S4 en cero ohms.
- c) La perilla de escala S6 en 0.2 V.
- d) El conector K2 fuera de su posición.
- e) El interruptor S5 en la posición de BALANCE.
- f) El interruptor S1 en la posición de APAGADO.

Una vez efectuado este procedimiento el anemómetro está listo para guardarse.

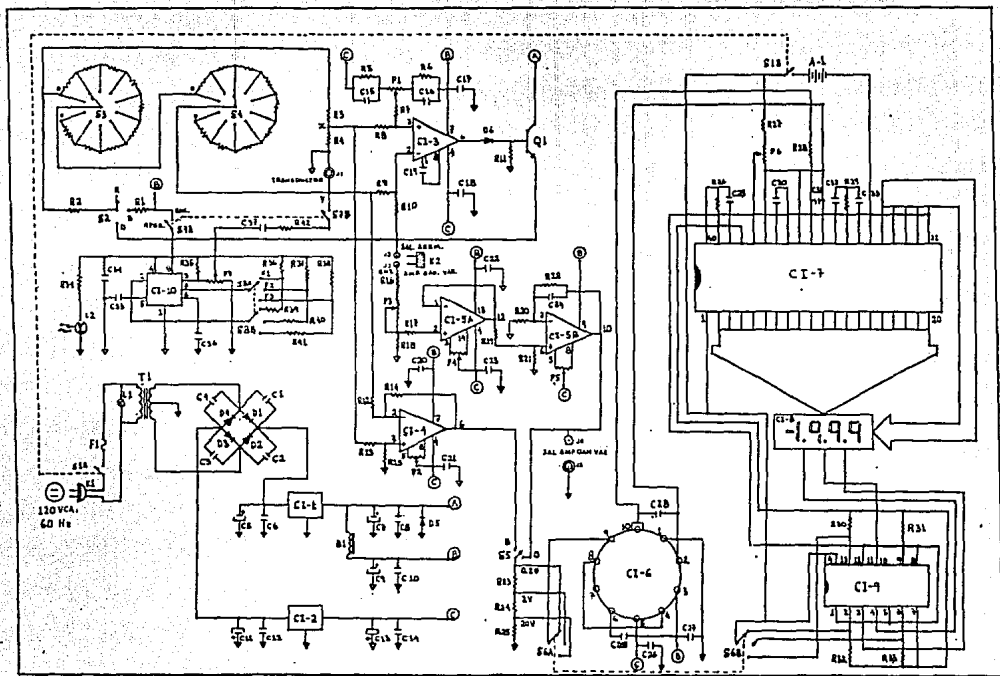


FIGURA 3.5 DIAGRAMA GENERAL ANEMOMETRO DE HILO CALIENTE.

CONCLUSIONES

Al inicio del presente trabajo, se habían fijado varios objetivos a ser alcanzados, entre los que podemos enumerar:

- 1.- Un equipo confiable, de fácil manejo y transportación.
- 2.- Diseño sencillo y con componentes de fácil adquisición en el mercado nacional.
- 3.- Lecturas que pudiesen ser directamente tomadas en un display numérico.
- 4.- Linealización de la respuesta del sistema como una función inherente del mismo.
- 5.- Acceso fácil al sistema con tarjetas electrónicas modulares para facilitar labores de mantenimiento, limpieza y ajuste.
- 6.- La similitud o desviaciones de las mediciones realizadas, fuesen lo suficientemente confiable. Tomando en base el instrumento de anemometría "DISA" del laboratorio de fluidos de la Facultad de Ingeniería, UNAM.

Dentro de los objetivos señalados varios fueron satisfechos plenamente como lo es el objetivo No. 2, 3 y 4. En cuanto a los restantes, el sistema podría mejorarse a través de las siguientes acciones:

- Selección de llaves selectoras de muy baja resistencia OHMICA de contacto.
- Resistencias de precisión con tolerancias menor o igual 1% a ser usadas en la etapa del puente de Wheatstone.
- Rediseñar tarjetas electrónicas para mejorar distribución de componentes, así como el uso de más conectores para hacer más flexible su manejo para mantenimiento y servicio.
- Rediseñar gabinete para hacerlo de más fácil manejo.
- Mejorar el atenuador.
- Para mediciones de turbulencia, poder despreocupar la componente de C.D. para únicamente efectuar mediciones de C.A. y obtener los valores promedios de dichas variaciones.

Como puede observarse, las medidas para el mejoramiento del sistema son relativamente sencillas, además se requiere de un buen presupuesto para abocarse a la tarea de obtener las componentes necesarias.

Con estas mejoras enunciadas, se logrará aumentar la confiabilidad, ya que aún con las deficiencias indicadas los resultados de las pruebas fueron satisfactorias.

Mas los objetivos primordiales como fue el diseño y construcción de un equipo de Anemometría con respuesta muy similar a los equipos profesionales fueron satisfechos en un 75% con el desarrollo de este prototipo, el cual se espera sea tomado como base para mejorarlo.

APENDICE A.
TRANSFERENCIA DE CALOR.

El punto de partida para obtener la relación que existe entre la velocidad de un fluido y la temperatura de un hilo transductor expuesto al mismo, es el fenómeno de transferencia de calor.

El hilo que generalmente mide de 1 a 3 mm. de longitud se calienta haciendo circular una corriente eléctrica a través de él, el fluido que circula a su alrededor tiende a enfriarlo, lo que provoca una disminución en la resistencia eléctrica del hilo, esta variación es la base para cuantificar el cambio de velocidad en el fluido.

En la sección 1.2 se mencionan los principales mecanismos de transferencia de calor, de los cuales el de Convección Forzada es el que tiene una mayor contribución. Es por esto que a continuación se da un procedimiento para encontrar una ecuación que incluya todos los parámetros involucrados, para representar el calor transferido por convección forzada.

En primer lugar se tiene la temperatura "T" a la que se calienta el hilo - sumergido en un fluido de temperatura "Tf" y velocidad "U" perpendicular - al hilo, bajo estas condiciones es posible expresar la convección forzada a través del número de Nusselt como:

$$Nu = \frac{h d}{K} \quad (A-1)$$

donde:

- h.- Coeficiente de convección del fluido.
- d.- Diámetro del hilo.
- k.- Conductividad térmica del fluido.

La velocidad "U" del fluido y las dimensiones del hilo se toman en cuenta mediante el número de Reynolds:

$$Re = \frac{\rho U d}{\mu} \quad (A-2)$$

donde:

ρ .- Densidad del fluido.

U.- Velocidad del fluido.

μ .- Coeficiente de viscosidad del fluido.

mientras que las propiedades del fluido se expresan a través del número de Prandtl:

$$Pr = \frac{C \mu}{h} \quad (A-3)$$

donde C = calor específico del fluido.

De las ecuaciones anteriores es posible relacionar los diferentes parámetros y propiedades tanto del fluido como del hilo transductor, para obtener una ecuación que representa la transferencia de calor mediante la convección forzada. Los números de Reynolds y Prandtl varían en proporción a la velocidad del fluido, y el número de Nusselt es, en sí la convección forzada.

Como la transferencia de calor depende de la velocidad del fluido, el número de Nusselt puede representarse como:

$$Nu = f (Re, Pr, T/T_f) \quad (A-4)$$

La ecuación A-4 representa la relación que existe entre la convección forzada y la velocidad del fluido.

Para conocer las constantes que relacionan estas variables, se han desarrollado varios procedimientos; unos de carácter empírico como el de Kramer, el de Collis y Williams, y el de Van Der Hegge Zijnen; y otros de carácter semiempírico como el de King y el de Boussinesq.

De acuerdo al procedimiento de carácter empírico, se han logrado hacer correlaciones experimentales, válidas en ciertos rangos de los parámetros adimensionales, por ejemplo el de Van Der Hegge Zijnen el cual establece

que:

$$Nu = 0.42 Pr^{0.2} + (0.57 Pr^{0.33} Re^{0.5})$$

Esta última ecuación es la representación de la ecuación A-4 limitada a:

$$0.71 < Pr < 1000 \quad \text{y} \quad 0.01 < Re < 1000$$

O el de Collis y Williams, que representan a la ecuación A-4 como:

$$Nu = (T_m/T_f)^{-0.17} = A + (B Re^n)$$

de acuerdo a la siguiente tabla:

	0.02 < Re < 44	44 < Re < 140
n	0.45	0.51
A	0.24	0.0
B	0.56	0.48

Y siendo T_m la temperatura para la cual se tomaron las propiedades del fluido. Esta temperatura se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$T_m = (T + T_f)/2$$

En general se han efectuado más pruebas sistemáticas para determinar el efecto del número de Reynolds que para el número de Prandtl. Una de las recopilaciones más completas en este sentido es la de Laurence y Sandborn (4). Según Brandsaw(4) entre las correlaciones más precisas se encuentra la de Collis y Williams.

El procedimiento de carácter semiempírico desarrollado por King (4), establece que la ecuación (A-4) puede expresarse como:

$$Nu = A + (B Re^{1/2})$$

fórmula conocida actualmente como ley de King.. Esta ecuación no es de suficiente aproximación una vez determinados los valores de A y B, debido fundamentalmente al exponente de Re y solamente tiene interés histórico por ser la primera fórmula semiempírica obtenida con éxito hasta la fecha.

Por lo expuesto anteriormente, los criterios y procedimientos desarrollados en torno a la ecuación (A-4) son de diferente aproximación, por lo cual, actualmente no se emplean directamente las leyes y correlaciones universales de la transferencia de calor, sino que se efectúa una calibración para cada hilo transductor en particular, y se utilizan las correlaciones descritas anteriormente sólo para comprobar los resultados obtenidos en la calibración o para un análisis teórico del comportamiento del anemómetro.

APENDICE B
LISTA DE PARTES

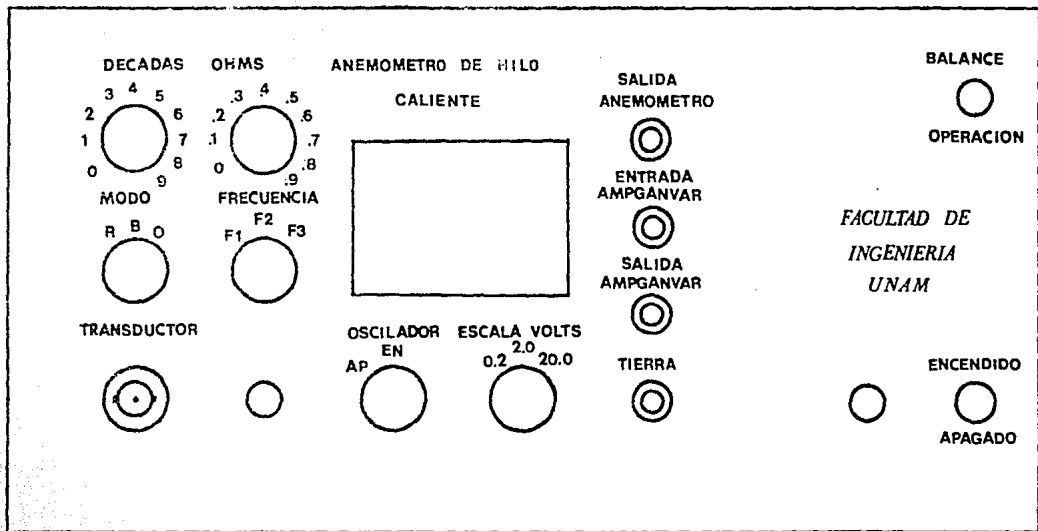


FIGURA B.1 VISTA FRONTAL DEL ANEMOMETRO.

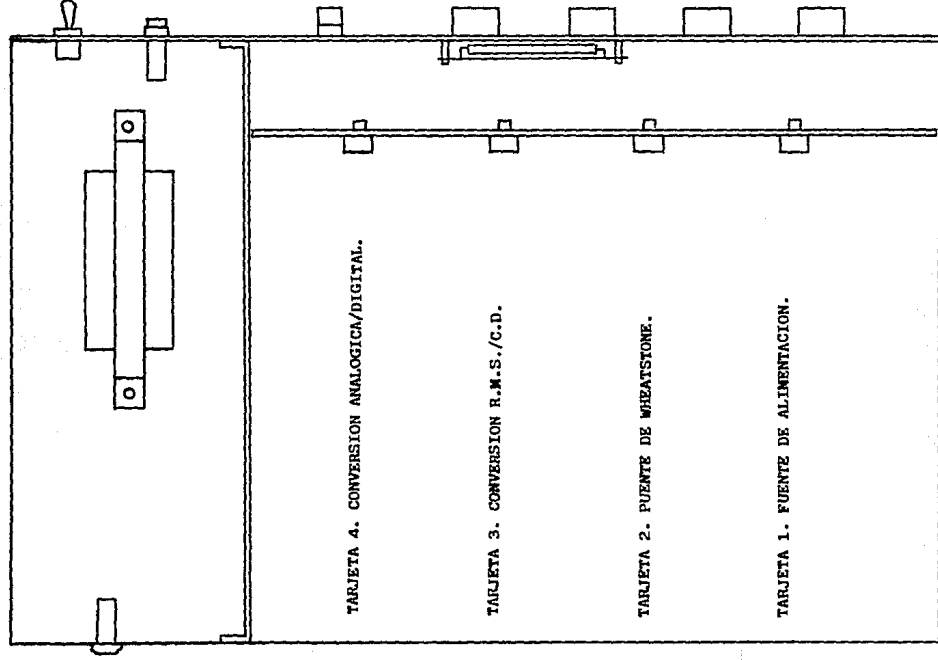


FIGURA B.2 ANEMOMETRO VISTA DE PLANTA UBICACION DE TARJETAS.

TIERRA
SALIDA (A)
+ 15 VCD
ENTRADA VCA
ENTRADA VCA
N. C.
SALIDA (B)
- 15 VCD
N. C.
SALIDA (C)
+ 15 VCD
N. C.
N. C.
N. C.
TIERRA

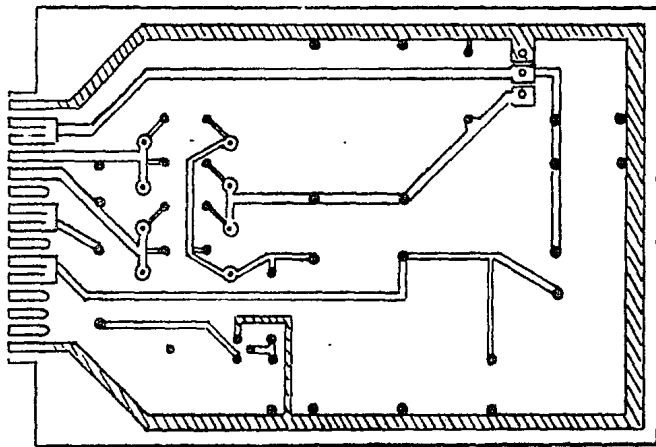
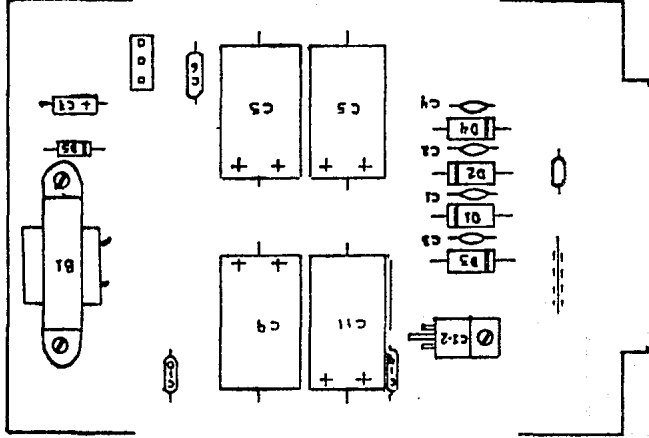


FIGURA B.3 TARJETA 1 FUENTE DE ALIMENTACION
CIRCUITO IMPRESO.

FIGURA B.4 TARJETA 1 FUENTE DE ALIMENTACION.
LADO COMPONENTES.



TIERRA
N. C.
+ 15 VOLTS
SALANEM
- 15 VOLTS
OSG:ENC/APG

AL SELECTOR
DE FRECUENCIAS
F1, F2 Y F3.

N. C.
TIERRA

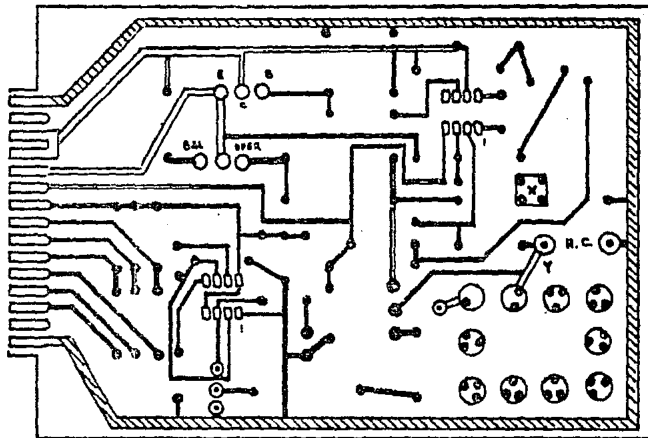
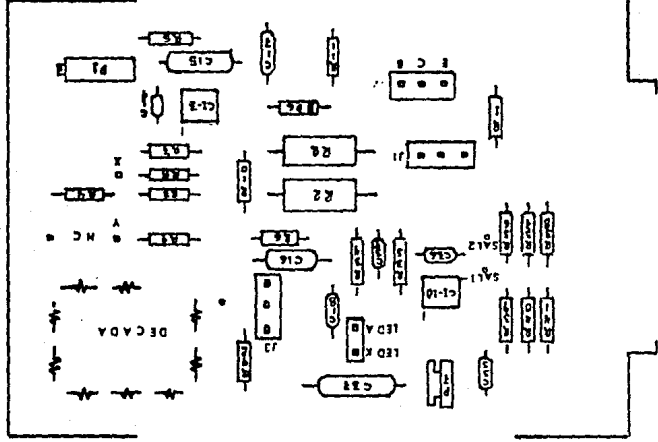


FIGURA B.5 TARJETA 2 PUENTE DE WHEATSTONE
CIRCUITO IMPRESO.

FIGURA B.6 TARJETA 2. PUENTE DE WHEATSTONE.
LADO COMPONENTES.



TIERRA
 N. C.
 + 15 VOLTS
 ENT. ANEM.
 - 15 VOLTS
 TIERRA
 DEL PTE X
 DEL PTE Y
 SALCONVACDC
 + 9 VOLTS
 DP 3
 DELA 37 (7106)
 DP 2
 DP 1
 DELA 21 (7106)

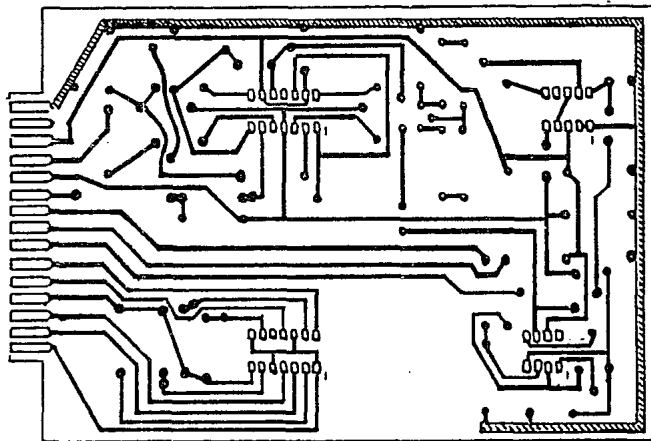
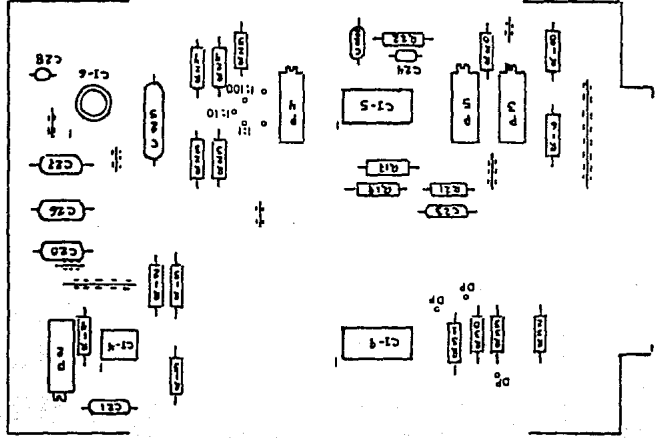
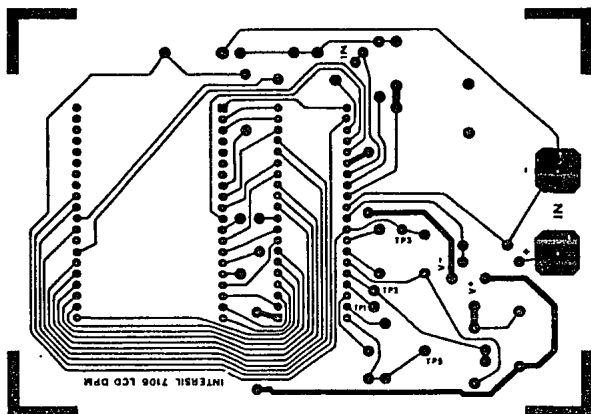


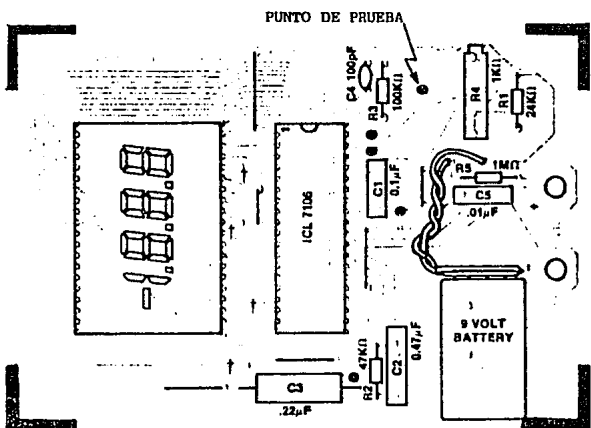
FIGURA B.7 TARJETA 3. CONVERSION R.M.S./C.D.
 CIRCUITO IMPRESO.

FIGURA B.8 TARJETA 3. CONVERSION R.M.S./C.D.
LADO COMPONENTES.





a)



b)

FIGURA B.9 TARJETA 4. CONVERSION ANALOGICA/DIGITAL.

a) CIRCUITO IMPRESO b) LADO COMPONENTES.

LISTA DE PARTES

No. DE PARTE	FUNCION	DESCRIPCION
K1.....	Clavija tomacorriente.
K2.....	Conector de doble banana.
S1.....	Enc./Apag. del Anem.	Interruptor de palanca de 2P y 2T.
S2.....	Modo de operación RBO	Llave giratoria de 1P y 3T.
S3.....	Selector de resistencias 0-9 ohms.
S4.....	Selector de resistencias 0-0.9 ohms.
S5.....	Balanza/Operación.	Interruptor de palanca de 1P y 2T.
S6.....	Escala de volts.	Llave giratoria de 2P y 3T.
S7.....	Enc./Apag. del Oscilador.	Llave giratoria de 2P y 2T.
S8.....	Selector de frecuencias del Oscilador.	Llave giratoria de 2P y 3T.
F1.....	Fusible de 0.25 Amps. y 250 volts.
L1.....	Foco de neón a 127 volts.
L2.....	LED TIL 220 color rojo.
T1.....	Transf. 127/36 VCT a 3 Amps.
B1.....	Bobina con núcleo de hierro de 1.0 mH.
D1, D2, D3, D4....	Diodo rectificador MR 504.
D5.....	Diodo rectificador 1N 4003.
D6.....	Diodo de señal 1N 914.
C1, C2, C3, C4....	Cap. Cerámico de 0.001 mmF.
C5.....	Cap. Electrolítico de 4400 mmF.
C6, C12, C17, C18, C22, C23, C33, C34.	Cap. de poliester metaliz de 0.22 mmF.
C7, C13.....	Cap. Electrolítico de 10 mmF.
C8, C10, C14, C20, C21, C26, C27, C30, C35.....	Cap. de poliester metaliz de 0.1 mmF.
C9, C11.....	Cap. Electrolítico de 2200 mmF.
C15, C16, C25.....	Cap. de poliester metaliz de 0.68 mmF.
C19.....	Cap. Cerámico de 33 pF.
C24.....	Cap. Cerámico de 15 pF.
C28.....	Cap. de tantalio de 2.2 mmF.
C29.....	Cap. Cerámico de 100 pF.
C31.....	Cap. de poliester metaliz de 0.01 mmF.

No. DE PARTE	FUNCION	DESCRIPCION
C32.....	Cap. de poliester metaliz de 0.47 mmF.
C36.....	Cap. de poliester metaliz de 0.015 mmF.
C37.....	Cap. de poliester metaliz de 1 mmF.
CI-1.....	Reg. de voltaje UA 7815.
CI-2.....	Reg. de voltaje Un 7915.
CI-3.....	Amplif. Operacional UA 101 AH.
CI-4.....	Amplif. Operacional UA 741 CN.
CI-5.....	Amplif. Operacional dual UA 747 CN.
CI-6.....	Convert. de RMS verdadero Ad 536 AJH.
CI-7.....	Convert. A/D Intersil 7106.
CI-8.....	Indicador de cristal liquido.
CI-9.....	Compuerta OR EX cuádruple ECG 4030 B.
CI-10.....	Cronizador NE 555.
J1.....	Ent. del transd.	Entrada para cable coaxial del transd.
J2.....	Sal. del anemómetro.	Entrada para conector de banana.
J5.....	Ref. 0 Volts.	Entrada para conector de banana.
J3.....	Ent. al AMPGANVAR.	Entrada para conector de banana.
J4.....	Sal. al AMPGANVAR.	Entrada para conector de banana.
R1.....	Resist. de Pel. de carbón de 2.7 K.
R2.....	Resist. de Pel. de carbón de 11 ohms, 4 W.
R3,R4.....	Resist. de Pel. de carbón de 12 ohms, 1 W.
R5,R6.....	Resist. de Pel. de carbón de 12 K.
R7,R10,R26.....	Resist. de Pel. de carbón de 100 K.
R8,R9.....	Resist. de Pel. de carbón de 100 ohms.
R11.....	Resist. de Pel. de carbón de 10 K.
R12,R13,R14,R15.....	Resist. de Pel. de carbón de 49.9 K,1%.
R16,R18,R19,R20, R25,R34,R35.....	Resist. de Pel. de carbón de 1 K.
R17.....	Resist. de Pel. de carbón de 2.2 K.
R21,R22.....	Resist. de Pel. de carbón de 5.6 K.
R23.....	Resist. de Pel. de carbón de 90 K.
R24.....	Resist. de Pel. de carbón de 9 K.
R27.....	Resist. de Pel. de carbón de 24 K.
R28.....	Resist. de Pel. de carbón de 1 M.

No. DE PARTE	FUNCION	DESCRIPCION
R29.....	Resist. de Pel. de carbón de 47 K.
R30,R31,R32,R33.....	Resist. de Pel. de carbón de 6.8 K.
R36.....	Resist. de Pel. de carbón de 1.8 K.
R37.....	Resist. de Pel. de carbón de 1.2 K.
R38.....	Resist. de Pel. de carbón de 470 ohms.
R39.....	Resist. de Pel. de carbón de 92 K.
R40.....	Resist. de Pel. de carbón de 39 K.
R41.....	Resist. de Pel. de carbón de 8.2 K.
R42.....	Resist. de Pel. de carbón de 22 K.
P1,P2,P3,P4,P5.....	Potenciómetro multivuelta de 10 K.
P6.....	Potenciómetro multivuelta de 1 K.
P7.....	Potenciómetro preset de 10 K.
Q1.....	Transistor TIP 31.
A1.....	Pila alcalina de 9 Volts.

APPENDICE C

INFORMACION DE INTEGRADOS

μ A101A \cdot μ A201A \cdot μ A301A

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

GENERAL DESCRIPTION - The μ A101A, μ A201A and μ A301A are General Purpose monolithic Operational Amplifiers constructed using the Fairchild Planar optical process. These integrated circuits are intended for applications requiring low input offset voltage, or low input offset current. The accuracy of long interval integrators, timers and sample and hold circuits is improved due to the low drift and low bias currents of the μ A101A, μ A201A, or μ A301A. Frequency response may be matched to the individual circuit need with an external capacitor. The absence of "latch-up" coupled with internal short circuit protection make the μ A101A, μ A201A and μ A301A virtually foolproof.

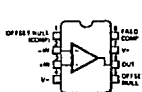
- LOW OFFSET CURRENT AND VOLTAGE
- LOW OFFSET CURRENT DRIFT
- LOW BIAS CURRENT
- SHORT CIRCUIT PROTECTED
- LOW POWER CONSUMPTION

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage		
Military and Instrument (μ A101A and μ A201A)		$\pm 27V$
Commercial (μ A301A)		$\pm 18V$
Internal Power Dissipation (Note 1)		
Metal Can		500mW
DIP		870mW
Flatpak		570mW
Mini DIP		310mW
Differential Input Voltage		$\pm 30V$
Input Voltage (Note 2)		$\pm 18V$
Storage Temperature Range		
Metal Can, DIP, and Flatpak		$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Mini DIP		$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
Operating Temperature Range		
Military (μ A101A)		$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
Instrument (μ A201A)		$-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
Commercial (μ A301A)		$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Pin Temperature (Soldering)		
Metal Can, DIP and Flatpak (60 s)		$300^{\circ}C$
Mini DIP (10 s)		$260^{\circ}C$
Output Short Circuit Duration (Note 3)		Indefinite

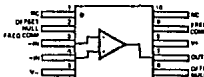
CONNECTION DIAGRAMS

8-PIN MINI DIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE BT
PACKAGE CODE Y



ORDER INFORMATION
TYPE PART NO.
 μ A301A μ A301ATC

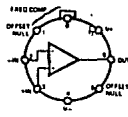
10-PIN FLATPAK
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 3F
PACKAGE CODE F



Available on special request.

ORDER INFORMATION
TYPE PART NO.
 μ A101A μ A101AFM
 μ A201A μ A201AFM

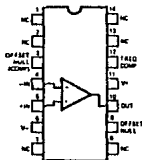
CONNECTION DIAGRAMS
8-PIN METAL CAN
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE SS
PACKAGE CODE H



NOTE: Pin 8 Connected to Case

ORDER INFORMATION
TYPE PART NO.
 μ A101A μ A101AHM
 μ A201A μ A201AHM
 μ A301A μ A301AHM

14-PIN DIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE SA
PACKAGE CODE D



ORDER INFORMATION
TYPE PART NO.
 μ A101A μ A101ADM
 μ A201A μ A201ADM
 μ A301A μ A301ADM

Notes on page 2

μA741

FREQUENCY-COMPENSATED OPERATIONAL AMPLIFIER

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

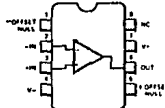
GENERAL DESCRIPTION — The μA741 is a high performance monolithic Operational Amplifier constructed using the Fairchild Planar[®] epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of latch-up tendencies make the μA741 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH-UP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

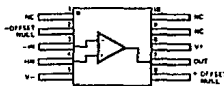
Supply Voltage		±22 V
μA741A, μA741, μA741C		±18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)		500 mW
Metal Can		870 mW
Molded and Hermetic DIP		310 mW
Mini DIP		570 mW
Flatpak		570 mW
Differential Input Voltage		±30 V
Input Voltage (Note 2)		±18 V
Storage Temperature Range		
Metal Can, Hermetic DIP, and Flatpak		-65°C to +150°C
Mini DIP, Molded DIP		-55°C to +125°C
Operating Temperature Range		
Military (μA741A, μA741)		-55°C to +125°C
Commercial (μA741E, μA741C)		0°C to +70°C
Pin Temperature (Soldering)		300°C
Metal Can, Hermetic DIPs, and Flatpak (80 s)		280°C
Molded DIPs (10 s)		Indefinite
Output Short Circuit Duration (Note 3)		Indefinite

8-PIN MINI DIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINES 6T 8T
PACKAGE CODES R T



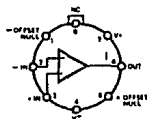
ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA741C	μA741C
μA741C	μA741RC

10-PIN FLATPAK
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 3F
PACKAGE CODE F



ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA741A	μA741AFM
μA741	μA741FM

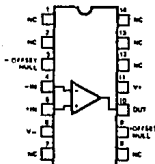
CONNECTION DIAGRAMS
8-PIN METAL CAN
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 8B
PACKAGE CODE H



Note: Pin 4 connected to case

ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA741A	μA741AMM
μA741	μA741MM
μA741E	μA741EMC
μA741C	μA741MC

16-PIN DIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINES 8A, 9A
PACKAGE CODES D F



ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA741A	μA741ADM
μA741	μA741DM
μA741E	μA741DFC
μA741C	μA741DC
μA741C	μA741FC

Refer to following pages.

[®]Planar is a patented Fairchild process.

μA747

DUAL FREQUENCY-COMPENSATED OPERATIONAL AMPLIFIER

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

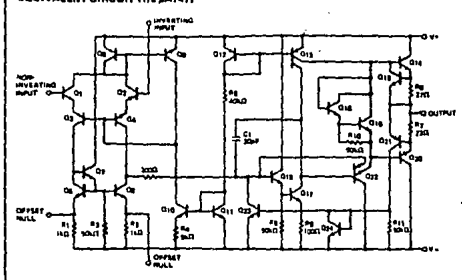
GENERAL DESCRIPTION - The μA747 is a pair of high performance monolithic Operational Amplifiers constructed using the Fairchild Planar* epitaxial process. They are intended for a wide range of analog applications where board space or weight are important. High common mode voltage range and absence of latch-up make the μA747 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. The μA747 is short circuit protected and requires no external components for frequency compensation. The internal 8 dB/octave roll-off insures stability in closed loop applications. For single amplifier performance, see μA741 data sheet.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH-UP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage		
Military (μA747A, μA747, μA747E)		±12 V
Commercial (μA747C)		±18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)		
Metal Can	500 mW	
DIP	670 mW	
Differential Input Voltage		±30 V
Input Voltage (Note 2)		±15 V
Voltage between Offset Null and V-		±0.5 V
Storage Temperature Range		-55°C to +150°C
Operating Temperature Range		
Military (μA747A, μA747)	-55°C to +125°C	
Commercial (μA747E, μA747C)	0°C to 70°C	
Pin Temperature (Soldering 60 s)		300°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)		Indefinite

EQUIVALENT CIRCUIT (1/2 μA747)

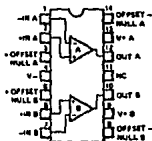


Notes on following pages.

CONNECTION DIAGRAMS

16-PIN DIP (TOP VIEW)

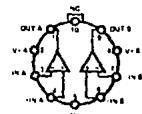
PACKAGE OUTLINE 7A 9A PACKAGE CODE D F



ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA747A	μA747ADM
μA747	μA747DM
μA747E	μA747EDC
μA747C	μA747DC
μA747E	μA747EC
μA747-1	μA747-1DM
μA747-1C	μA747-1DC

10-PIN METAL CAN (TOP VIEW)

PACKAGE OUTLINE 5N PACKAGE CODE H



ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA747A	μA747AHM
μA747	μA747HM
μA747E	μA747EHC
μA747C	μA747HC
μA747-1	μA747-1HM
μA747-1C	μA747-1HC

NOTE:

V+A is internally connected to V+B for μA747A, μA747, μA747E, and μA747C. They are not internally connected for μA747-1 and μA747-1C.

*Planar is a patented Fairchild process.



ESTA TESIS NO DEBE SALIR DE LA BIBLIOTECA

Integrated Circuit True rms-to-dc Converter

AD536A

FEATURES

- True rms-to-dc Conversion
- Laser-Trimmed to High Accuracy
 - 0.2% max Error (AD536AK)
 - 0.5% max Error (AD536AJ)
- Wide Response Capability:
 - Computes rms of ac and dc signals
 - 300kHz Bandwidth: $V_{rms} > 100mV$
 - 2MHz Bandwidth: $V_{rms} > 1V$
 - Signal Crest Factor of 7 for 1% Error
- dB Output with 60dB Range
- Low Power: 1mA Quiescent Current
- Single or Dual Supply Operation
- Monolithic Integrated Circuit
- 65°C to +125°C Operation (AD536AS)
- Low Cost

PRODUCT DESCRIPTION

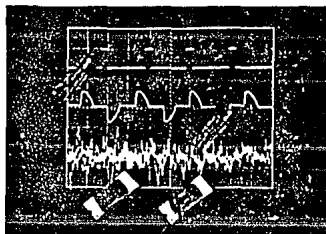
The AD536A is a complete monolithic integrated circuit which performs true rms-to-dc conversion. It offers performance which is comparable or superior to that of hybrid or modular units costing much more. The AD536A directly computes the rms value of any complex input waveform containing ac and dc components. It has a crest factor compensation scheme which allows measurements with 1% error at crest factors up to 7. The wide bandwidth of the device extends the measurement capability to 300kHz with 3dB error for signal levels above 100mV.

An important feature of the AD536A not previously available in rms converters is an auxiliary dB output. The logarithm of the rms output signal is brought out to a separate pin to allow the dB conversion, with a useful dynamic range of 60dB. Using an externally supplied reference current, the 0dB level can be conveniently set by the user to correspond to any input level from 0.1 to 2 volts rms.

The AD536A is laser trimmed at the wafer level for input and output offset, positive and negative waveform symmetry (dc reversal), and full scale accuracy. As a result, no external trims are required to achieve the rated accuracy of the unit.

There is full protection for both inputs and outputs. The input circuitry can take overload voltages well beyond the supply levels. Loss of supply voltage with inputs connected will not cause unit failure. The output is short-circuit protected.

The AD536A is available in two accuracy grades (J, K) for commercial temperature range (0 to +70°C) applications, and one grade (S) rated for the full -55°C to +125°C military range. The AD536AK offers a maximum total error of ±2mV



±0.2% of reading and the AD536AJ and AD536AS have maximum errors of ±3mV ±0.5% of reading. All three versions are available in either a hermetically sealed 14-pin DIP or a 10-pin TO-100 metal can.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD536A computes the true root-mean-square level of a complex ac (or ac plus dc) input signal and gives an equivalent dc output level. The true rms value of a waveform is a more useful quantity than the average rectified value since it relates directly to the power of the signal. The rms value of a statistical signal also relates to its standard deviation.
2. The crest factor of a waveform is the ratio of the peak signal swing to the rms value. The crest factor compensation scheme of the AD536A allows measurement of highly complex signals with wide dynamic range.
3. The only external component required to perform measurements to the fully specified accuracy is the capacitor which sets the averaging period. The value of this capacitor determines the low frequency ac accuracy, ripple level and settling time.
4. The AD536A will operate equally well from split supplies or a single supply with total supply levels from 5 to 36 volts. The one milliamper quiescent supply current makes the device well-suited for a wide variety of remote controllers and battery powered instruments.
5. The AD536A directly replaces the AD536, and provides improved bandwidth and temperature drift specifications.

SPECIFICATIONS (typical @ +25°C and ±15V dc unless otherwise noted)

MODEL	AD114AJ	AD114AK	AD114AS
TRANSFER EQUATION	$V_{OUT} = \sqrt{V_{IN} \cdot C_V}$	*	*
CONVERSION ACCURACY			
Total Error, Internal Trim ¹ (Fig. 1) vs. Temperature, T _{amb} to +70°C +70°C to +125°C	±1mV ±0.5% of Reading, max ±0.1mV ±0.01% Reading/C max	±1mV ±0.5% of Reading, max ±0.01mV ±0.001% of Reading/C max	±0.1mV ±0.001% of Reading/C max ±0.1mV ±0.001% of Reading/C max
vs. Supply Voltage ±6 External Error	±0.1mV ±0.01% Reading/V ±0.01% of Reading	*	*
Total Error, External Trim ¹ (Fig. 1)	±1mV ±0.5% of Reading	±1mV ±0.1% of Reading	*
ERROR vs. GAIN FACTOR²			
Gain Factor = 1 to 2	Specified Accuracy	*	*
Gain Factor = 3	-0.1% of Reading	*	*
Gain Factor = 7	-1% of Reading	*	*
FREQUENCY RESPONSE³			
Bandwidth (see 1% additional error (0.1dB))			
10mV < V _{IN} < 100mV	60Hz	*	*
100mV < V _{IN} < 1V	400Hz	*	*
1V < V _{IN} < 10V	1000Hz	*	*
±1dB Bandwidth			
10mV < V _{IN} < 100mV	50kHz	*	*
100mV < V _{IN} < 1V	100kHz	*	*
1V < V _{IN} < 10V	2MHz	*	*
AVERAGING TIME CONSTANT (Fig. 1)	25ms/√C _V	*	*
INPUT CHARACTERISTICS			
Signal Range, ±15V Supply	±10V Peak	*	*
Signal Range, +1V Supply	±5V Peak	*	*
Safe Input, All Supply Voltages	±25V max	*	*
Input Resistance	16.7kΩ ±1%	*	*
Input Offset Voltage	±2mV max	±1mV max	*
OUTPUT CHARACTERISTICS			
Output Voltage	±15mV max	±1mV max	*
vs. Temperature	±0.1mV/°C	*	±0.2mV/°C max
vs. Supply Voltage	±0.1mV/V	*	±0.2mV/V max
Voltage Swing, ±15V Supplies	0 to +10V min	*	*
±15V Supply	0 to +2V min	*	*
Output Current	(+5mA, -110μA) min	*	*
Short Circuit Current	±10mA	*	*
Resistance	0.1Ω max	*	*
dB OUTPUT (Fig. 1)			
Error, V _{IN} 7mV to 7V rms, DR = 1V rms	70.5dB	±0.5dB	*
Scale Factor	-1mV/√Hz	*	*
Scale Factor TC (Uncompensated, see Fig. 1) for Temperature Compensation	-0.1% Reading/°C (-0.01dB/°C)	*	*
f _{3dB} for DR = 1V rms	20mA (1mA min, 80mA max) ⁴	*	*
f _{3dB} Range	1μA to 100μA	*	*
LOAD TERMINAL			
I _{OUT} Scale Factor	40μA/Volt rms	*	*
I _{OUT} Scale Factor Tolerance	±1%	*	*
Output Resistance	10 ⁴ Ω	*	*
Voltage Compliance	-V _S to +V _S -2.5V	*	*
BUFFER AMPLIFIER			
Input and Output Voltage Range	-V _S to +V _S -2.5V min	*	*
Input Offset Voltage, R _F = 25k	±4mV max	*	*
Input Current	100nA typ, 100nA max	*	*
Input Resistance	10 ⁴ Ω	*	*
Output Current	(5mA, -110μA) min	*	*
Short Circuit Current	±10mA	*	*
Small Signal Bandwidth	1MHz	*	*
Slew Rate ⁵	2V/μs	*	*
POWER SUPPLY			
Voltage, Rated Performance			
Dual Supply	±1.0V to ±15V	*	*
Single Supply	+5V to +18V	*	*
Quiescent Current			
Total V _S 5V to 18V, T _{amb} to T _{max}	3mA max (1mA typ)	*	*
TEMPERATURE RANGE			
Rated Performance	0 to +70°C	*	±15°C to +125°C
Storage	-55°C to +125°C	*	*

¹ Accuracy is specified for 0 to 1V rms, dc or 1kHz sinusoidal input with

the AD114AK measured as in the figure reference(s).

² Error vs. gain factor is specified as an additional error for 1V rms

rectangular pulse input, pulse width = 200ns.

³ Input voltages are expressed as rms rms, and error is percent of reading.

⁴ Fig. 15 is assumed pulsed current.

⁵ Specifications same as AD114AJ.

Specifications subject to change without notice.

Applying the AD536A

STANDARD CONNECTION

The AD536A is simple to connect for the majority of high accuracy rms measurements, requiring only an external capacitor to set the averaging time constant. The standard connection is shown in Figure 1. In this configuration, the AD536A will measure the rms of the ac and dc level present at the input, but will show an error for low frequency inputs as a function of the filter capacitor, C_{AV} , as shown in Figure 5. Thus, if a $4\mu\text{F}$ capacitor is used, the additional average error at 10Hz will be 0.1%, at 3Hz it will be 1%. The accuracy at higher frequencies will be according to specification. If it is desired to reject the dc input, a capacitor is added in series with the input, as shown in Figure 3; the capacitor must be non-polar. If the AD536A is driven with power supplies with a considerable amount of high frequency ripple, it is advisable to bypass both supplies to ground with $0.1\mu\text{F}$ ceramic capacitors as near the device as possible.

The input and output signal ranges are a function of the supply voltages; these ranges are shown in Figure 17. The AD536A can also be used in an unbuffered voltage output mode by disconnecting the input to the buffer. The output then appears unbuffered across the $25k\Omega$ resistor. The buffer amplifier can then be used for other purposes. Further the AD536A can be used in a current output mode by disconnecting the $25k\Omega$ resistor from ground. The output current is available at pin 8 (pin 10 on the "H" package) with a nominal scale of $40\mu\text{A}$ per volt rms input, positive out.

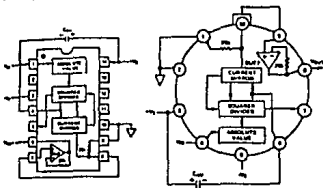


Figure 1. Standard rms Connection

OPTIONAL EXTERNAL TRIMS FOR HIGH ACCURACY

If it is desired to improve the accuracy of the AD536A, the external trims shown in Figure 2 can be added. R_4 is used to trim the offset. Note that the offset trim circuit adds 249Ω in series with the internal $25k\Omega$ resistor. This will cause a 1% increase in scale factor, which is trimmed out by using R_1 as shown.

The trimming procedure is as follows:

1. Ground the input signal, V_{IN} , and adjust R_4 to give zero volts output from pin 6. Alternatively, R_4 can be adjusted to give the correct output with the lowest expected value of V_{IN} .
2. Connect the desired full scale input level to V_{IN} , either dc or a calibrated ac signal (1kHz is the optimum frequency); then trim R_1 to give the correct output from pin 6, i.e., $1,000V$ dc input should give $1,000V$ dc output. Of course, a $21,000V$ peak-to-peak sine wave should give a $0.707V$ dc output. The remaining errors, as given in the specifications, are due to the nonlinearity.

The major advantage of external trimming is to optimize device performance for a reduced signal range; the AD536A is internally trimmed for a 7V rms full scale range.

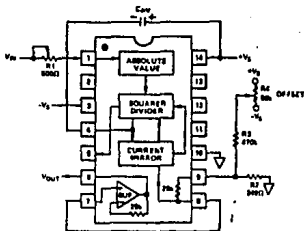


Figure 2. Optional External Gain and Output Offset Trims

SINGLE SUPPLY CONNECTION

The applications in Figures 1 and 2 require the use of approximately symmetrical dual supplies. The AD536A can also be used with only a single positive supply down to +5 volts, as shown in Figure 3. The major limitation of this connection is that only ac signals can be measured since the differential input stage must be biased off ground for proper operation. This biasing is done at pin 10; thus it is critical that no extraneous signals be coupled into this point. Biasing can be accomplished by using a resistive divider between $+V_S$ and ground. The values of the resistors can be increased in the interest of lowered power consumption, since only 3 microamps of current flows into pin 10 (pin 2 on the "H" package). AC input coupling requires only capacitor C_2 as shown; a dc return is not necessary as it is provided internally. C_1 is selected for the proper low frequency break point with the input resistance of $16.7k\Omega$; for a cut-off at 10Hz, C_1 should be $1\mu\text{F}$. The signal ranges in this connection are slightly more restricted than in the dual supply connection. The input and output signal ranges are shown in Figure 17. The load resistor, R_L , is necessary to provide output sink current.

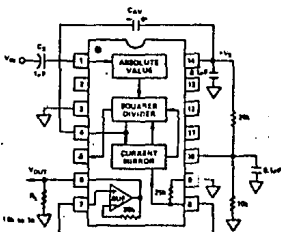


Figure 3. Single Supply Connection

INTERMIL

ICL7106/7107 3 1/2 Digit Single Chip A/D Converter

FEATURES

- Guaranteed zero reading for 0 volts input on all scales.
- True polarity of zero for precise null detection.
- 1 μ A typical input current.
- True differential input and reference.
- Direct display drive - no external components required. — LCD ICL7106
— LED ICL7107
- Low noise - less than 15 μ V p-p.
- On-chip clock and reference.
- Low power dissipation - typically less than 10mW.
- No additional active circuits required.
- Evaluation kit available.

GENERAL DESCRIPTION

The InterMil ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3-1/2 digit A/D converters containing all the necessary active devices on a single CMOS IC. Included are seven-segment decoders, display drivers, reference, and a clock. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a backplane drive; the 7107 will directly drive an instrument-size light emitting diode (LED) display.

The 7106 and 7107 bring together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. High Accuracy: full-scale zero to less than 10 μ V, zero drift of less than 1 μ V/C. Input bias current of 10 pA max., and non-over error of less than one count. The versatility of true differential input and reference is useful in all systems, but gives the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. And finally the true economy of single power supply operation (7106), enabling a high performance panel meter to be built with the addition of only 7 passive components and a display.

ICL7106 with Liquid Crystal Display

ICL7107 with LED Display

ORDERING INFORMATION				PIN CONFIGURATION	
Part	Package	Temp. Range	Order Part #		
7106	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7106CPL		
7108	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7106CPL		
7107	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7107CPL		
7107	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7107CPL		
7106 kit 7107 kit	Evaluation kit contain IC, display, circuit board, passive components and hardware. See page 10.		ICL7106EVAL ICL7107EVAL		

INTERMIL, INC., 10710 N. TANTALU AVE., CUPERTINO, CA 95014
Printed in U.S.A. © 1982, InterMil, Inc., All Rights Reserved.

4008 908-5000 TWX: 910-336-0111
1 of 10

ICL7106/7107 3 1/2 Digit Single Chip A/D Converter Data Acquisition

ICL7106/ICL7107

INTERNATIONAL

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Dissipation (Note 1)	
Ceramic Package	1000mW
Plastic Package	800mW

ICL7106

Supply Voltage (V^+ to V^-)	15V
Analog Input Voltage (either Input (Note 2))	V^- to V^+
Reference Input Voltage (either Input)	V^- to V^+
Clock Input	Test to V^+

Operating Temperature	0°C to $+70^\circ\text{C}$
Storage Temperature	-65°C to $+185^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C

ICL7107

Supply Voltage	V^+	$+5V$
	V^-	$-0V$
Analog Input Voltage (either Input (Note 2))	V^- to V^+	
Reference Input Voltage (either Input)	V^- to V^+	
Clock Input	Gnd to V^+	

Note 1: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.
 Note 2: Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to $\pm 100\mu\text{A}$.

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	$V_{IN} = 0.0V$ Full Scale = 200.0mV	-000.0	2000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	$V_{IN} = V_{REF}$ $V_{REF} = 100mV$	999	999/1000	1000	Digital Reading
Roller Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	$-V_{IN} = +V_{IN} = 200.0mV$	-1	±2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	±2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	$V_{CM} = \pm 1V$, $V_{IN} = 0V$, Full Scale = 200.0mV		80		$\mu\text{V/V}$
Noise (Pk-Pk value not exceeded 95% of time)	$V_{IN} = 0V$ Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current Input	$V_{IN} = 0$		1	10	μA
Zero Reading Drift	$V_{IN} = 0$ $0^\circ < T_A < 70^\circ\text{C}$		0.2	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Scale Factor Temperature Coefficient	$V_{IN} = 100.0mV$ $0^\circ < T_A < 70^\circ\text{C}$ (Ext. Ref. 0ppm/ $^\circ\text{C}$)		1	5	ppm/ $^\circ\text{C}$
Supply Current (Does not include LED current for 7107), V^+ pin	$V_{IN} = 0$		0.8	1.8	mA
V^- supply current 7107 ONLY			0.8	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common (With respect to Pos. Supply)	25k Ω between Common & Pos. Supply		80		ppm/ $^\circ\text{C}$
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage, Pk-Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V^+ to $V^- = 5V$	4	5	6	V
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 10) (Pin 10 only)	$V^+ = 5.0V$ Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
		10	18		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_{clock} = 485\text{Hz}$. 7106 is tested in the circuit of Figure 1. 7107 is tested in the circuit of Figure 2.

Note 4: Refer to "Differential Input" discussion on page 4.

Note 5: Back plane drive is in phase with segment drive for 'off' segment, 180° out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

CD4030M/CD4030C



CD4030M/CD4030C Quad EXCLUSIVE-OR Gate

General Description

The EXCLUSIVE-OR gates are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N-and P-channel enhancement mode transistors. All inputs are protected against static discharge with diodes to V_{DD} and V_{SS} .

- Medium speed operation
- High noise immunity

$t_{PHL} = t_{PLH} = 40\text{ns (typ.)}$
 at $C_L = 15\text{pF}$, 10V supply
 $0.45V_{CC}$ (typ.)

Features

- Wide supply voltage range
- Low power

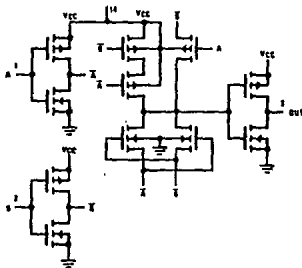
$3.0\text{V to }15\text{V}$
 100nW (typ.)

Applications

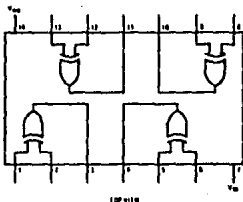
- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics

- Industrial controls
- Remote metering
- Computers

Schematic Diagram



Connection Diagram





**National
Semiconductor**

**Industrial/Automotive/Functional
Blocks/ Telecommunications**

LM555/LM555C timer general description

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

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

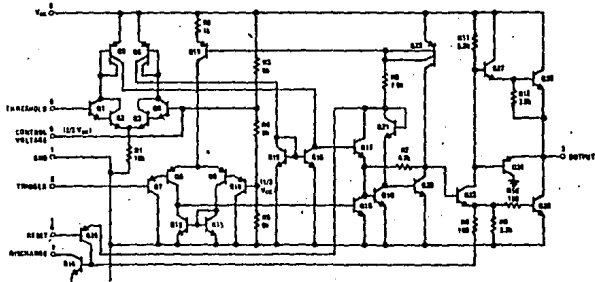
applications

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

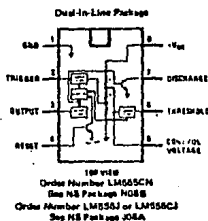
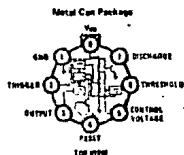
features

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

schematic diagram



connection diagrams





Voltage Regulators

LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of -5V, -5.2V, -6V, -8V, -9V, -12V, -15V, -18V and -24V. These devices need only one external component - a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting, safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

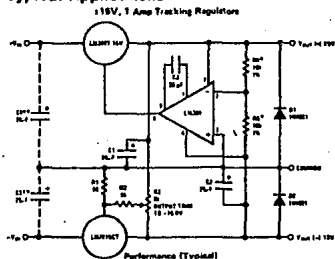
Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset

value with a resistor divider. The low quiescent current drain of these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

Features

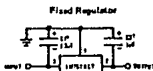
- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% preset output voltage

Typical Applications



	(-18)	(+18)
Load Regulation at $\Delta I_L = 1A$	40 mV	2 mV
Output Ripple, $C_{10} = 3000\mu F$, $I_L = 1A$	100 μ Vrms	100 μ Vrms
Temperature Stability	50 mV	50 mV
Output Noise 10 Hz $\leq f \leq$ 10 kHz	150 μ Vrms	150 μ Vrms

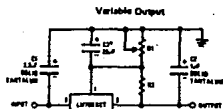
*Resistor tolerance of R4 and R5 determines matching of (+) and (-) outputs
 **Necessary only if raw supply filter capacitors are more than 3" from regulators



*Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum. 25 μ F aluminum electrolytic may be substituted.

†Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum, 25 μ F aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100 μ F, a high current diode from input to output (1N4001, etc) will protect the regulator from momentary input shorts.

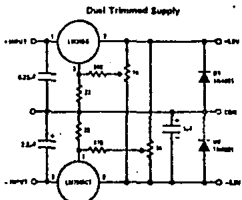


*Improves transient response and ripple rejection. Do not increase beyond 50 μ F.

$$V_{OUT} = V_{SET} \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

Select R2 as follows

LM7906CT	300 Ω
LM7908 2CT	300 Ω
LM7908CT	300 Ω
LM7908CT	470 Ω
LM7908CT	470 Ω
LM7912CT	780 Ω
LM7912CT	1k
LM7918CT	1.2k
LM7924CT	2.5k





Voltage Regulators

LM78XX Series

LM78XX series voltage regulators
general description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipments. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltage and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number

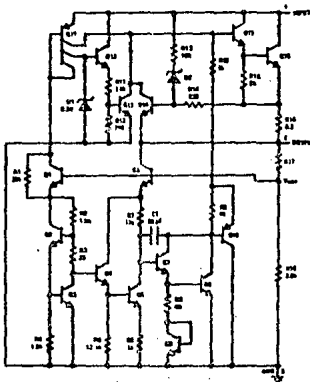
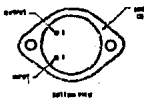
of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

features

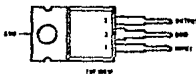
- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

voltage range

LM7805C	5V	LM7812C	12V
LM7806C	6V	LM7815C	15V
LM7808C	8V	LM7818C	18V
LM7810C	10V	LM7824C	24V

schematic and connection diagrams

Metall Can Package
TO-3 (K)
Aluminum


Order Numbers:
 LM7806CR LM7812CR
 LM7808CR LM7815CR
 LM7805CE LM7818CR
 LM7810CR LM7824CR
 See MS Package KC02A

Plastic Package
TO-220 (T)


Order Numbers:
 LM7806CT LM7812CT
 LM7808CT LM7815CT
 LM7805CCT LM7818CT
 LM7810CT LM7824CT
 See MS Package T02B

BIBLIOGRAFIA

1. James A. Miller, "A Simple Linearized Hot-Wire Anemometer", Journal of Fluids Engineering, Diciembre 1976, pp 749-752, E.U.A.
2. P.D. Weidman y F.K. Browand, "Analysis of a Simple Circuit for Constant Temperature Anemometry", Journal of Physics E. Scientific Instruments, 1975 Volumen 8, pp 553-560, E.U.A.
3. D. Olivari y R. Borres, "Theory and Design of a Constant Temperature Linearized Hot Wire Anemometer", von Karman Institute for Fluid Dynamics, memorandum técnico # 24, 1974, Rhode Saint-Genese Bélgica.
4. Cervantes J. "El Anemómetro de Hilo Caliente como Instrumento Básico de Medición en la Mecánica de Fluidos", memorias del II Simposium de Ingeniería Mecánica, Instituto Tecnológico Regional de Mérida, Mérida Yuc. 1977.
5. Virgil A. Sandborn, "Resistance Temperature Transducers", Metrology Press, 1972, Colorado E.U.A.
6. Lew Counts, Chuck Kitchin y Walt Jung, "Low-Cost RMS/DC IC's Upgrade AC Measurements", EDN enero 1982, pp 101-110 E.U.A.
7. J.P. Hollman, "Métodos Experimentales para Ingenieros", Mc Graw-Hill, 1978.
8. Paul R. Gray y Robert G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits", John Wiley and Sons, 1977.
9. Millman-Halkias, "Integrated Electronics", Mc Graw-Hill, 1972.
10. Herbert Taub-Donald Schilling, "Digital Integrated Electronics", Mc. Graw-Hill, 1977.
11. Gene E. Tobey, Jerald G. Grame y Lawrence P. Huelsman, "Operational Amplifiers", Mc Graw-Hill, 1971.
12. Milton Kaufman y Arthur H. Seidman, "Handbook of Electronics Calculations for Engineers and Technicians", Mc Graw-Hill, 1971.
13. David F. Stout, Milton Kaufman, "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design", Mc Graw-Hill, 1976.

14. Eugene Hnatek. "Applications of Linear Integrated Circuits", John Wiley and Sons.
15. Disa "Instruction Manual Disa 55M System With 55M10 Cta Standars Bridge", 1971, Dinamarca.
16. National Physical Laboratory. "Notes on Applied Science No. 33 Turbulence Measurements With Hot Wire Anemometers", 1963, Inglaterra.
17. Cervantes J., "Calibración y Uso del Anemómetro de Hilo Caliente", UNAM, Dime, 1980, México.