

21  
2ej.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN  
AMPLIFICADOR DE PROPOSITO GENERAL

T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO MECANICO  
ELECTRICISTA  
P R E S E N T A :  
MARGARITA BAUTISTA GONZALEZ

DIRECTOR: M.I. LAURO SANTIAGO CRUZ



MEXICO, D. F.

1992

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional  
Autónoma de México



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

## INDICE

	Pgs.
RESUMEN . . . . .	iii
RECONOCIMIENTOS. . . . .	iv
CAPITULO 1. INTRODUCCION . . . . .	1
CAPITULO 2. DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA. . . . .	8
CAPITULO 3. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION DE PROPOSITO GENERAL . . . . .	15
3.1 Amplificadores operacionales. . . . .	17
3.1.1 Características y parámetros de los amplificadores operacionales (amp. ops.) . . . . .	21
3.2 Amplificadores diferenciales y de instrumentación . . . . .	27
3.2.1 Amplificadores diferenciales. . . . .	28
3.2.2 Amplificadores de instrumentación . . . . .	30
3.3 Diseño del amplificador de instrumentación de propósito general (A.I.P.G.). . . . .	36
3.3.1 Amplificadores de instrumentación de ganancia programable. . . . .	38
3.3.2 Amplificador no inversor. . . . .	45
3.3.3 Etapa indicadora del A.I.P.G. . . . .	46
3.3.4 Unidad de control del A.I.P.G.. . . . .	46
CAPITULO 4. ETAPA DE FILTRADO. . . . .	56
4.1 Características Ideales y reales de un filtro . . . . .	57
4.2 Clasificación de filtros. . . . .	60
4.2.1 Aproximaciones de filtros . . . . .	61
4.2.2 Filtros pasivos y activos . . . . .	67
4.3 Filtros de capacitor conmutado. . . . .	68
4.3.1 Filtro pasa-bajas básico. . . . .	70
4.3.2 Integrador de capacitor conmutado . . . . .	72

4.3.3 Filtro de capacitor conmutado MF-10 . . . . .	74
4.4 Diseño de la etapa de filtrado. . . . .	79
4.4.1 Filtro pasa-bajas . . . . .	81
4.4.2 Generación de la señal de conmutación . . . . .	86
4.4.3 Etapa indicadora de la unidad de filtrado . . . . .	88
4.4.4 Unidad de control de la etapa de filtrado . . . . .	90
CAPITULO 5 CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS . . . . .	93
REFERENCIAS . . . . .	96
BIBLIOGRAFIA . . . . .	97
APENDICE A	
APENDICE B	

## RESUMEN

Un transductor eléctrico proporciona información de una variable física en forma de señal eléctrica. Sin embargo, no siempre esta señal tiene el nivel de voltaje adecuado y necesita que se le amplifique. Además, la mayoría de las señales llevan la información útil únicamente en un intervalo del dominio de la frecuencia, por lo que requiere ser filtrada.

El objetivo de este trabajo es el diseño de un acondicionador de señales, el cual cuenta con una etapa amplificadora y una etapa de filtrado. La etapa amplificadora la constituye un amplificador de instrumentación de propósito general y la etapa de filtrado un filtro pasa-bajas de frecuencia de corte variable.

Se definen algunos conceptos y características importantes de los amplificadores operacionales. Se presentan los amplificadores diferenciales y de instrumentación. Se describen las características de los filtros ideales y reales, su clasificación dependiendo a la aproximación utilizada y al tipo de componentes utilizados. Se explica el principio de los filtros de capacitor conmutado.

Se expone el diseño del amplificador de instrumentación de propósito general y del filtro pasa-bajas de frecuencia de corte variable. Se anexa la arquitectura para realizarlo físicamente con base en el amplificador de instrumentación de ganancia programable AD624 y en el filtro de capacitor conmutado MF10.

## RECONOCIMIENTOS

A Lauro Santiago Cruz por haber dirigido este trabajo. Su confianza, entusiasmo y optimismo fueron determinantes para la culminación del presente trabajo.

A los ingenieros Rodolfo Peters y José Luis Rodríguez por sus valiosos comentarios y sugerencias, así como por la ayuda prestada para la realización de este trabajo.

A Edgar Becerril y Donaldo Rojas por su invaluable apoyo.

A mis compañeros de la Coordinación de Instrumentación del I.I. y a todas las personas que de alguna forma contribuyeron en la elaboración de esta tesis.

# 1 INTRODUCCION

Existe un gran número de fenómenos físicos que influyen directa o indirectamente en nuestras vidas. De hecho, el Ser Humano forma parte de un mundo lleno de variables físicas. Como parte de este mundo ha tratado de conocer el comportamiento de las variables y su interdependencia, para poder aprovecharlas de la mejor manera, y de ser posible, controlarlas. Para lograr estos objetivos, lo primero que necesita es obtener información de dichas variables para poder analizarlas.

Desde siempre, el Hombre ha podido percibir información sobre algunos parámetros físicos que se encuentran en su medio ambiente, por medio de cinco sentidos: vista, olfato, tacto, oído y gusto. Sin embargo, los sentidos pueden proporcionar información subjetiva, que varía para cada individuo; además, son incapaces de detectar muchas otras variables (p. ej. flujo magnético, permeabilidad, conductividad, resistividad, etc.). Por lo anterior, se creó la necesidad de poder evaluar

las variables físicas de una forma objetiva, sin depender directamente de los sentidos. De esta necesidad surgió la Instrumentación.

"La instrumentación es el conjunto de todos aquellos dispositivos (químicos, eléctricos, hidráulicos, magnéticos, mecánicos, ópticos, neumáticos, etc.) utilizados para observar, medir, probar, monitorear, alterar, generar, grabar, calibrar, manejar o controlar propiedades físicas, movimientos u otras características" (1).

Dentro de la instrumentación, la medición es imprescindible. El proceso de medición consiste en comparar la propiedad bajo consideración con una unidad patrón o estándar preestablecido para dicha propiedad. El número de veces que el estándar se ajusta a la cantidad en estudio, es lo que mide ésta numéricamente.

En la mayoría de las ocasiones no se pueden efectuar mediciones de parámetros físicos en forma directa, por lo tanto, para poder pasar de un dominio físico a uno observable es necesario contar con un Sistema de Medición.

Un Sistema General de Medición consta de tres etapas: transductora, acondicionadora e indicadora (Figura 1.1).

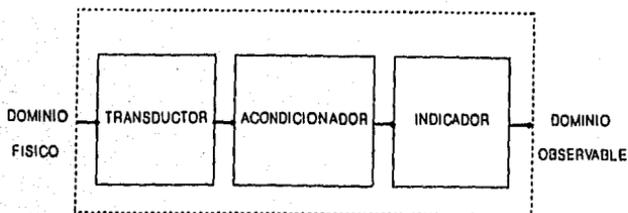


FIGURA 1.1. SISTEMA GENERAL DE MEDICION

El elemento primario de un Sistema de Medición es el transductor o sensor. La definición de dicho elemento primario es:

"Un dispositivo por medio del cual la energía puede fluir de uno o más sistemas o medios de transmisión a otro u otros sistemas o medios de transmisión" (1).

La función que realiza el transductor es la de cambiar de un tipo de energía a otro tipo de energía, este cambio se puede aprovechar para obtener una forma de energía más útil y fácil de cuantificar. Los transductores basan su principio de operación principalmente en medios ópticos, mecánicos, eléctricos y electrónicos. En la Tabla 1.1 (2) se presenta una lista de parámetros clasificados de acuerdo al tipo de señales que se pueden obtener de ellos.

El desarrollo de la ciencia y tecnología ha hecho que la tendencia a utilizar transductores eléctricos aumente día a día. El uso de estos dispositivos eléctricos proporciona dos grandes ventajas:

1.- Existe un gran número de transductores eléctricos que pueden convertir a la mayoría de los fenómenos físicos en cantidades eléctricas, por lo que, prácticamente todas las variables físicas se pueden transformar en señales eléctricas.

2.- Una vez que la información, en forma de energía, es transformada a una señal eléctrica, puede ser procesada para cubrir las necesidades de una gran variedad de situaciones particulares.

En la actualidad la mayoría de los Sistemas de Medición cuentan con transductores eléctricos. En este trabajo los transductores y las demás etapas de los Sistemas de Medición a tratar son del tipo eléctrico y electrónico.

En la mayoría de las ocasiones la señal proveniente de un trans-

MEDICIONES	MOVIMIENTO MECANICO	DESPLAZAMIENTO DE LIQUIDOS	MOVIMIENTO DE LUZ O EMISION DE ELECTRONES	FUERZA	PRESION	VOLTAJE O CORRIENTE	RELACION VOLTAJE-CORRIENTE	DURACION DE PULSOS	FRECUENCIA	CODIGO DE PULSOS
TEMPERATURA	X	X		X	X	X			X	
CALOR ESPECIFICO <sup>a</sup>										
MEDICIONES DE ENERGIA TERMICA <sup>a</sup>										
VALOR CALORIFICO <sup>a</sup>										
RADIACION NUCLEAR						X	X			X
RADIACION ELECTROMAGNETICA	X					X	X			
MEDICIONES FOTOMETRICAS <sup>b</sup>										
MEDICIONES ACUSTICAS <sup>b</sup>										
FUERZA	X	X	X	O	X	X	X			
MOMENTO O PAR	X	X	X	X		X	X			
PRESION	X	X	X	X	O	X	X			
FLUJO	X			X	X	X	X		X	
VELOCIDAD	X			X	X	X			X	
ACELERACION	X		X	X	X	X	X			
MASA <sup>c</sup>										
PESO	X			X	X		X			
TIEMPO	X					X	X			X
FRECUENCIA	X					X	X		O	X
POSICION	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
DIMENSION <sup>d</sup>										
CONTORNO <sup>d</sup>										
NIVEL	X	X		X	X		X		X	
DENSIDAD	X			X	X		X			X
HUMEDAD <sup>e</sup>										
HUMEDAD RELATIVA	X			X			X			
VISCOSIDAD	X			X						
COMPOSICION QUIMICA <sup>f</sup>										
VOLTAJE	X		X	X		O	X	X	X	X
CORRIENTE	X		X	X		O	X	X	X	X
RESISTENCIA ELECTRICA						X	X	X	X	
INDUCTANCIA						X	X	X	X	
CAPACITANCIA						X	X	X	X	
IMPEDANCIA						X	X	X	X	

TABLA 1.1.

X-Existen transductores que realizan la conversión.

O-La variable es una señal medible en forma directa.

a-No existen transductores directos para la variable.

b-Generalmente para estas mediciones se utilizan como sensores fotoceidas y micrófonos.

c-En la mayoría de las ocasiones se mide utilizando el efecto gravitacional.

d-Generalmente se mide en forma similar a la posición.

e-Se mide con ayuda de la temperatura de un fluido.

f-Para la mayoría de mediciones de composición química no existen transductores directos. [2]

ductor tiene características que impiden su evaluación y procesamiento en forma directa, debido a esto es necesario modificarla para convertirla en una señal útil. Dicha modificación la lleva a cabo el acondicionador.

La etapa acondicionadora proporciona a la señal procedente del transductor, las características necesarias y adecuadas para poder ser captada y registrada por la etapa indicadora. Esta etapa incluye principalmente:

- Un circuito que modifica la estructura de la señal (interfaz), para que pueda ser procesada.

- Un amplificador, que aumenta el valor de la señal para su mejor percepción, y que disminuye el ruido.

- Uno o más dispositivos subsecuentes que procesen la señal, como son el filtrado, la linealización, la conversión logarítmica, la correlación entre dos señales u otra función matemática requerida, etc. De estos procesos el más utilizado es el de filtrado de bajas frecuencias, que anula las componentes de alta frecuencia de la señal, reduce la interferencia de ruido eléctrico y el ruido eléctrico propio de la señal.

Cuando se modifica adecuadamente la señal, ésta pasa a la etapa indicadora. Entre los instrumentos utilizados para esta etapa se encuentran los siguientes: voltmetro, ampermetro, graficadora, analizador de espectros, osciloscopio, indicadores luminosos y sonoros, etc..

Con la etapa indicadora la información pasa a un dominio observable, en donde puede interpretarse y ser utilizada, ya sea para monitoreo, control, o un procesamiento posterior.

Por lo general, las etapas que se seleccionan primero son la

transductora e indicadora.

Entre las características más importantes que se deben tener en cuenta para la selección de algún transductor se encuentran:

- El rango de operación
- La sensibilidad
- La precisión
- La exactitud
- La respuesta en frecuencia
- La compatibilidad ambiental
- La sensibilidad mínima con respecto al cambio de variables diferentes a la que se desea medir
- El principio de operación utilizado
- El voltaje o corriente de alimentación
- Las características de la señal de salida eléctrica
- Dimensiones físicas
- Costo

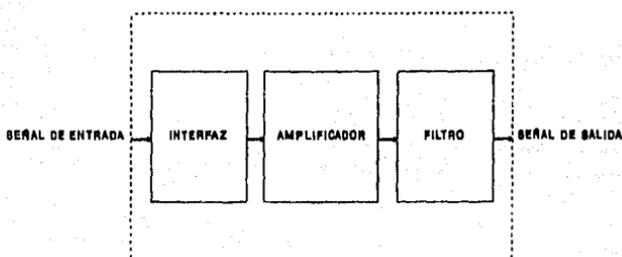
Para la etapa indicadora se selecciona un dispositivo que proporcione una lectura o indicación que pueda ser interpretada y/o manejable.

Una vez seleccionadas las etapas transductoras e indicadoras con sus características adecuadas se pueden conocer las especificaciones que debe tener el acondicionador, para hacer posible que el indicador reciba adecuadamente la información proporcionada por el transductor.

Sin embargo, en la mayoría de las ocasiones es necesario medir más de una variable, lo que trae como consecuencia que se utilicen varios tipos de transductores e indicadores. Lo anterior hace deseable tener un acondicionador versátil que se pueda utilizar para diferentes etapas

transductoras e indicadores. Como consecuencia de esto, el objetivo del presente trabajo fue diseñar y construir un Acondicionador de Propósito General, con características variables, que le proporcionen gran flexibilidad para que pueda ser utilizado entre diferentes etapas transductoras e indicadores.

El Acondicionador propuesto cuenta con los tres procesos más utilizados, ellos son: modificación de la señal o interfaz, amplificación y filtrado de bajas frecuencias (Figura 1.2).



**FIG.1.2. ETAPAS DEL ACONDICIONADOR**

## 2 DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA

En este capítulo se describe la estructura del Acondicionador de Propósito General propuesto para un Sistema de Medición. En la Figura 2.1 se muestra un diagrama de bloques del mismo.

Como se mencionó en el capítulo anterior, las etapas más utilizadas en un acondicionador de señales son: la interfaz, la amplificación y el filtrado de bajas frecuencias.

Debido a que la interfaz y la etapa amplificadora guardan una estrecha relación entre sí, se tomaron como un módulo único; lo anterior se hizo con el propósito de dar mayor facilidad, así como más claridad a la presentación. A dicho módulo se le dió el nombre de Amplificador de Instrumentación de Propósito General (A.I.P.G.). La descripción detallada de A.I.P.G. se proporciona en el siguiente capítulo.

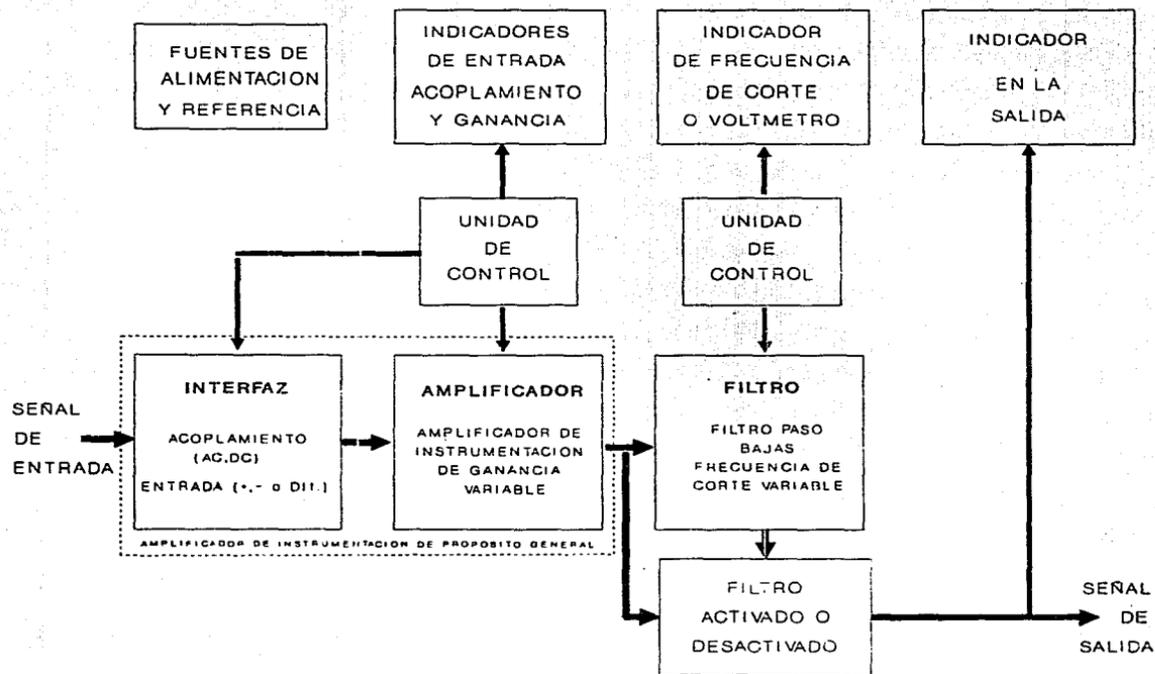


FIGURA 2.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ACONDICIONADOR

La señal de entrada, proveniente de algún transductor, pasa por el A.I.P.G.. En este módulo se pueden seleccionar:

- EL TIPO DE ACOPLAMIENTO (AC o DC)
- EL TIPO DE ENTRADA (POSITIVA, NEGATIVA o DIFERENCIAL)
- EL AJUSTE DEL VOLTAJE DE REFERENCIA
- LA GANANCIA

El A.I.P.G. consta de dos etapas amplificadoras. Una de ellas cuenta de un C.I., el cual es un Amplificador de Instrumentación de Precisión de ganancia variable; la otra etapa está compuesta por un Amplificador Operacional en configuración no inversora, con ganancia constante.

El usuario selecciona las características deseadas por medio de una unidad de control, que utilizando circuitos digitales y una lógica preestablecida, activa o desactiva interruptores, los cuales modifican las conexiones internas del A.I.P.G., al mismo tiempo la unidad de control envía señales a una etapa indicadora que muestra el tipo de entrada, acoplamiento y ganancia con que se está trabajando.

Las señales lógicas que se obtienen de los circuitos digitales no proporcionan la corriente necesaria como para manejar a los interruptores, ni tampoco para alimentar a los *displays* y *leds* de la etapa indicadora; por lo que fue necesario darle a las señales lógicas una capacidad de corriente alta, esto se realizó por medio de C.I. de conjuntos de transistores *darlington* de alta tensión y alta corriente.

Debido a que esta etapa es muy crítica, por el tipo de señales que se pueden manejar, se utilizaron componentes de alta calidad donde fue necesario. Entre los componentes de alta calidad se encuentran: el Amplificador de Instrumentación de Precisión AD624, resistencias de precisión al 1%, potenciómetros de 10 vueltas, y capacitores de tantalio, además de que todos los interruptores de esta etapa son relevado-

res tipo Reed RU 7.

Una vez amplificada la señal, es conectada a la etapa de filtrado. El filtro es paso bajas, con frecuencia de corte variable. La frecuencia de corte que maneja tiene un rango de 3 Hz a 3 kHz, dividido en tres escalas de una década cada una (3-30 Hz, 30-300 Hz, 0.3-3 kHz).

El filtro utilizado es un filtro de capacitor conmutado, el cual establece su frecuencia de corte en función de la frecuencia de conmutación; la conmutación se realiza por medio de una señal de pulsos cuadrados.

Para obtener una señal cuadrada, con las características necesarias que requiere el filtro, se utilizó un generador de funciones de precisión en C.I..

El generador de funciones proporciona una señal en un rango de frecuencia que puede variar de 30 kHz a 300 kHz. La señal pasa por unos contadores que actúan como divisores de frecuencia, con ellos se obtienen tres escalas de frecuencias de corte continua.

Debido a que las frecuencias de corte y conmutación se encuentran relacionadas entre sí, al medir la frecuencia de la señal utilizada para la conmutación, se determina la frecuencia de corte. Para medir la frecuencia de la señal cuadrada se utiliza un convertidor de frecuencia a voltaje, el cual nos brinda un voltaje en función a la frecuencia del tren de pulsos, la señal de voltaje se pasa por un convertidor Analógico/Digital de 3 1/2 dígitos que, por medio de *displays* de siete segmentos, indica el voltaje, entonces el usuario puede medir, en forma indirecta, la frecuencia de corte utilizada.

El convertidor A/D puede tomar como entrada la salida del convertidor de frecuencia a voltaje o una punta sensora que se puede utilizar como voltímetro, el cual tiene tres escalas (200 mV, 2 V, 20 V).

Para seleccionar entre la medición de frecuencia de corte o de voltaje, así como la escala utilizada, se tiene una unidad de control, que similar a la unidad de control del A.I.P.G., activa o desactiva interruptores que gobiernan el comportamiento del filtro, del convertidor de voltaje a frecuencia y del convertidor A/D; los interruptores utilizados en esta etapa son *switches* analógicos y relevadores. Al mismo tiempo la unidad de control manda señales a una etapa indicadora que muestra las opciones de trabajo seleccionadas.

El usuario cuenta además con la opción de utilizar o no la etapa de filtrado, por medio de un selector que activa o desactiva dicha etapa. La señal de salida se encuentra entonces amplificada y filtrada o únicamente amplificada.

Una de las ganancias introducida en el A.I.P.G. es unitaria, esto es debido a que en algunos casos se requiere simplemente de un acoplamiento de impedancias entre etapas, por otra parte si únicamente se desea filtrar la señal, sin amplificar, se utiliza la ganancia unitaria y el filtro activado.

La señal de salida se conecta a un medidor de voltaje, que realiza sus mediciones por medio de amplificadores operacionales en configuración de comparadores. Su etapa indicadora la constituyen una serie de 10 *leds*.

Este medidor de voltaje tiene una resolución de 3 V. La resolución que proporciona el medidor no se puede considerar buena para una apreciación de la señal de salida, pero el objetivo de este indicador es que el usuario pueda, de una manera fácil, conocer el rango en que se encuentra el voltaje de la señal de salida, o si este voltaje está cercano a la saturación.

Para su funcionamiento el Sistema cuenta con fuentes de voltaje reguladas, que convierten el voltaje de línea (127 V A.C.) en voltaje

de D.C., necesario para la alimentación de los circuitos.

Se tienen cinco fuentes de alimentación con los siguientes valores: +5 V, -5 V, +15 V, +15V y +12 V. Además de las fuentes de alimentación se incluyeron dos fuentes de referencia de: +5 V y +12 V.

Las fuentes de referencia sirven para una autoprueba del Sistema, ya que se puede verificar su valor en el voltmetro incluido; si el voltmetro no indica el voltaje de referencia conocido, esto implica que existe alguna falla en el Sistema.

Las fuentes de referencia también pueden ser utilizadas como fuentes de alimentación para transductores que necesiten para su operación de algún voltaje dado por una fuente de referencia.

En la construcción del Sistema se colocaron componentes adicionales, cuyo objetivo es aminorar el ruido, el cual, junto con los corrientes por temperatura, constituyen uno de los más grandes problemas en el procesamiento de señales.

En la Figura 2.2 se muestra un diagrama en donde se incluyen los controles de las opciones a elegir, así como sus etapas indicadoras.

En los capítulos posteriores se presenta una descripción detallada de cada etapa, así como la explicación de su funcionamiento y algunas de las consideraciones que se tomaron para la selección de los componentes que integran al Sistema.

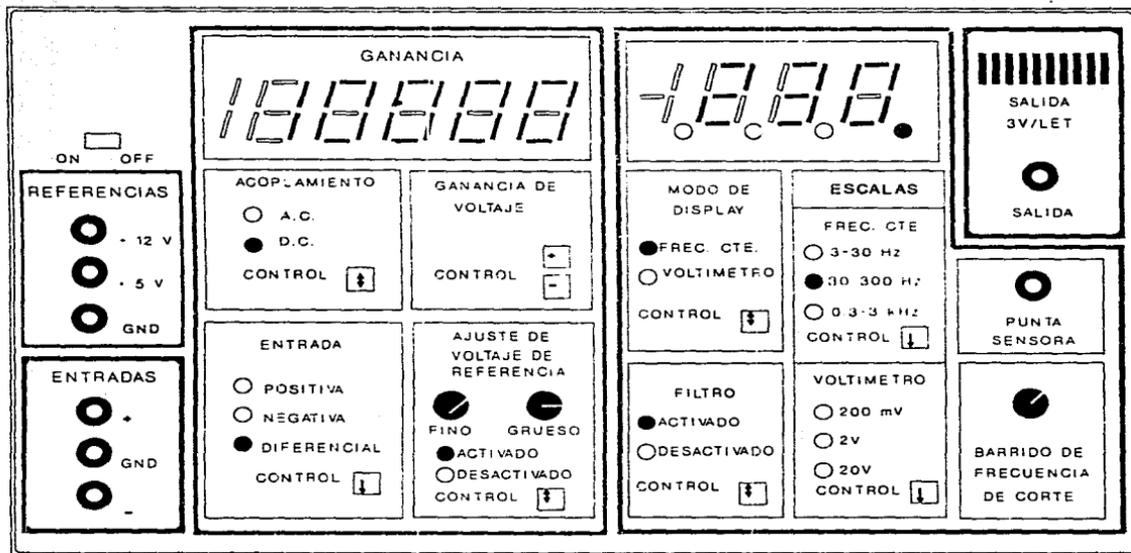


FIGURA 2.2. ACONDICIONADOR DE PROPOSITO GENERAL

### **3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION DE PROPOSITO GENERAL**

En el presente capítulo se expone un panorama general sobre amplificadores operacionales, diferenciales y de instrumentación, así como el diseño del A.I.P.G.. La finalidad de la etapa amplificadora es incrementar la amplitud de la señal proveniente del transductor, hacerla más perceptible y menos sensible a la interferencia del ruido. La amplificación se realiza por medio de amplificadores operacionales (amp. ops.).

En la actualidad se construyen diferentes variedades de amp. ops., con características particulares para las diferentes necesidades de uso. Para hacer una distinción de algunas de las características de los amp. ops. se presenta una clasificación en la Tabla 3.1 (3).

En la construcción del A.I.P.G. se utilizaron dos tipos de amp. ops.: el de propósito general y el de alta exactitud, este último es un

CLASE	CARACTERISTICAS TÍPICAS	APLICACIONES
PROPOSITO GENERAL	<p>MODELO: 741</p> <p>AMP. OP. DE MAS BAJO COSTO</p> <p>BAJO SLEW RATE (<math>&lt;10 \text{ V}/\mu\text{s}</math>)</p> <p>VOLTAJE DE OFFSET MODERADO</p> <p>CORRIENTE DE BIAS MODERADA</p>	<p>DISEÑOS DE PROPOSITO GENERAL</p> <p>FILTROS ACTIVOS</p> <p>SEGUIDORES DE VOLTAJE</p> <p>CONVERSION CORRIENTE A VOLTAJE</p>
ALTA EXACTITUD	<p>MODELOS:</p> <p>52K (ANALOG DEVICES)</p> <p>SE/NE 5512 (SIGNETICS)</p> <p>OP-07 (PRECISION MONOLITHICS INCORPORATED)</p> <p>BAJO OFFSET DE ENTRADA (<math>&lt;1 \text{ mV}</math>)</p> <p>BAJO CORRIMIENTO (<math>&lt;2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}</math>)</p> <p>BAJA CORRIENTE DE BIAS DE ENTRADA (<math>&lt;200 \text{ pA}</math>)</p> <p>ALTA GANANCIA EN C.D.</p> <p>ALTO RECHAZO A MODO COMUN (<math>&gt;100 \text{ dB}</math>)</p> <p>BAJO RUIDO DE ENTRADA (<math>&lt;15 \text{ nV}/\sqrt{\text{HZ}}</math>)</p>	<p>DISEÑO PARA INTERFAZ DE TRANSDUCTORES</p> <p>AMPLIFICADOR PARA PUENTES DE MEDICION</p> <p>AMPLIFICADOR DE CARGA PARA ACELEROMETROS PIEZOELECTRICOS</p> <p>INTEGRACION DE PRECISION</p> <p>AMPLIFICACION DE SEÑALES DEL ORDEN DE MICROVOLTS</p> <p>MEDICION EN TRANSDUCTORES CON IMPEDANCIA INTERNA ALTA</p>
BAJA POTENCIA Y UN RANGO DE ALIMENTACION ANCHO	<p>MODELOS: OP 20/21/22 (PMI, PRECISION MONOLITHICS INCORPORED)</p> <p>BAJO CONSUMO DE CORRIENTE EN LA FUENTE DE ALIMENTACION (<math>&lt;1 \text{ mA}</math>)</p> <p>ANCHO RANGO EN VOLTAJE DE ENTRADA Y SALIDA</p> <p>GANANCIA ALTA EN MALLA ABIERTA</p> <p>ALTA RRMC</p>	<p>EN DONDE LA ALIMENTACION ES POR MEDIO DE BATERIAS</p> <p>DONDE LA ALIMENTACION ES COM FUENTE DE VOLTAJE UNICA</p> <p>INSTRUMENTOS PORTATILES</p> <p>MISILES, INSTRUMENTOS ESPACIALES</p>
ALTA VELOCIDAD	<p>MODELOS:</p> <p>SOJ/K (ANALOG DEVICES)</p> <p>ICL 8017 (INTERSIL)</p> <p>ALTO SLEW RATE (<math>&lt;100 \text{ V}/\mu\text{s}</math>)</p> <p>ALTO PRODUCTO GANANCIA-ANCHO DE BANDA (<math>&gt;10 \text{ MHz}</math>)</p> <p>TIEMPO RAPIDO DE ESTABILIZACION (<math>&lt;500 \text{ ns}</math>)</p>	<p>OSCILADORES Y FILTROS ACTIVOS DE ALTA FRECUENCIA</p> <p>INTEGRADORES RAPIDOS</p> <p>COMUNEMENTE NO SE UTILIZAN EN INTERFAZ DE TRANSDUCTORES</p>

TABLA 3.1.

Amplificador de Instrumentación de Precisión de ganancia programable.

### 3.1 AMPLIFICADORES OPERACIONALES

El amp. op. en circuito integrado (C.I.) es un dispositivo de estado sólido capaz de detectar y amplificar señales de c.a. y c.d.. Cuenta con dos terminales de entrada y una de salida. El símbolo universal del amp. op. se muestra en la Figura 3.1.

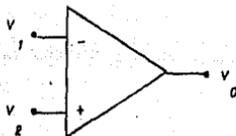


FIGURA 3.1. SIMBOLO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Una de las entradas es la inversora, y se representa con el signo menos (-); cuando una señal de voltaje es aplicada en esta terminal, la salida presenta un defasamiento de  $180^\circ$  con respecto a la señal de entrada. La otra entrada es la no inversora, que se representa con el signo más (+); si se aplica una señal de voltaje en esta terminal, la señal de salida estará en fase con la señal de entrada.

En la Figura 3.2 se muestra un modelo simplificado del circuito equivalente del amp. op., en el cual, una impedancia  $z_1$  se encuentra conectada entre las terminales de entrada  $V_1$  y  $V_2$ ; el circuito de salida consta de una fuente de voltaje controlada  $A_V(V_2 - V_1)$  en serie con una impedancia de salida  $z_o$ , conectadas entre la terminal de salida y tierra, por lo que la salida  $V_o$  depende de la diferencia de los voltajes en las dos entradas.

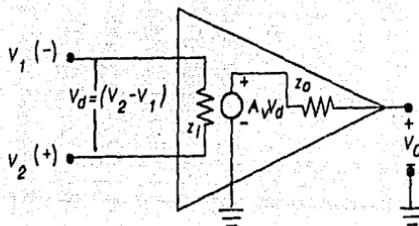


FIGURA 3.2. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Un amp. op. tiene tres características ideales fundamentales:

- 1.- Impedancia de entrada muy grande, la cual produce corrientes despreciables en las entradas.
- 2.- Ganancia en malla abierta muy alta.
- 3.- Impedancia de salida muy pequeña, de esta manera no se afecta la salida del amplificador por acción de la carga.

Un amp. op. puede utilizarse en malla abierta (Figura 3.3a) o en malla cerrada (Figura 3.3b), en esta última existe realimentación negativa entre la salida y la entrada, mientras que en la primera no existe realimentación.

Idealmente la ganancia en un amp. op.,  $A_v$ , debería ser infinita; aunque en la realidad esto no ocurre, la ganancia de un amp. op. en malla abierta puede llegar a superar el valor de 200,000.

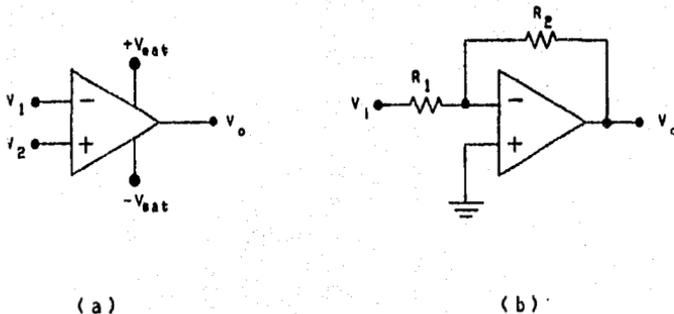


FIGURA 3.3. Amp. op. (a) en malla abierta. (b) en malla cerrada.

Considerando el valor de  $A_v$ , en la Figura 3.3a se puede observar que la mínima diferencia entre las entradas causará que la salida tome el valor de voltaje máximo o voltaje de saturación ( $+V_{sat}$  o  $-V_{sat}$ ), en tanto que la salida será de 0 V cuando no exista diferencia de voltaje entre las entradas. Cuando el voltaje en la entrada no inversora es mayor que el de la inversora, la salida será  $+V_{sat}$ ; en caso contrario la salida tomará el valor de  $-V_{sat}$ . Los amp. ops. en malla abierta son generalmente utilizados en circuitos comparadores y detectores de nivel.

El circuito de la Figura 3.3b es un amplificador inversor, en el cual se utiliza la resistencia  $R_2$  para hacer posible la realimentación. En malla cerrada la ganancia de voltaje ( $A=V_o/V_1$ ) tiene un valor menor que en malla abierta, y el valor de su ganancia puede ser controlado. Para ilustrar lo anterior se analiza el circuito inversor de la Figura 3.4, y se obtiene la ganancia de voltaje.

Efectuando suma de corrientes en el nodo A se tiene que:

$$I_1 = I_2 + I_3, \quad (3.1)$$

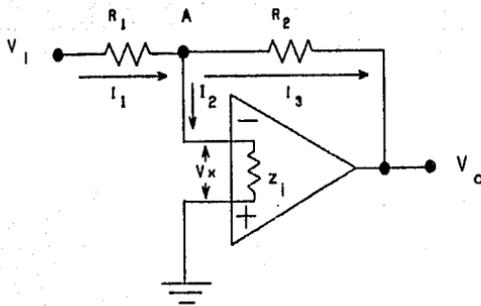


FIGURA 3.4. AMPLIFICADOR INVERSOR

dadas las características del amp. op. de:

$$Z_1 \rightarrow \infty \rightarrow I_2 \rightarrow 0,$$

por lo tanto,

$$I_1 \approx I_3 = I. \quad (3.2)$$

Por otra parte,

$$V_1 - V_x = R_1 I. \quad (3.3)$$

Además:

$$V_o = V_x A_V \rightarrow V_x = (V_o / A_V),$$

y asumiendo que,

$$A_V \rightarrow \infty \rightarrow (V_o / A_V) \rightarrow 0$$

entonces:

$$V_x = 0 \quad (3.4)$$

sustituyendo la ec. 3.4 en la ec. 3.3, y despejando la corriente se tiene,

$$I = (V_1 / R_1) \quad (3.5)$$

analizando la malla superior,

$$V_1 - V_o = I(R_1 + R_2) \quad (3.6)$$

sustituyendo la ec. 3.5 en la ec. 3.6,

$$V_1 - V_o = (V_1/R_1)(R_1 + R_2) \quad (3.7)$$

agrupando  $V_o$  y  $V_1$ ,

$$V_o = V_1(-R_2/R_1) \quad (3.8)$$

finalmente:

$$A = \frac{V_o}{V_1} = - \frac{R_2}{R_1} \quad (3.9)$$

Como lo indica la expresión anterior, la ganancia en esta configuración está determinada por las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ . El signo negativo indica que la señal de salida se encuentra invertida, o defasada  $180^\circ$  con respecto a la señal de entrada.

### 3.1.1 CARACTERISTICAS Y PARAMETROS DE LOS AMP. OPS.

Como se mencionó anteriormente, los amp. ops. ideales cuentan con tres características fundamentales, pero además de ellas existen otras no menos importantes. Un amp. op. ideal tiene las siguientes características:

- 1.- Ganancia de voltaje diferencial =  $\infty$
- 2.- Ganancia de voltaje a modo común = 0
- 3.- Ancho de banda =  $\infty$
- 4.- Impedancia de entrada =  $\infty$
- 5.- Impedancia de salida = 0
- 6.- Voltaje de salida = 0, cuando los voltajes de entrada son cero
- 7.- Corrimiento en los parámetros debidos a la temperatura = 0
- 8.- Ruido de entrada equivalente = 0

A pesar de que las características de un amp. op. real tienden a alcanzar a las de un amp. op. ideal, ninguna de ellas es porcionada en la realidad por algún amp. op.. A continuación se agrega una lista con información sobre parámetros y características de los amp. ops. reales, así como una breve explicación del significado de cada parámetro.

**Ganancia de voltaje.** Este parámetro es definido como la relación entre un cambio de voltaje de salida y un cambio de voltaje de entrada. Típicamente, el valor de la ganancia de voltaje, a malla abierta y en corriente directa ( $A_{vo}$ ), en los amp. ops. está en el rango de 100,000 a 1,000,000.

**Impedancia de entrada.** En la práctica, el valor de la impedancia de entrada ( $z_i$ ), es del orden de 1 M $\Omega$ , o más, en algunos amp. ops. las hay mayores a 100 M $\Omega$ . Dicha impedancia es también capacitiva y para altas frecuencias resulta ser muy importante. Generalmente esta capacitancia es menor a 2 pF cuando una terminal de entrada se encuentra aterrizada.

**Impedancia de salida.** La impedancia de salida ( $z_o$ ) es la impedancia intrínseca de un amp. op. sin realimentación, es diferente para cada amp. op. y puede estar en el rango de 25  $\Omega$  a varios k $\Omega$ .

**Corriente de polarización de entrada.** Como la impedancia de entrada no es infinita, las terminales de entrada llevan una pequeña corriente, la cual recibe el nombre de corriente de polarización de entrada ( $I_B$ ); que es definida como la mitad de la suma de las corrientes de entrada cuando las dos terminales son unidas (las dos corrientes de entrada son aproximadamente iguales y son las corrientes de base de los transistores de entrada).

**Corriente de entrada de offset.** Las corrientes que circulan en las dos entradas del amp. op. siempre son levemente diferente. La diferencia entre estas dos corrientes es definida como corriente de entrada de

offset ( $I_{10}$ ).

**Voltaje de offset de entrada.** El voltaje requerido a través de las entradas del amp. op., para llevar el voltaje de salida a cero, es llamado voltaje de offset de entrada ( $V_{fo}$ ). Generalmente se encuentra en el rango de 1 a 100 mV. Sin embargo, a menudo los fabricantes no especifican el voltaje de offset de salida, debido a que éste puede ser anulado usando terminales de ajuste de offset; por lo que especifican el coeficiente de temperatura de voltaje de offset. En los mejores amp. ops. este coeficiente es aproximadamente de  $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , y en la mayoría de los amp. ops. se encuentra en el rango de 5 a  $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .

**Efectos por temperatura.** Los cambios en la temperatura afectan a todos los dispositivos de estado sólido, y los amp. ops. no son inmunes a este problema; por lo que todos sus parámetros tienen cierta dependencia con la temperatura. Un cambio en la temperatura puede causar un cambio en la corriente y voltaje de offset; a su vez, estos podrían producir una alteración que perturbaría a cualquier amp. op. ajustado, causando errores en la señal de salida.

**Rapidez de respuesta (o slew rate).** Es la máxima razón de cambio del voltaje de salida del amp. op. y puede ser expresado por:

$$\text{Rapidez de respuesta} = \frac{\text{variación máxima del voltaje de salida}}{\text{variación en el tiempo}}$$

Por ejemplo, para el amp. op. de propósito general 741, que tiene un *slew rate* de  $0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$ , significa que puede variar su voltaje de salida un máximo de 0.5 V en  $1 \mu\text{s}$ .

**Ancho de banda.** El ancho de banda de un amp. op. es el intervalo de frecuencia desde la ganancia máxima (a 0 Hz) hasta la frecuencia en que la ganancia decrementa al 70.7 % de su valor máximo.

**Respuesta en frecuencia.** La ganancia de un amp. op. decrece cuando se incrementa la frecuencia. Los fabricantes generalmente proporcionan la gráfica del comportamiento de la ganancia con respecto a la frecuencia en malla abierta, en la Figura 3.5 se muestra una de estas gráficas. En malla abierta la ganancia cae rápidamente cuando la frecuencia aumenta, si se disminuye la ganancia el ancho de banda será mayor.

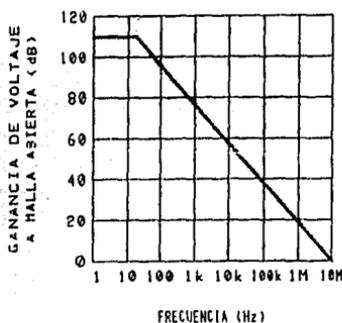


FIGURA 3.5. RESPUESTA EN FRECUENCIA DE UN AMP. OP.

**Ancho de banda de ganancia unitaria.** Es el rango de frecuencia desde c.d. hasta el punto en que la ganancia a malla abierta del amp. op. toma el valor de la unidad.

**Producto Ganancia-Ancho de banda.** Como su nombre lo indica este parámetro es el producto de la ganancia por el ancho de banda, en un punto específico; por lo que su valor es el mismo que el de la frecuencia de ganancia unitaria. Este parámetro indica cual es la frecuencia útil más alta del amp. op., y también sirve para determinar cual será el ancho de banda para una ganancia deseable.

**Ruido.** Los amp. op., así como todos los circuitos electrónicos,

son susceptibles al ruido, que puede ser externo o interno. El primero es generado por dispositivos eléctricos y el ruido inherente de componentes electrónicos; existen algunas técnicas de construcción de circuitos que permiten reducir el ruido externo. El ruido interno de un amp. op. proviene de los componentes internos del propio amp. op.; este ruido también es amplificado por el amp. op. de la misma forma que el voltaje de offset y la señal de entrada.

**Razón de rechazo a modo común.** La razón de rechazo a modo común es una característica asociada con los amplificadores diferenciales. Si la misma señal, tanto en amplitud como en fase, es aplicada en las dos terminales de entrada del amp. op., la salida será cero. Únicamente una diferencia de potencial entre las entradas producirá un voltaje de salida. La habilidad de un amp. op. para amplificar una señal diferencial, mientras rechaza las señales en modo común, es llamada Razón de Rechazo a Modo Común (RRMC). Este parámetro se expresa como:

$$RRMC = \frac{A_D}{A_{cm}} \quad (3.10)$$

En donde  $A_D$  es la ganancia diferencial y  $A_{cm}$  es la ganancia a modo común. La RRMC es expresada generalmente en decibelios.

**Protección de corto circuito.** Un amp. op. puede producir una corriente dañina si su salida es conectada a tierra, o a alguna de las fuentes de alimentación, por lo que la mayoría de los recientes amp. ops. tienen una protección contra cortocircuitos.

**Limitaciones eléctricas.** Como todos los dispositivos de estado sólido, los amp. ops. tienen limitaciones eléctricas, las cuales no deben de ser excedidas, para asegurar una correcta operación y no exponerlos a una posible destrucción. Algunas de las limitaciones son las siguientes:

- Voltaje de alimentación  $\pm V_{cc}$ . El voltaje máximo permisible que se le puede aplicar al dispositivo, incluyendo ambas fuentes, la positiva y la negativa.

- Disipación de potencia. El promedio máximo de potencia que el dispositivo es capaz de disipar en forma continua, mientras opera en un rango específico de temperatura.

- Voltaje diferencial de entrada. El voltaje máximo que puede ser aplicado entre las dos entradas sin flujo excesivo de corriente.

- Voltaje de entrada. El voltaje máximo que puede ser aplicado entre cualquier terminal y tierra (circuito común). La magnitud de este voltaje nunca debe exceder la magnitud del voltaje de las fuentes.

- Duración de corto circuito en la salida. El periodo de tiempo que el amp. op. puede soportar un corto circuito directo a tierra o a cualquier fuente de voltaje.

- Rango de temperatura de operación. El rango de temperatura sobre el cual el amp. op. trabajará dentro de las especificaciones dadas.

- Rango de temperatura de almacenamiento. El rango de temperatura en el cual el dispositivo puede ser almacenado.

Las características de los amp. ops. varían, por lo que generalmente los fabricantes proporcionan gráficas donde muestran el comportamiento del amp. op., especificando bajo que condiciones fueron obtenidas. Esta información resulta ser muy importante, debido a que con base en ella se realiza la selección del amp. op. más adecuado para un diseño en particular.

Los amp. ops. pueden ser utilizados en un sinnúmero de circuitos; algunas de las configuraciones básicas son: amps. inversores, no inver-

sores, sumadores, derivadores, integradores, seguidores, comparadores, diferenciales, de instrumentación etc..

### 3.2 AMPLIFICADORES DIFERENCIALES Y DE INSTRUMENTACION

Una gran cantidad de transductores proporcionan un voltaje diferencial como señal de salida; un amp. diferencial puede amplificar dicha señal; no obstante, cuando se tratan de señales de muy bajo nivel y donde se requiere una amplificación muy exacta, los amps. diferenciales resultan ser inadecuados, debido a que sus características no son suficientes para el manejo de las señales mencionadas.

Debido a lo anterior, a partir de los amps. diferenciales se crearon nuevas configuraciones que mejoran las características del circuito amplificador, una de ellas es el amplificador de instrumentación.

Un amplificador de instrumentación es un bloque a malla cerrada, con ganancia a entrada diferencial. Este circuito tiene la función de amplificar en forma muy exacta la diferencia de voltaje entre sus entradas. El voltaje de salida es obtenido por una terminal única y es igual al producto de la ganancia por la diferencia de los voltajes de entrada (voltaje diferencial de entrada).

Algunas de las características de un amplificador de instrumentación son: muy alta impedancia de entrada, offset bajo, baja no linealidad, ganancia estable, alta RRMC, bajo corrimiento de offset y baja impedancia de salida.

Los amplificadores de instrumentación son utilizados para amplificar señales diferenciales pequeñas, provenientes de transductores, como: puentes extensométricos, celdas de carga, termistores y termopares, entre otros.

A continuación se presenta la configuración básica de un amplifi-

cador diferencial, y posteriormente una breve evolución de éste para convertirse en un amplificador de instrumentación.

### 3.2.1 AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

El circuito mostrado en la Figura 3.6 es la configuración básica de un amplificador diferencial convencional.

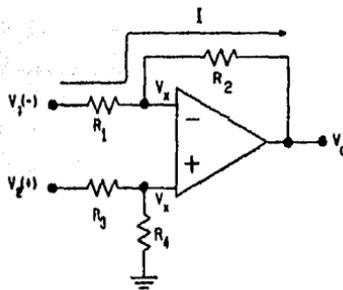


FIGURA 3.6. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CONVENCIONAL

Analizando el circuito se tiene que:

$$V_x = \frac{V_2 R_4}{(R_3 + R_4)} \quad (3.11)$$

$$I = \frac{V_1 - V_x}{R_1} \quad (3.12)$$

$$V_1 - V_0 = I(R_1 + R_2) \quad (3.13)$$

sustituyendo la ec. 3.11 en la ec.3.12 se tiene,

$$I = \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2 R_4}{R_1(R_3+R_4)} \quad (3.14)$$

reemplazando la ec. 3.14 en la ec. 3.13,

$$V_1 - V_0 = (R_1 + R_2) \left[ \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2 R_4}{R_1(R_3+R_4)} \right] \quad (3.15)$$

despejando  $V_0$ , y agrupando  $V_2$  y  $V_1$ :

$$V_0 = V_2 \frac{R_4(R_1+R_2)}{R_1(R_3+R_4)} - V_1 \left[ \frac{R_2}{R_1} \right] \quad (3.16)$$

si  $R_1 = R_3$ , y  $R_2 = R_4$

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (3.17)$$

Como se mencionó, una de las características más deseables en un amp. op. es que su impedancia de entrada sea muy grande. En la configuración anterior, la impedancia de entrada queda en función de las resistencias  $R_3$  y  $R_4$ . Con el objetivo de obtener una impedancia de entrada grande, se colocan amplificadores seguidores en las entradas.

Con la configuración mostrada en la Figura 3.7 se incrementa la impedancia de entrada del circuito; no obstante, el circuito anterior tiene la desventaja de que cada amplificador utilizado, tanto los seguidores como el de salida, requieren una RRMC alta. Debido a que los

seguidores de entrada operan con ganancia unitaria, todo el rechazo a modo común debe estar en el amplificador de salida, por lo que se necesita un acoplamiento preciso de resistencias. Una mejora para esta configuración la constituye el amplificador de instrumentación.

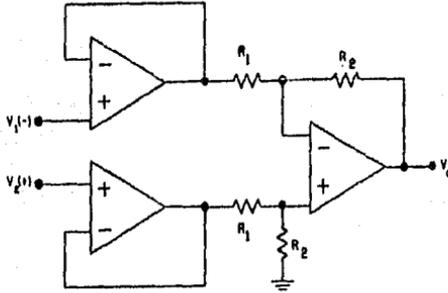


FIGURA 3.7, AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON ENTRADAS SEGUIDORAS

### 3.2.2 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION

#### AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION CLASICO

El circuito de la Figura 3.8 muestra un amplificador de instrumentación clásico. Dicho circuito consta de dos etapas; la primera etapa tiene una entrada diferencial, constituida por una configuración de dos amp. ops., que proporcionan una ganancia diferencial alta y una ganancia a modo común unitaria; la salida es diferencial, y representa una señal con una gran reducción de señal a modo común.

La segunda etapa la constituye un circuito diferencial convencional, que generalmente tiene una amplificación unitaria. Esta etapa suministra una salida única y quita cualquier residuo de señal a modo

común; como resultado, el amp. op. utilizado para esta etapa no necesita tener una RRMC extraordinaria, y sus resistencias de acoplamiento no son muy críticas.

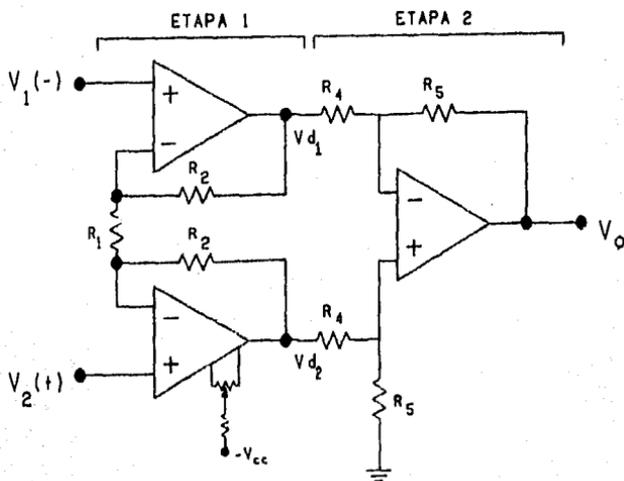


FIGURA 3.8. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION CLASICO

Para controlar el voltaje de offset del amplificador de instrumentación, se puede colocar un potenciómetro de ajuste en cualquiera de los amplificadores de la primera etapa, como se muestra en la Figura 3.8. Los amplificadores de entrada deben tener una alta RRMC y ser elegidos cuidadosamente.

Para obtener el voltaje de salida del amplificador de instrumentación representado en la Figura 3.8, se observa que la segunda etapa es la configuración de un amplificador diferencial, cuya salida esta dada por la ec. 3.17, renumerando los términos en esta expresión se tiene que:

$$V_0 = -\frac{R_5}{R_4} (V_{d2} - V_{d1}). \quad (3.18)$$

La primera etapa se puede analizar por superposición. Si  $V_1 = 0$  y  $V_2 \neq 0$ , como se muestra en la Figura 3.9, el circuito del amp. de instrumentación se puede descomponer en dos configuraciones. La configuración del amp. op. A1 es la de un amplificador inversor, y su ganancia esta dada por la ec. 3.9, en donde el voltaje de entrada  $V_1 = V_2(+)$ ; con lo que  $V_{d12}$  (voltaje de salida de A1, debido a la fuente número dos), está dado por:

$$V_{d12} = -\frac{R_2}{R_1} (V_2) \quad (3.19)$$

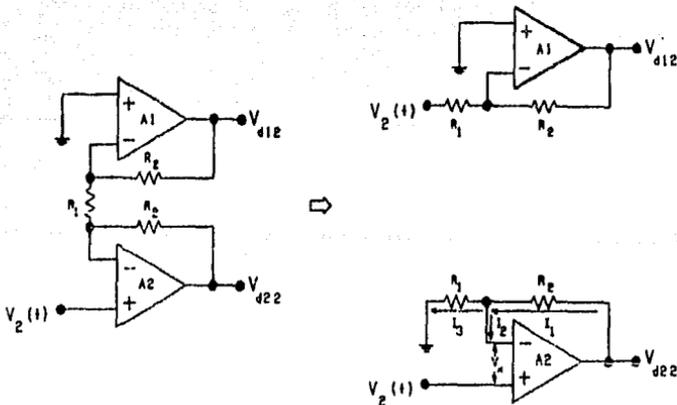


FIGURA 3.9. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION, CUANDO  $V_1 = 0$

La configuración del amp. op. A2 es la de un amplificador

no inversor, para encontrar  $V_{d22}$ , que es el voltaje diferencial de A2, debido a la fuente dos, se realiza el análisis siguiente:

Por mallas, de  $V_2$  a tierra

$$V_2 - V_x - R_1 I_3 = 0, \quad (3.20)$$

siguiendo la trayectoria de  $V_2$  a  $V_{d22}$

$$V_2 - V_x + R_2 I_1 = V_{d22} \quad (3.21)$$

Sustituyendo las ecs. 3.2 y 3.4 en las ecs. 3.20 y en 3.21,

$$V_2 - R_1 I = 0, \quad (3.22)$$

$$V_2 + R_2 I = V_{d22}, \quad (3.23)$$

Despejando  $I$  de la ec. 3.22, y sustituyendo en la ec. 3.23, se tiene:

$$V_2 + R_2 (V_2 / R_1) = V_{d22} \quad (3.24)$$

reacomodando términos

$$V_{d22} = V_2 (1 + R_2 / R_1). \quad (3.25)$$

De forma similar, cuando la segunda fuente es nula,  $V_2 = 0$  y  $V_1 \neq 0$ , el circuito se puede descomponer en dos configuraciones, como lo muestra la Figura 3.10.

De esta figura se observa que los amp. A1 y A2 tienen las configuraciones de un amp. no inversor y uno inversor respectivamente. Por lo que,  $V_{d11}$  (voltaje diferencial del amp. A1, debido a la primera fuente) es:

$$V_{d11} = V_1 (1 + R_2 / R_1), \quad (3.26)$$

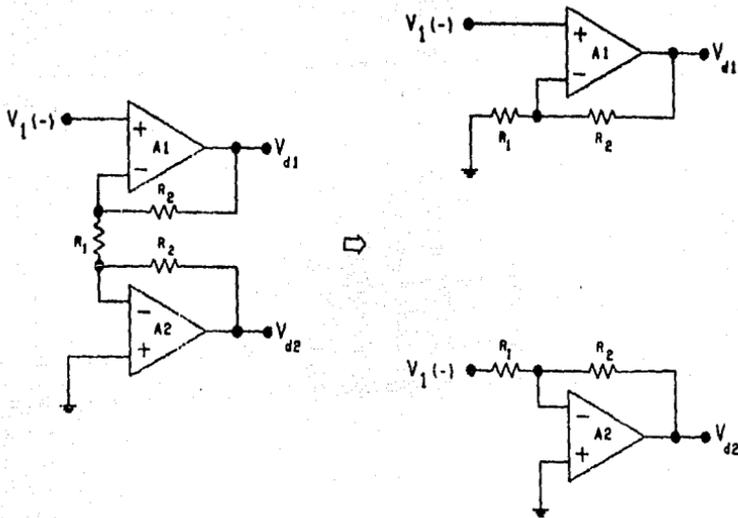


FIGURA 3.10. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION, CUANDO  $V_2 = 0$

y el voltaje  $V_{d21}$  será,

$$V_{d21} = - \frac{R_2}{R_1} (V_1) \quad (3.27)$$

Para obtener el valor total de  $V_{d1}$ , se suman las salidas proporcionadas por cada fuente:

$$V_{d1} = V_{d11} + V_{d12} \quad (3.28)$$

de las ecs. 3.19 y 3.26 en la ec. 3.28,

$$V_{d1} = (V_2)(-R_2/R_1) + (V_1)(1 + R_2/R_1), \quad (3.29)$$

por otra parte,

$$V_{d2} = V_{d21} + V_{d22} \quad (3.30)$$

de las ecs. 3.25 y 3.27 en la ec. 3.30

$$V_{d2} = (V_2)(1 + R_2 / R_1) + (V_1)(-R_2 / R_1), \quad (3.31)$$

sustituyendo las ecs. 3.29 y 3.31 en la ec. 3.18, y haciendo  $R_4 = R_5$ ,

$$V_o = (V_2 - V_1)(1 + 2R_2 / R_1), \quad (3.32)$$

que es la expresión que describe el comportamiento del voltaje de salida del amplificador de instrumentación (Figura 3.8).

#### AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION DE GANANCIA PROGRAMABLE

En el mercado existen amplificadores de instrumentación de ganancia programable construidos en C.I.. Estos dispositivos se pueden dividir en los cuatro grupos siguientes:

1) Amplificadores de instrumentación que incluyen internamente algunas resistencias y en los que el valor de la ganancia se selecciona agregando resistencias de valores adecuados. Como ejemplos se encuentran: AD625, AD521, AD522, AMP-01, AMP-02, AMP-05.

2) Amplificadores de instrumentación que incluyen todas las resistencias y la ganancia se consigue haciendo cortocircuito entre determinadas terminales del C.I., accesibles externamente. Ejemplos: AD624, AD612, AD614.

3) Dispositivos en los que el valor de la ganancia se consigue modificando una tensión analógica. Ejemplo: LC403.

4) Dispositivos que incorporan un conjunto de resistencias y de interruptores analógicos, en los que el valor de la ganancia se

consigue aplicando un código digital en las terminales de entrada de selección de ganancia. Como ejemplo de ellos se encuentran: PGA200, PGA201, PGA202, PGA203, LH0084.

En los amplificadores del tipo 1 y 3, las características finales del amplificador, dependen en gran medida de los componentes externos utilizados.

Si a los amplificadores del tipo 1 y 2 se les añade un multiplexor analógico externo, o varios interruptores analógicos y un decodificador, la estructura resultante es análoga a los amplificadores del tipo 4. Su aplicación, sin embargo, requiere el análisis de la repercusión de las características no ideales de los interruptores.

La cantidad de amplificadores de instrumentación programables digitalmente que se encuentran en el mercado es aún escasa, y la mayoría de ellos han aparecido en el mercado en fechas relativamente recientes.

### 3.3 DISEÑO DEL A.I.P.G.

El A.I.P.G. (Amplificador de Instrumentación de Propósito General) está formado principalmente por la interfaz y la etapa amplificadora, las cuales se interconectan con una unidad de control y una etapa indicadora (Figura 3.11). Para ilustrar el funcionamiento del A.I.P.G. se presenta en la Figura 3.12 un esquema simplificado de su estructura.

Los capacitores de entrada sirven para dar el acoplamiento de la señal de entrada en C.A.. Si los interruptores a y b se encuentran activados, permitirán el paso de la corriente de alterna y de directa, en caso contrario, cuando se encuentren abiertos, la señal de entrada pasará a través de los capacitores, los cuales únicamente permitirán el paso de la corriente de alterna.

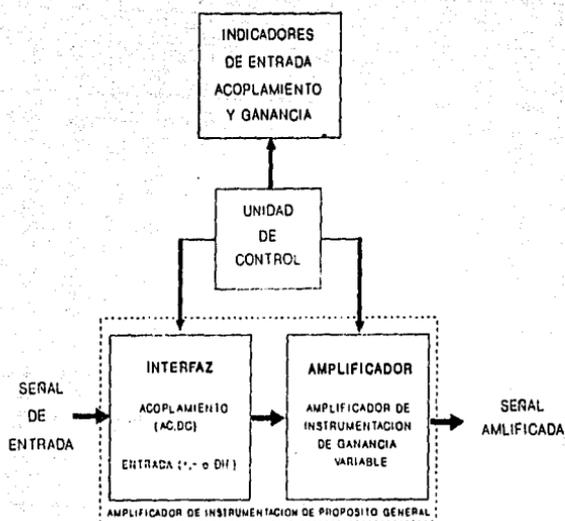


FIGURA 3.11. ESTRUCTURA GENERAL DEL A. I. P. G.

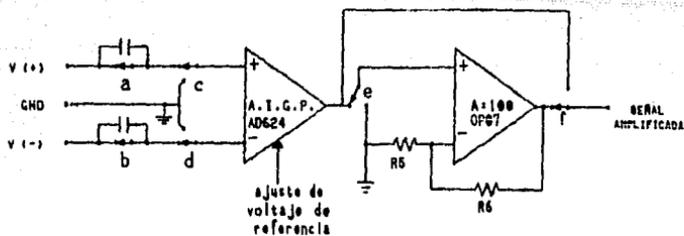


FIGURA 3.12. ESQUEMA SIMPLIFICADO DEL A. I. P. G.

Los interruptores c y d se activan o desactivan dependiendo del tipo de señal requerida: diferencial, positiva o negativa. Existe una lógica preestablecida que controla las posiciones de los interruptores para tomar únicamente las posiciones que permitan el tipo de entrada seleccionado.

Dos elementos fundamentales de la etapa amplificadora son: un amplificador de instrumentación de ganancia programable (AD624-*Analog Device*) y un amplificador operacional de bajo ruido y bajo nivel de offset (OP-07-*Texas Instruments*) en configuración no inversora, con ganancia constante igual a cien.

La señal por amplificar no siempre pasa por los dos amplificadores. Cuando la ganancia deseada es menor o igual a mil la señal únicamente pasa por el A.I.G.P., y cuando es mayor a este valor, los dos amplificadores se conectan en cascada. Lo anterior es controlado por medio de los interruptores e y f. Posteriormente se mencionará el tipo de interruptores utilizados en el A.I.P.G. y la forma en que son controlados.

Las ganancias que se pueden obtener del A.I.P.G. son: 1, 5, 10, 50, 100, 500, 1 000, 10 000 y 100 000. La ganancia unitaria se introdujo para que el A.I.P.G. pueda ser utilizado como un acoplador de impedancias, ya que presenta una impedancia de entrada extremadamente alta y una impedancia de salida muy baja. Por otra parte, si se requiere únicamente que la señal de entrada sea filtrada, sin ser amplificada, se elige la amplificación unitaria.

### 3.3.1 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION DE GANANCIA PROGRAMABLE

El A.I.G.P. utilizado (AD624) es un amplificador de instrumentación de bajo ruido y alta precisión, diseñado principalmente para ser usado con transductores de bajo nivel, los cuales incluyen celdas de carga, extensímetros y transductores de presión.



La construcción interna de este amplificador de instrumentación programable está basada en la configuración del amplificador de instrumentación clásico, en donde la ganancia se define a partir de la expresión (3.32):

$$V_0 / (V_2 - V_1) = (1 + 2R_2 / R_1), \quad (3.33)$$

si  $A = V_0 / (V_2 - V_1)$ ,  $R_2 = 20k\Omega$  y  $R_1 = R_C$

$$A = (1 + 40k\Omega / R_C). \quad (3.34)$$

Utilizando la expresión anterior se puede obtener el valor de  $R_C$  para una ganancia deseada. Las ganancias que se pueden obtener del AD624 en el presente diseño son: 1, 5, 10, 50, 100, 500, y 1 000.

#### OFFSET DE ENTRADA Y OFFSET DE SALIDA

Las especificaciones del voltaje de offset son con frecuencia consideradas como cifras de evaluación para un amplificador de instrumentación. No obstante que el offset inicial puede ser ajustado a cero, existen corrientes de voltaje de offset debidos a las variaciones de temperatura, los cuales pueden causar errores.

El voltaje de offset y el corrimiento de offset tienen dos componentes cada uno, uno de entrada y otro de salida. El offset de entrada es aquel componente que es proporcional a la ganancia, por ejemplo, el offset de entrada medido a la salida con una amplificación  $A = 100$  es cien veces mayor que con una ganancia unitaria  $A = 1$ . El offset de salida es independiente del valor de la ganancia. Para niveles de amplificación baja, el corrimiento de offset de salida es dominante, mientras que para amplificaciones grandes predomina el corrimiento de offset de entrada.

Debido a lo anterior, el corrimiento de voltaje de offset de salida es normalmente especificado como un corrimiento para una ga-

nancia unitaria, en donde los efectos de entrada son insignificantes, mientras que el corrimiento de voltaje de offset de entrada está dado para ganancias altas, cuando los efectos del offset de salida son despreciables.

El AD624 está provisto con terminales para ajuste del voltaje de offset, tanto para el offset de entrada como para el de salida, esto optimiza su anulación para aplicaciones de alta precisión y minimiza los efectos del voltaje de offset en aplicaciones de ganancias conmutables. En tales aplicaciones el offset de entrada es ajustado primero cuando la ganancia programada es la máxima, después el de salida es ajustado cuando la ganancia es unitaria.

#### TERMINAL SENSE

La terminal *sense* es el punto de realimentación del amplificador de salida del AD624. Normalmente se conecta directamente a la terminal de salida del A.I.G.P.

En los casos en que la carga y la salida del amplificador de instrumentación se encuentren distantes, el conductor entre ellos será largo, y tendrá un valor de resistencia ( $R$ ) que se aumentará cuando incremente la longitud del conductor. Si la corriente de carga ( $I$ ) que circula es grande producirá una caída de voltaje, que puede no ser despreciable y causar errores. En estos casos la terminal *sense* se conecta a la carga, de esta forma la caída de voltaje debida a  $I \times R$  queda dentro de la malla y se elimina "virtualmente" esta fuente de error (Figura 3.14a).

Si se desea una corriente mayor en la salida se puede conectar un amp. op. en configuración seguidora, dentro de la malla de realimentación de la salida y la terminal *sense*, sin que esto produzca una degradación significativa en las características del amplificador de instrumentación de ganancia programable (Figura 3.14 b).

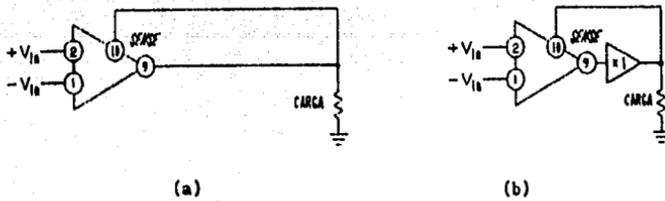


FIGURA 3.14. TERMINAL SENSE

### TERMINAL DE REFERENCIA

La terminal de referencia es utilizada para proporcionar un voltaje de offset en la salida. Este voltaje es útil cuando la carga no comparte la misma tierra con el resto del sistema y su valor puede ser de hasta  $\pm 10$  V.

Debido a que la estructura básica del AD624 es la de un A.I. clásico, es necesario que la impedancia presentada en la terminal de referencia sea nula o muy cercana a cero, ya que cualquier resistencia significativa, que aparezca entre la terminal de referencia y tierra, incrementará la ganancia en la trayectoria de la entrada no inversora del amplificador de salida.

Lo anterior se puede verificar con la expresión 3.16, la cual corresponde al comportamiento de un amplificador diferencial convencional, que es el caso del amplificador de salida del A.I.G.P., AD624, en donde  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10$  k $\Omega$ . Si  $R_4$  aumentará su valor al agregársele una resistencia  $\Delta R_4$  en la terminal de referencia, se tendría:

$$V_0 = V_2 \frac{(R_4 + \Delta R_4) (R_1 + R_2)}{R_1 [R_3 + (R_4 + \Delta R_4)]} - V_1 \left[ \frac{R_2}{R_1} \right], \quad (3.35)$$

reacomodando la ecuación

$$V_0 = V_2 \frac{(R_1 + R_2)}{[R_1 R_3 / (R_4 + \Delta R_4)] + R_1} - V_1 \left[ \frac{R_2}{R_1} \right], \quad (3.36)$$

sustituyendo los valores de las resistencias en  $k\Omega$

$$V_0 = V_2 \frac{2}{[10/(10 + \Delta R_4)] + 1} - V_1, \quad (3.37)$$

de la expresión anterior se observa que al incrementar  $R_4$  la ganancia de  $V_2$  será incrementada también. Para evitar un aumento considerable de impedancia al introducir el voltaje de offset, se puede utilizar un amp. op. en configuración de un seguidor de voltaje (Figura 3.15), el cual proporciona una impedancia muy baja en la terminal de referencia. El amp. op. seleccionado para esta configuración fue el TL072 (Texas Instruments), que proporciona: resistencia de entrada muy alta, baja corriente de polarización, baja corriente de offset, bajo nivel de ruido, compensación interna de frecuencia, etc.

Además, se cuenta con un selector que permite que el voltaje de referencia tenga la misma tierra que el sistema (Figura 3.15).

#### CONEXIONES DEL A.I.G.P.

La Figura 3.15 muestra el diagrama de conexiones del amplificador de instrumentación de ganancia programable. En este diagrama se pueden observar: el potenciómetro de ajuste de offset de entrada, el de offset de salida, el de ajuste de voltaje de referencia y los interruptores que controlan la ganancia del dispositivo.

Los interruptores A, B, C, D, E, F, g (Figura 3.15), así como los

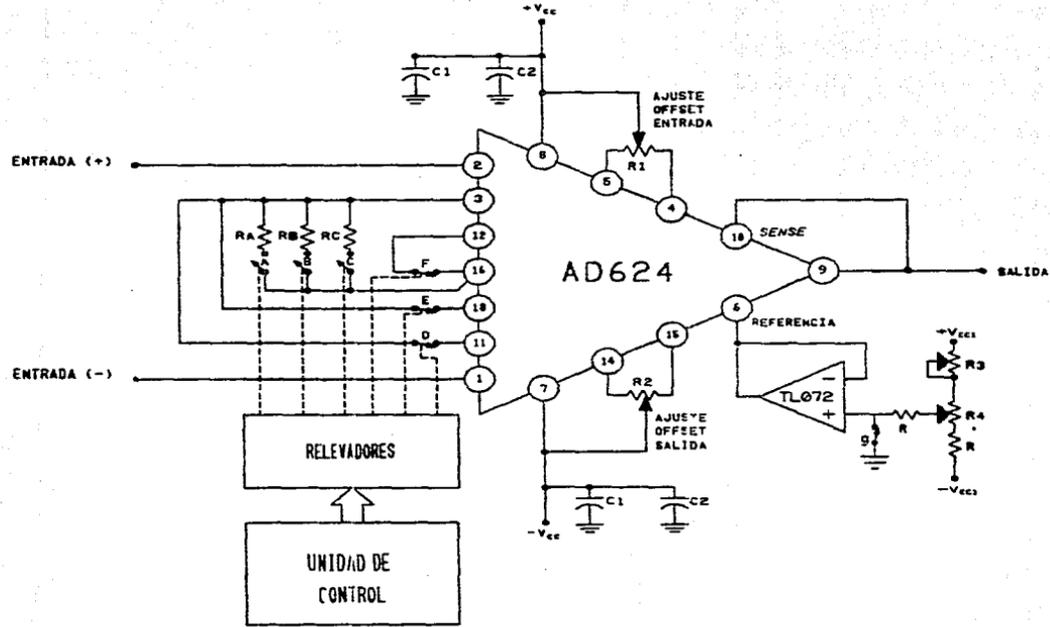


FIGURA 3.15. DIAGRAMA DE CONEXIONES DEL A.I.G.P.

interruptores a, b, c, d, e y f, ilustrados en la Figura 3.12, son relevadores reed tipo RU7 (relevadores marca *SCHRACK*), los cuales cuentan con una tapa metálica, la cual proporciona una protección mecánica y magnética.

Todos los interruptores mencionados anteriormente son activados o desactivados por medio de una unidad de control, la cual se describe en la sección 3.3.4.

### 3.3.2 AMPLIFICADOR NO INVERSOR

Para incrementar la ganancia del amplificador de instrumentación de propósito general, se conectó en cascada un amp. op. de propósito general en configuración no inversora (Figura 3.12). Una de las características de esta configuración es que su impedancia de entrada es alta. Además, como su nombre lo indica, la señal de salida no se encuentra invertida con respecto a la señal de entrada.

El amp. op. utilizado para la configuración no inversora es el OP-07, considerado como poseedor de un extraordinario adelanto en el comportamiento de los amp. ops. Entre sus características se encuentran: bajo nivel de offset, alta estabilidad térmica, corriente de polarización muy baja, impedancia de entrada alta, gran flexibilidad y alto desempeño en ambientes ruidosos, así como en configuraciones no inversoras.

La Figura 3.16 muestra la configuración de un amplificador no inversor, en donde su ganancia está dada por:

$$A = 1 + (R_6 / R_5). \quad (3.38)$$

La expresión anterior se obtiene al realizar un análisis análogo al del amplificador inversor (Figura 3.4) de la sección 3.1.

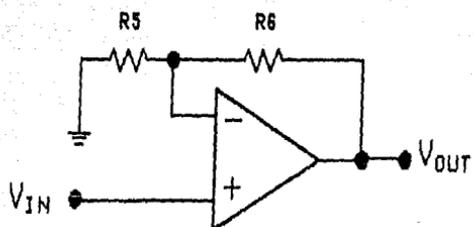


FIGURA 3.16. AMPLIFICADOR EN CONFIGURACION NO-INVERSORA

Como se mencionó anteriormente, la ganancia en esta etapa tiene un valor de 100, y únicamente se activa para las ganancias de: 10 000, 50 000 y 100 000.

### 3.3.3 ETAPA INDICADORA DEL A.I.P.G.

La etapa indicadora le permite al usuario conocer el tipo de entrada (+, - ó diferencial), el tipo de acoplamiento (c.a. o c.d.), si el voltaje de referencia se encuentra activado o desactivado, así como el valor de la ganancia (1, 5, 10, 50, 100, 500, 1 000, 10 000, 50 000, ó 100 000) con que trabaja el A.I.P.G..

Los dispositivos que muestran el tipo de acoplamiento y entrada son *leds*, y los que indican el valor de la ganancia utilizada son *displays* de siete segmentos. Estos indicadores se encuentran ilustrados en la Figura 2.2, y son activados y desactivados por medio de la unidad de control que se describe a continuación.

### 3.3.4 UNIDAD DE CONTROL DEL A.I.P.G.

Para controlar los voltajes de offset se cuenta con dos potenciómetros, los potenciómetros R1 y R2 (Figura 3.15), que corresponden

respectivamente al ajuste de offset de entrada y al de salida del AD624. Estos potenciómetros una vez ajustados no se varían continuamente, únicamente son utilizados para calibrar el voltaje de offset del sistema, dicha calibración se describió en la sección 3.3.1, en el apartado "OFFSET DE ENTRADA Y OFFSET DE SALIDA".

Los potenciómetros R3 y R4 controlan el valor del voltaje de referencia. El usuario tiene acceso directo a ellos y los puede variar continuamente (Aparecen en la Figura 2.2 como ajuste de voltaje de referencia).

La unidad de control del A.I.P.G. controla el tipo de entrada de la señal, el tipo de acoplamiento, la activación del voltaje de referencia y el valor de la ganancia.

Para su descripción, la unidad de control se subdivide en tres etapas, las cuales se muestran en la Tabla 3.2.

UNIDAD DE CONTROL DEL A. I. P. G.	
ETAPA	CONTROLA
1	- VALOR DE LA GANANCIA
2	- TIPO DE ACOPLAMIENTO - ACTIVACION DE VOLTAJE DE REF.
3	- TIPO DE ENTRADA

TABLA 3.2.

#### CONTROL DE GANANCIA

Para poder seleccionar el valor de la ganancia, el usuario tiene a su disposición dos botones pulsadores, uno incrementa y el otro decrementa la ganancia (Figura 2.2).

La ganancia varía al activar o desactivar los relevadores A, B, C,

D, E, F (Figura 3.15), e y f (Figura 3.12). Para conocer el valor de la ganancia utilizada, los segmentos del *display* indicador son activados al mismo tiempo que los relevadores. El control de los relevadores, así como el de los segmentos del *display*, se realiza utilizando una lógica digital.

La Figura 3.17 muestra un diagrama de bloques de la unidad de control de ganancia, además se observan los botones pulsadores con los cuales se incrementa o decremента la ganancia.

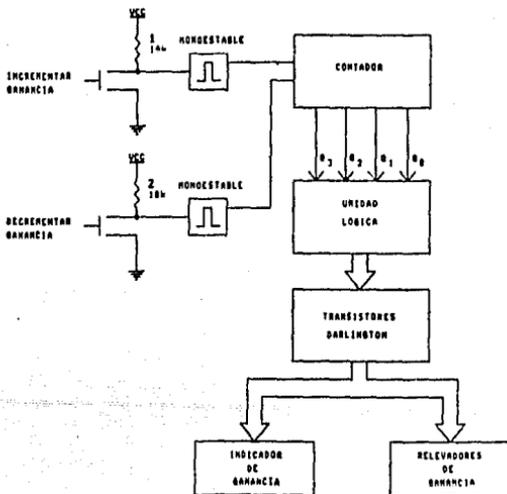


FIGURA 3.17. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL DE GANANCIA

La señal generada por uno de los botones pulsadores pasa por un circuito monoestable (74123), cuyo objeto es eliminar los posibles rebotes que pueda tener el pulso proveniente del interruptor. Posteriormente la señal pasa al reloj de un contador (74192).

En el sentido más elemental, los contadores son sistemas de memoria que "recuerdan" cuántos pulsos de reloj han sido aplicados en la entrada (4).

El contador utilizado es un contador binario síncrono de cuatro dígitos, tiene dos entradas de reloj, con una cuenta hacia arriba y con la otra cuenta hacia abajo. La señal proveniente del pulsador que incrementa la ganancia es conectada al reloj que cuenta hacia arriba, y la proveniente del pulsador que decrementa la ganancia es conectada al reloj que cuenta hacia abajo.

La cuenta de los pulsos está dada por los cuatro bits de salida del contador ( $Q_3, Q_2, Q_1, Q_0$ ), y son utilizados como código digital que controla una unidad lógica. En función de este código se deben proporcionar señales que activen y desactiven los relevadores (A, B, C, D, E, F, e, f) y los segmentos de los *displays* que indican el valor de la ganancia. Para la etapa indicadora se cuenta con cinco dígitos y medio (Figura 3.18).

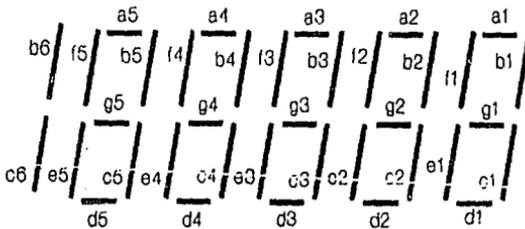


FIGURA 3.18 DESPLEGADO DE GANANCIA

La Tabla 3.3 indica como deben activarse los segmentos, y la Tabla 3.4 los relevadores, en función del código de salida del contador para proporcionar la ganancia deseada.

Para hacer que los segmentos y los relevadores cumplan con la

lógica establecida se utilizaron dos memorias EPROM (2617).

### MEMORIA

La memoria puede ser definida como cualquier dispositivo que pueda guardar los estados lógicos 1 y 0 de tal forma que pueda almacenar un solo bit o un grupo de bits (s).

CANANCIA	q <sub>0</sub> q <sub>1</sub> q <sub>2</sub> q <sub>3</sub>	a,b,c,d,e,f,g	a,b,c,d,e,f,g	a,b,c,d,e,f,g	a,b,c,d,e,f,g	a,b,c,d,e,f,g	h,s
1	0000	0110000	0000000	0000000	0000000	0000000	00
5	0001	1011011	0000000	0000000	0000000	0000000	00
10	0010	1111110	0110000	0000000	0000000	0000000	00
50	0011	1111110	1011011	0000000	0000000	0000000	00
100	0100	1111110	1111110	0110000	0000000	0000000	00
500	0101	1111110	1111110	1011011	0000000	0000000	00
1000	0110	1111110	1111110	1111110	0110000	0000000	00
10000	0111	1111110	1111110	1111110	1111110	0110000	00
50000	1000	1111110	1111110	1111110	1111110	1011011	00
100000	1001	1111110	1111110	1111110	1111110	1111110	11

TABLA 3.3. LOGICA DE ACTIVACION DE LOS SECHENTOS

CANANCIA	q <sub>0</sub> q <sub>1</sub> q <sub>2</sub> q <sub>3</sub>	ABCDEF + f
1	0000	00000001
5	0001	10000001
10	0010	10000001
50	0011	00100001
100	0100	00001001
500	0101	00010001
1000	0110	00011101
10000	0111	00001010
50000	1000	00010010
100000	1001	00011110

TABLA 3.4. LOGICA DE ACTIVACION DE LOS RELEVADORES

Las memorias se pueden dividir en dos grandes categorías:

Memoria de lectura/escritura: Una memoria de semiconductor en la

cual se pueden escribir (almacenar) y leer de nuevo (recuperar) los estados lógicos 0 y 1 (5). A estas memorias también se les llama memorias de acceso aleatorio (RAM) (Random Access Memories).

A su vez, la memoria de lectura y escritura se divide en dos clases: RAM estática, que guarda la información mientras no se desconecte la fuente de alimentación, y RAM dinámica, que necesita un refrescado periódico para mantener la información (6).

**Memoria de solo lectura:** Una memoria de semiconductor desde la cual se pueden leer los datos muchas veces, pero en las que no se puede escribir, como en el caso de las memorias de lectura/escritura. En forma abreviada se les llama ROM (Read Only Memory) (5). La ROM se utiliza para guardar pasos de un programa o datos que no requieran modificación. El contenido de estas localidades de memoria se considera permanente y sólo en algunos casos y con dispositivos especiales puede ser alterado (6).

Entre las memorias ROM se encuentran las memorias EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory). De ellas las más populares son las EPROM con longitud de palabra de ocho bits, que incluyen a las familias 25XX y 27XX, uno de los circuitos más utilizados a nivel comercial es la memoria 2716.

La memoria 2716 es una EPROM borrable con luz ultravioleta, organizada en 2048 localidades de 8 bits ( $2k \times 8$ ), resultando una capacidad total de 16k bits. Se encuentra encapsulada en un circuito de 24 terminales, opera con una fuente de 5 V, sus entradas y salidas son compatibles con TTL.

De lo anterior se puede observar que las características de la memoria 2716 se encuentran muy sobradas para los objetivos de utilidad que este trabajo pretende. Para obtener la lógica requerida en las Tablas 3.3 y 3.4 se pudo haber utilizado una lógica combinacional, y

usar componentes de la serie 74XX, pero el inconveniente es el gran espacio que esto requeriría. Teniendo en cuenta esta restricción se utilizarán dos memorias EPROM 2716 y una mínima lógica combinacional.

Como se puede observar de las Tablas 3.3 y 3.4, varias columnas se repiten o únicamente son inversas a otras, por lo que el número de columnas se redujo. Los datos se cambiaron a números en hexadecimal y se grabaron en las memorias (Tabla 3.5).

CANTIDAD	b <sub>4</sub> a <sub>3</sub> b <sub>2</sub> a <sub>1</sub> b <sub>0</sub>	a <sub>4</sub> b <sub>3</sub> a <sub>2</sub> b <sub>1</sub> a <sub>0</sub>	BDEF	MEMORIA 1	MEMORIA 2
1	10000000	00000000		80	00
5	00000000	00000000		00	00
10	10100000	00001000		A0	08
50	11010000	00000000		D0	00
100	11100100	00000010		E4	02
500	11101001	00000100		E9	04
1000	11101110	00000111		EE	07
10000	11101110	11000010		EE	C2
50000	11101110	10010100		EE	94
100000	11101110	11100111		EE	E7

TABLA 3.5. DATOS REGISTRADOS EN LAS MEMORIAS EPROM

Las salidas de los contadores ( $Q_3, Q_2, Q_1, Q_0$ ) son conectadas a las entradas de direcciones de las memorias ( $A_3, A_2, A_1, A_0$ ). Cuando el código, dado por el contador, se aplica a las entradas de las memorias, el contenido de la localidad de memoria seleccionada aparece en la salida de datos de la EPROM ( $O_7, O_6, O_5, O_4, O_3, O_2, O_1, O_0$ ). Como las memorias utilizadas son dos, los datos de salida se definen como  $Q_{xy}$ , donde el primer subíndice indica el número de memoria, y el segundo el número de dato.

Los segmentos de los *displays* y los relevadores se activan de la

siguiente forma:

$$\begin{array}{llll}
 a1 = Q_3 + Q_2 + Q_1 + Q_0 & e2 = Q_3 + Q_2 & b4 = 0_{11} & g5 = 0_{24} \\
 b1 = 0_{17} & f2 = 0_{16} & c4 = 0_{11} & b6 = 0_{25} \\
 c1 = GND & g2 = 0_{14} & d4 = 0_{27} & c6 = 0_{25} \\
 d1 = Q_3 + Q_2 + Q_1 + Q_0 & a3 = 0_{13} & e4 = 0_{27} & A = \bar{0}_{17} \\
 e1 = Q_2 + Q_1 + Q_0 & b3 = 0_{12} & f4 = 0_{27} & B = 0_{23} \\
 f1 = Q_3 + Q_2 + Q_1 + Q_0 & c3 = Q_3 + Q_2 & a5 = Q_3 & C = 0_{14} \\
 g1 = \bar{0}_{17} & d3 = 0_{13} & b5 = 0_{26} & D = 0_{22} \\
 a2 = 0_{16} & e3 = 0_{11} & c5 = 0_{27} & E = 0_{21} \\
 b2 = 0_{15} & f3 = 0_{13} & d5 = Q_3 & F = 0_{20} \\
 c2 = Q_3 + Q_2 + Q_1 & g3 = 0_{10} & e5 = 0_{25} & e = 0_{27} \\
 d2 = 0_{16} & a4 = 0_{27} & f5 = Q_3 & f = \bar{0}_{27}
 \end{array}$$

Para hacer las sumas e invertir las señales provenientes de las memorias que lo requerían, se utilizaron compuertas de la serie 74XX. Debido a que las señales de salida de las memorias y de los 74's no proporcionan la corriente necesaria para manejar a los relevadores ni a los segmentos de *displays*, se colocaron C.I. ULN2003, los cuales son transistores *darlington* de alta tensión y corriente, entre sus aplicaciones se encuentran: ser excitadores de relevadores, de impresoras y de indicadores luminosos.

Los transistores proporcionan la corriente suficiente para activar a los relevadores y a los segmentos de *displays*, por lo que únicamente se agregaron resistencias limitadoras de corriente, para proteger a los relevadores y a los segmentos.

De esta forma queda integrada la unidad de control de ganancia. El diagrama eléctrico de ella se muestra en el Apéndice A.

### CONTROL DEL TIPO DE ACOPLAMIENTO Y ACTIVACION DE VOLTAJE DE REFERENCIA

El tipo de acoplamiento es controlado por los relevadores c y d (Figura 3.12), y la activación o desactivación del voltaje de referencia, por el relevador g (Figura 3.15).

Los controles de estos relevadores tienen el mismo principio que el control de ganancia, pero debido a que el tipo de acoplamiento y la activación del voltaje de offset únicamente tienen dos estados, su estructura resulta ser más pequeña (Figura 3.19).

La señal emitida por el botón pulsador pasa por un circuito monoestable, para eliminar rebotes. Después la señal entra al reloj de un *flip-flop*, el cual, con cada pulso activa o desactiva su salida. Esta es conectada a unos transistores tipo *darlington*, los cuales manejan a los relevadores correspondientes y a los *leds* indicadores.

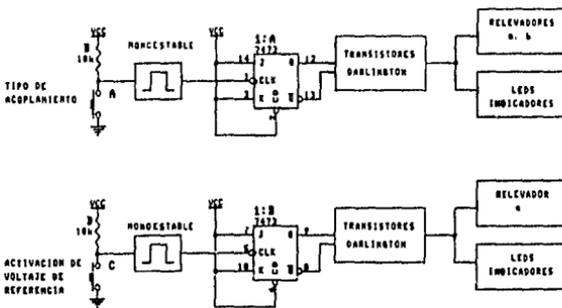


FIGURA 3.19. CONTROL DE ACOPLAMIENTO Y ACTIVACION DEL VOLTAJE DE REF.

### CONTROL DE TIPO DE ENTRADA

El tipo de entrada (+, - ó diferencial) es controlado por los relevadores a y b (Figura 3.12). El control de estos relevadores tiene el

mismo principio que el controlador del valor de ganancia. Pero como sólo existen tres estados para dicho control únicamente se utilizó un botón pulsador. La señal de salida de este botón pulsador pasa por un circuito monoestable, el cual elimina los rebotes que pudiese tener la señal y posteriormente pasa por un contador, al cual se le implantó una lógica digital que permite que existan únicamente los tres estados lógicos requeridos, los cuales son enviados a unos transistores tipo *darlington* que proporcionan la corriente necesaria para activar y desactivar los relevadores y los leds indicadores (Figura 3.20).

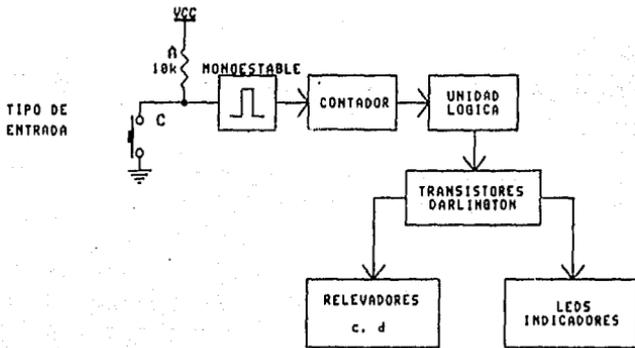


FIGURA 3.20. CONTROL DE TIPO DE ENTRADA

El diagrama eléctrico completo del amplificador de instrumentación de propósito general se anexa en el Apéndice A.

## 4 ETAPA DE FILTRADO

Para obtener información de una señal, se debe seleccionar de ella la parte que es útil y desechar la parte no deseada. Lo anterior se lleva a cabo por medio de un filtro.

Se utiliza el término filtro para denominar a un sistema que puede realizar una separación de información deseada en una señal, de una porción indeseada.

Los filtros eléctricos son dispositivos que eliminan componentes espectrales no deseados de una señal. Esto se representa esquemáticamente en la Figura 4.1a. Una señal de entrada  $v_1(t)$  contiene varios componentes frecuenciales, el filtro es utilizado para seleccionar una banda de frecuencias de entre todas las existentes, por lo que la señal de salida,  $v_0(t)$ , contiene únicamente algunos componentes frecuenciales de  $v_1(t)$ . Las señales  $v_1(t)$  y  $v_0(t)$  están representadas en el dominio

del tiempo.

Generalmente las propiedades de un filtro son caracterizadas por los términos de su función de transferencia  $H(s)$ , en el dominio de la frecuencia (Figura 4.1b).

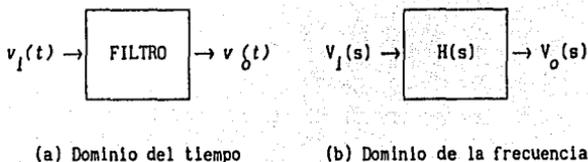


FIGURA 4.1. REPRESENTACION DE UN FILTRO

La función de transferencia es la relación que existe entre la señal de entrada y la de salida

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}, \quad (4.1)$$

en donde  $V_i(s)$  y  $V_o(s)$  son las transformadas de Laplace de la señal de entrada y salida, respectivamente.

En este capítulo se presenta una breve descripción de las principales características y aproximaciones de los filtros, particularmente de los paso-bajas. Además se presenta el diseño de un filtro paso-bajas de frecuencia de corte variable, el cual utiliza la técnica de capacitor conmutado.

#### 4.1 CARACTERISTICAS IDEALES Y REALES DE UN FILTRO

Un filtro ideal es un dispositivo que permite el paso a todas las frecuencias (sin atenuación) dentro de su banda de paso (banda transmi-

sible), suprime (atenuación infinita) aquellas que se encuentran en su banda supresora y su fase es lineal en su banda de paso. Existen cinco tipos básicos de filtros (La Figura 4.2 muestra sus respuestas en frecuencia):

1.- Filtro Paso-bajas. Permite el paso de frecuencias que van desde cero hasta una frecuencia llamada frecuencia de corte (Figura 4.2a).

2.- Filtro Paso-altas. Suprime todos los componentes inferiores a su frecuencia de corte, y permite el paso a los que son superiores a ésta (Figura 4.2b).

3.- Filtro Paso-Bandas. Elimina las frecuencias menores a su fre-

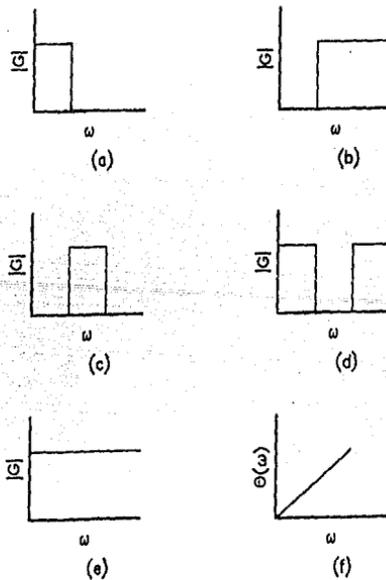


FIGURA 4.2. RESPUESTA EN FRECUENCIA IDEAL

cuencia de corte inferior y superiores a su frecuencia de corte superior (Figura 4.2c).

4.- Filtro supresor de banda. Anula todos los componentes frecuenciales que se encuentran en el rango de sus frecuencias de corte inferior y superior (Figura 4.2d).

5.- Filtro Pasa-todo. Permite el paso a todas las frecuencias. Su propósito es producir un corrimiento de fase predeterminado y es usado para producir un retardo constante de tiempo para todas las frecuencias (Figura 4.2e,f).

En la realidad los filtros no se comportan como lo muestra la Figura 4.2. Nunca presentan una respuesta totalmente plana en su ancho de banda y sus pendientes de bajada y/o subida no son infinitas. En la práctica únicamente se pueden aproximar las características reales a las ideales. La Figura 4.3 representa las especificaciones de un filtro

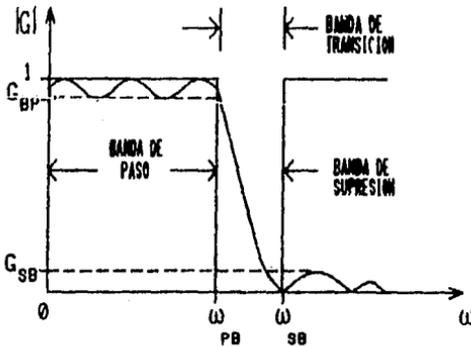


FIGURA 4.3. ESPECIFICACIONES DE UN FILTRO PASA-BAJAS REAL

pasa-bajas real. En esta figura el eje de las frecuencias está dividido

en tres intervalos:

El intervalo comprendido entre la frecuencia cero y la frecuencia pasa-banda,  $\omega_{PB}$ . En este intervalo la ganancia,  $G$ , se encuentra entre  $G_{PB}$  y 1.

El rango de frecuencias entre  $\omega_{PB}$  y  $\omega_{SB}$  (frecuencia de supresión de banda) es llamado región de transición. La ganancia del filtro en esta región es indefinida. Finalmente el intervalo en el cual las frecuencias son mayores que  $\omega_{SB}$ , dentro de éste, la ganancia se encuentra entre el valor de  $G_{SB}$  y cero.

El valor de  $G_{PB}$  está relacionado con el ancho de la región de transición. Mientras menor a la unidad sea el valor de  $G_{PB}$ , se reducirá  $\omega_{SB}$ , por consiguiente la banda de transición será menor.

## 4.2 CLASIFICACION DE FILTROS

Existen diferentes formas de clasificar filtros, dependiendo de sus características, la Tabla 4.1 [7] presenta algunas de ellas.

CARACTERISTICAS	CLASIFICACION
Naturaleza física	Eléctrica, electromagnética, electroacústica
Tipo de respuesta	Pasa-todo, pasa altas, supresor de banda, pasa-bajas, pasa altas, pasa-banda,
Tipo de aproximación	Butterworth, Chebyshev, Bessel
Tipo de elemento	Pasivo, activo
Tipo de señal	Análogica, digital
Complejidad	Primer orden, segundo orden, orden n.

TABLA 4.1.

[7]

En el siguiente apartado se analizará la clasificación correspon-

diente al tipo de aproximación.

#### 4.2.1 APROXIMACIONES DE FILTROS

Existen varios tipos de aproximaciones de filtros que pueden satisfacer la Figura 4.3. Entre las más utilizadas, se encuentran las aproximaciones de Butterworth, de Chebyshev y de Bessel.

La atenuación, en decibelios, de un filtro se define como:

$$A_T(\omega) = 20 \log \left| \frac{V_i(j\omega)}{V_o(j\omega)} \right|, \quad (4.2)$$

sustituyendo la expresión 4.1 en 4.2

$$A_T(\omega) = 20 \log \left| \frac{1}{H(j\omega)} \right|. \quad (4.3)$$

También

$$A_T(\omega) = 10 \log L(\omega^2), \quad (4.4)$$

donde

$$L(\omega^2) = \frac{1}{H(j\omega)H(-j\omega)}. \quad (4.5)$$

Sustituyendo  $\omega = s/j$ , se puede formar la siguiente expresión:

$$L(-s^2) = \frac{D(s)D(-s)}{N(s)N(-s)},$$

la cual recibe el nombre de función de pérdida del filtro.

El corrimiento de fase y el retardo de grupo están dados por:

$$\theta(\omega) = \arg H(j\omega) \quad (4.6)$$

y

$$\tau = - \frac{d\theta(\omega)}{d\omega}, \quad (4.7)$$

respectivamente.

#### APROXIMACION DE BUTTERWORTH

El filtro Butterworth fue diseñado para mantener una respuesta con amplitud constante en la banda de paso, a costa de una menor atenuación en la banda de supresión. Esta aproximación se deriva al considerar que  $L(\omega^2)$  es un polinomio de la forma:

$$L(\omega^2) = B_0 + B_1 \omega^2 + \dots + B_n \omega^{2n}, \quad (4.8)$$

donde  $n$  es el orden del filtro.

En un filtro paso-bajas, para tener la máxima respuesta plana se debe cumplir que

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} L(\omega^2) = 1.$$

La atenuación para una frecuencia normalizada ( $\omega=1$  cuando  $A_T(\omega) \approx 3$  dB) se expresa como [8]

$$A_T(\omega) = 10 \log (1 + \omega^{2n}). \quad (4.9)$$

De las expresiones 4.3 y 4.9 se tiene que

$$10 \log (1 + \omega^{2n}) = 20 \log \left| \frac{1}{H(j\omega)} \right|. \quad (4.10)$$

Despejando la expresión 4.10, la respuesta en amplitud de un filtro Butterworth paso-bajas de orden  $n$ , de frecuencia normalizada, es de la forma

$$\left| H(j\omega) \right| = \frac{1}{[1 + \omega^{2n}]^{1/2}} \quad (4.11)$$

La Figura 4.4 presenta la respuesta en amplitud de esta aproximación, para algunos valores de n, y frecuencia normalizada.

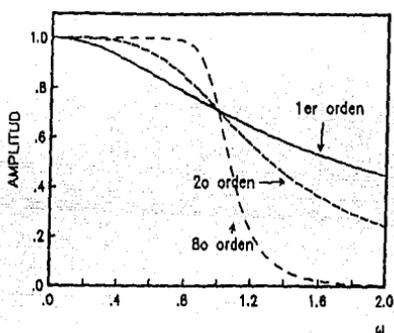


FIGURA 4.4. RESPUESTA DE GANANCIA DE UN FILTRO BUTTERWORTH

La ecuación general de la amplitud de este tipo de filtro es:

$$|H(j\omega)| = \frac{k}{\left[1 + (\omega/\omega_0)^{2n}\right]^{1/2}} \quad (4.12)$$

donde k es una constante y  $\omega_0$  es la frecuencia de corte.

#### APROXIMACION DE CHEBYSHEV

En esta aproximación la atenuación en la banda de paso oscila entre cero y una atenuación máxima preestablecida  $A_{tp}$ . Las características de atenuación para una aproximación de Chebyshev normalizada de cuarto orden se muestran en la Figura 4.5, cuando  $\omega_p = 1$ .

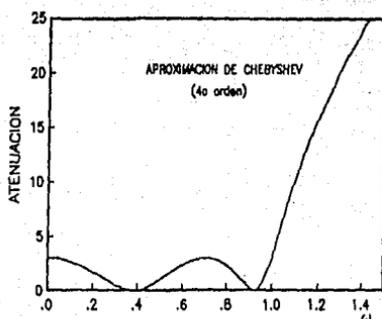


FIGURA 4.5. ATENUACIÓN DE UN FILTRO CHEBYSHEV DE CUARTO ORDEN

En la atenuación, dada por la expresión 4.4, se considera que

$$L(\omega) = 1 + \epsilon^2 F^2(\omega) \quad (4.13)$$

siendo,

$$\epsilon^2 = 10^{0.1A_{lp}} - 1. \quad (4.14)$$

Examinando las características de la Figura 4.5, se observa que  $F(\omega)$  y  $L(\omega^2)$  deben tener las siguientes propiedades:

1.  $F(\omega) = 0$  si  $\omega = \pm \Omega_{01}, \pm \Omega_{02}$
2.  $F^2(\omega) = 1$  si  $\omega = 0, \pm \bar{\Omega}_1, \pm 1$
3.  $\frac{dL(\omega^2)}{d\omega} = 0$  si  $\omega = 0, \pm \Omega_{01}, \pm \bar{\Omega}_1, \pm \Omega_{02}$

Considerando las propiedades anteriores, para una aproximación Chebyshev normalizada ( $\omega_p = 1$ ) de orden  $n$ , se tiene que [8]

$$A_T(\omega) = 10 \log [1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)], \quad (4.15)$$

donde  $C_n$  es un polinomio de Chebyshev de orden  $n$ . La obtención de estos polinomios, sabiendo que  $C_0(\omega)=1$  y que  $C_1(\omega)=\omega$ , se lleva a cabo utilizando siguiente fórmula de recursividad [7].

$$C_n(\omega) = 2\omega C_{n-1}(\omega) - C_{n-2}(\omega), \quad (4.16)$$

La expresión para obtener la ganancia en una aproximación de Chebyshev está dada por [7]

$$|H(j\omega)| = \frac{k}{\sqrt{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_0)}} \quad (4.17)$$

donde  $k$  es una constante y el valor que toma  $\epsilon$  está relacionado con la amplitud máxima del rizo, como lo demuestra la expresión 4.14.

La respuesta de ganancia en una aproximación Chebyshev para diferentes  $n$ 's, considerando  $\epsilon=1$ , se muestra en la Figura 4.6.

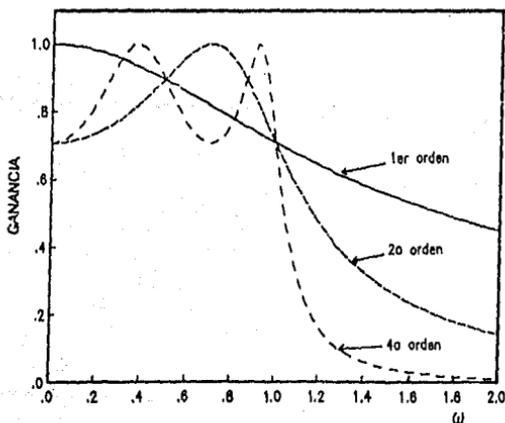


FIGURA 4.6. RESPUESTA DE GANANCIA DE UN FILTRO CHEBYSHEV

## APROXIMACION DE BESSEL

En la aproximación Chebyshev se observa que la señal de salida no es igual a la de entrada, debido a los rizados. En un filtro Butterworth, con una respuesta casi plana, y con una señal de entrada de bajas frecuencias, se puede pensar que la señal de salida es igual a la de entrada, esto no ocurre así, se encuentran desfasadas debido al corrimiento de fase.

Para que no exista desfasamiento en la señal de salida es necesario que no exista corrimiento de fase, o que éste sea proporcional a la frecuencia. Un filtro que presenta una aproximación a un retardo de tiempo constante ideal es el filtro Bessel. Este filtro trata de mantener una respuesta de fase lineal en la banda de paso, a expensas de la respuesta en amplitud, y su función de transferencia está dada por [7]

$$H(s) = \frac{k}{B_n(s)}, \quad (4.18)$$

donde  $k$  es una constante,  $B_n(s)$  un polinomio de Bessel, y  $n$  el orden del filtro. La fórmula para un polinomio de Bessel es [7]

$$B_n(s) = \sum_{k=0}^n \frac{(2n-k)! s^k}{2^{n-k} k! (n-k)!}. \quad (4.19)$$

Obteniendo los dos primeros polinomios con la expresión anterior, se pueden encontrar los siguientes por medio de la siguiente fórmula de recursividad [7]

$$B_n(s) = (2n-1)B_{n-1}(s) + s^2 B_{n-2}(s). \quad (4.20)$$

La Figura 4.7 muestra una comparación, en términos de su respuesta

de amplitud, entre filtros de sexto orden para las aproximaciones de: Butterworth, Chebyshev y Bessel.

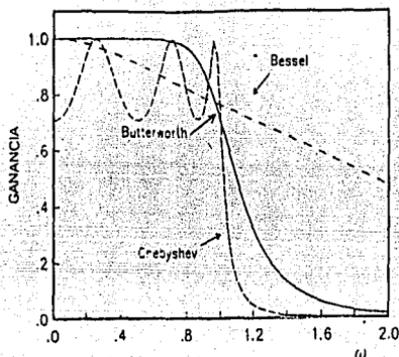


FIGURA 4.7. COMPARACION DE RESPUESTAS DE FILTROS DE SEXTO ORDEN

## 4.2.2 FILTROS PASIVOS Y ACTIVOS

### FILTROS PASIVOS

Son los que necesitan, para su construcción únicamente elementos pasivos (resistencias, capacitores, inductores). Entre estos filtros se encuentran los RL, RC, y los RLC.

Desde el punto de vista de procesamiento de señales, los filtros pasivos no son recomendables, debido a que disipan energía de la señal. Además utilizan inductores, que en bajas frecuencias son componentes grandes, pesados, caros, y poseen una resistencia que no se puede considerar despreciable [3].

### FILTROS ACTIVOS

Los filtros activos utilizan amplificadores operacionales y

elementos pasivos. La frecuencia de corte, la ganancia en la banda de paso y el tipo de respuesta del filtro se ajustan por medio de potenciómetros y/o capacitores variables. Son filtros comúnmente utilizados debido a su bajo costo y a la creciente calidad que brindan los amp. ops.. Algunas de las características que presentan son las siguientes:

- Como la energía disipada en los componentes pasivos puede ser compensada y amplificada, es posible incrementar la energía útil de la señal.

- Pueden construirse en bloques y conectarse sin modificar sus propiedades por efectos de carga.

- No se necesitan inductores.

Entre los filtros activos se encuentran los filtros de capacitor conmutado, los cuales serán descritos a continuación.

#### 4.3 FILTROS DE CAPACITOR CONMUTADO

Como se mencionó anteriormente, el ajuste de la frecuencia de corte en un filtro se realiza por medio de un potenciómetro o un capacitor variable. Para suprimir el ajuste manual de esta frecuencia se puede utilizar la técnica de capacitor conmutado.

Un filtro de capacitor conmutado es un elemento de tres terminales. Consta de capacitores, interruptores conmutados y amp. op's, y su función de transferencia de voltaje representa las características de un filtro [3].

Un capacitor conmutado simula una resistencia cuyo valor es controlado por la frecuencia de conmutación. En la Figura 4.8, cuando el interruptor se conecta a  $V_1$ , el capacitor se carga con  $Q_1 = CV_1$ , y cuando el interruptor cambia de posición a  $V_2$ , la carga del capacitor

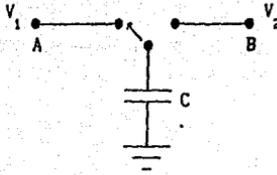


FIGURA 4.8. CAPACITOR CONMUTADO

es  $Q_2 = CV_2$ .

Si  $T_H$  es el periodo de la señal que controla al interruptor, y  $V_1 > V_2$ , la transferencia de carga durante  $T_H$  es

$$\Delta Q = C(V_1 - V_2), \text{ como la}$$

corriente equivalente es

$$I = \frac{\Delta Q}{T_H} = \frac{C(V_1 - V_2)}{T_H}, \quad (4.21)$$

entonces, el circuito entre las terminales A y B es equivalente a una resistencia de valor

$$R = \frac{V_1 - V_2}{I} = \frac{T_H}{C}, \quad (4.22)$$

el capacitor C simula a la resistencia R y el valor de R es controlado por la frecuencia  $F_H = 1/T_H$ . Este método permite el diseño de filtros utilizando capacitores conmutados. Para la construcción de estos se cuenta con algunos dispositivos básicos, como son un filtro paso-bajas

básico y un integrador.

#### 4.3.1 FILTRO PASA-BAJAS BASICO

La Figura 4.9 muestra un circuito de dos capacitores conmutados por los interruptores  $\phi_1$  y  $\phi_2$ , así como el comportamiento de las señales controladoras. En esta figura E y S representan la entrada y salida del circuito, respectivamente.

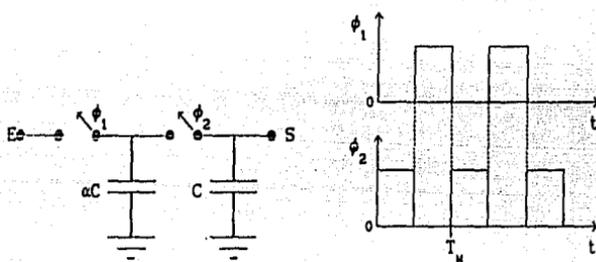


FIGURA 4.9, FILTRO BASICO PASA-BAJAS

La función de transferencia del sistema  $H(s) = S(s)/E(s)$  se determina de la siguiente forma:

Cuando el interruptor  $\phi_1$  está activado el  $\phi_2$  se encuentra desactivado, al llegar al tiempo  $t = kT_H$  ( $k=1,2,3,\dots$ ) la carga en los capacitores está dada por

$$Q_{\alpha C}(kT_H) = \alpha CE(kT_H) \quad (4.23)$$

y

$$Q_C = CS(kT_H), \quad (4.24)$$

en ese momento ( $t = kT_H$ ), los interruptores cambian de estado, el

Interrupción  $\phi_1$  se desactiva y el  $\phi_2$  se activa. En el tiempo en que  $t=(k+1/2)T_H$  la carga en los capacitores es

$$Q_{\alpha C}[(k+1/2)T_H] = \alpha CS[(k+1/2)T_H] \quad (4.25)$$

y

$$Q_C = CS[(k+1/2)T_H]. \quad (4.26)$$

La variación de carga en los capacitores está dada por

$$\Delta Q_{\alpha C} = \alpha C[S((k+1/2)T_H) - E(kT_H)] \quad (4.27)$$

$$\Delta Q_C = C[S((k+1/2)T_H) - S(kT_H)]. \quad (4.28)$$

Por la conservación de energía se tiene que

$$\alpha CE(kT_H) + CS(kT_H) = \alpha CS((k+1/2)T_H) + CS((k+1/2)T_H) \quad (4.29)$$

Los capacitores se mantienen separados durante la segunda mitad del periodo, por lo que en este lapso la carga en el capacitor C es

$$CS((k+1/2)T_H) = CS((k+1)T_H). \quad (4.30)$$

De las expresiones 4.29 y 4.30

$$(\alpha + 1)S((k+1)T_H) = S(kT_H) + \alpha E(kT_H), \quad (4.31)$$

como  $S((k+1)T_H)$  es el valor de S para un tiempo  $t=(k+1)T_H$ , utilizando la propiedad de la transformada z [3]

$$y(n-n_1) * z^{-n_1}y(z) \quad (4.32)$$

se obtiene que

$$(\alpha+1)zS(z) = S(z) + \alpha E(z). \quad (4.33)$$

La función de transferencia se obtiene de la última expresión

$$F(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = \frac{\alpha}{z(\alpha+1)-1} \quad (4.34)$$

Utilizando una de las aproximaciones que existe entre el dominio discreto  $z$  y el dominio continuo  $s$  [9]

$$z = 1 + sT_H$$

se obtiene que

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_H(\alpha+1)/\alpha} \quad (4.35)$$

que es la expresión en  $s$  (transformada de Laplace) de un filtro paso-bajas de primer orden, cuya función de transferencia es

$$F(s) = \frac{1}{1 + sRC}$$

donde por analogía de términos

$$RC = T_H(\alpha+1)/\alpha$$

### 4.3.2 INTEGRADOR DE CAPACITOR CONMUTADO

Considerando ahora que  $\phi_1$  y  $\phi_2$  son los interruptores que controlan el circuito de la Figura 4.10, cuando  $t=kT_H$  la carga en los capacitores

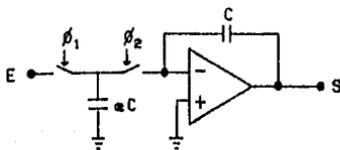


FIGURA 4.10. INTEGRADOR DE CAPACITOR CONMUTADO

está dada por:  $Q_{\alpha C}(kT_H) = \alpha C E(kT_H)$  y  $Q_C = CS(kT_H)$ . En ese momento los interruptores cambian de posición, para el tiempo  $t=(k+1/2)T_H$  el capacitor C se ha cargado con la diferencia de las cargas existentes en sus extremos.

$$CS\{(k+1/2)T_H\} = CS(kT_H) - \alpha C E(kT_H). \quad (4.36)$$

Como el capacitor C se encuentra separado de  $\alpha C$  durante la segunda mitad del periodo

$$CS\{(k+1/2)T_H\} = CS\{(k+1)T_H\}. \quad (4.37)$$

De las expresiones 4.37 y 4.36 se tiene que

$$S\{(k+1)T_H\} = S(kT_H) - \alpha E(kT_H), \quad (4.38)$$

y utilizando la transformada z

$$zS(z) = S(z) - \alpha E(z). \quad (4.39)$$

La función de transferencia del circuito, en el dominio de z es

$$F(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = -\frac{\alpha}{z-1}, \quad (4.40)$$

con la aproximación de  $z = 1 + T_H s$ , se obtiene:

$$F(s) = -\frac{1}{(T_H/\alpha)s}. \quad (4.41)$$

La expresión  $F(s) = -1/(RCs)$  es la función de transferencia de un integrador ideal. Comparando los términos del integrador con los de la expresión 4.41 se nota que si  $T_H/s = RC$  el circuito toma la misma forma que la del integrador. Con lo anterior se obtiene la equivalencia mostrada en la Figura 4.11.

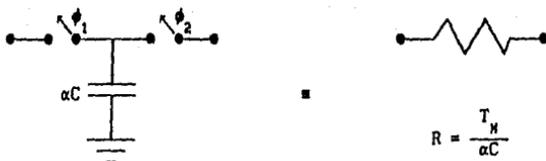


FIGURA 4.11. EQUIVALENCIA DE UN CAPACITOR CONMUTADO

La técnica que utilizan los circuitos de capacitor conmutado permite la construcción de filtros activos sin la necesidad de utilizar resistencias en algunas partes del circuito, donde juegan un papel importante en la constante de tiempo RC. Las resistencias son utilizadas en otras partes del circuito, donde no tienen efecto sobre la respuesta en frecuencia. Las mayores ventajas que proporciona esta técnica es que no es cara, es precisa y ocupa muy poco espacio.

Existen en el mercado filtros activos de capacitor conmutado en forma de circuitos integrados, uno de ellos es el filtro llamado MF-10 *Universal Monolithic Dual Switched Capacitor Filter*, el cual se describe en la siguiente sección.

#### 4.3.3 FILTRO DE CAPACITOR CONMUTADO MF-10

El filtro MF10 es un circuito integrado, constituido por dos filtros de segundo orden, iguales e independientes de capacitor conmutado. Puede configurarse para proporcionar todo tipo de respuesta por medio de resistencias externas. Estas pudieron haber sido introducidas en el C.I., por medio de la técnica de capacitor conmutado; sin embargo, esto le restaría la flexibilidad que la reconfiguración del dispositivo ofrece. Cada mitad del filtro MF10, es un filtro que basa su construcción en el filtro universal que se muestra en la Figura 4.12.

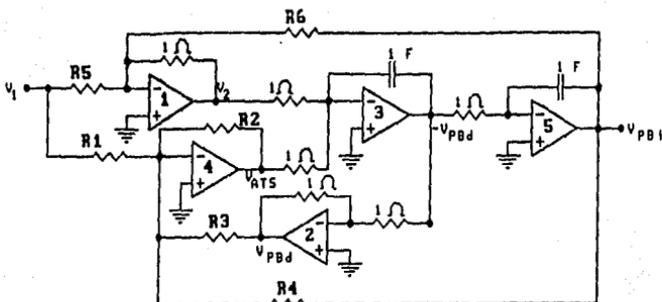


FIGURA 4. 12. FILTRO ACTIVO UNIVERSAL

Del circuito de la Figura 4.12 se puede obtener una salida de un filtro pasa-bajas ( $V_{PBj}$ ), una de un pasa-banda ( $V_{PBi}$ ), y una salida  $V_{ATS}$ . La salida  $V_{ATS}$  puede proporcionar la respuesta de un filtro pasa-altas, pasa todo o de un supresor de banda, dependiendo de que resistencia(s) sea(n) suprimida(s) de entre  $R_4$ ,  $R_5$  y  $R_6$ . Si ninguna de ellas es suprimida no existe una clasificación del tipo de salida de esta terminal.

La Tabla 4.2 muestra las conexiones que se deben hacer para obtener la respuesta indicada en la terminal  $V_{ATS}$ .

RESISTENCIA	TERMINAL $V_{ATS}$		
	PASA TODO	PASA ALTAS	SUPRESOR DE BANDA
$R_1$	$R_2$	$R_1$	$R_1$
$R_4$	ABIERTA	$R_4$	$R_4$
$R_5$	$1 \Omega$	ABIERTA	ABIERTA
$R_6$	$1 \Omega$	ABIERTA	$1 \Omega$

TABLA 4.2.

Para poder entender el funcionamiento del circuito de la Figura 4.12 se presenta su análisis. De la figura se observa que los amp. op. 1 y 4 son sumadores inversores, el 3 y 5 son integrador sumador e integrador inversor respectivamente, y el 2 es un inversor. De ellos se obtienen las siguientes funciones de transferencia:

$$1. V_2 = - (V_1 / R_5 + V_{PBj} / R_6);$$

$$2. V_{PBd} = - (-V_{PBd});$$

$$3. -V_{PBd} = -(1/s) (V_2 + V_{ATS});$$

$$4. V_{ATS} = - R_2 (V_1 / R_1 + V_{PBd} / R_3 + V_{PBj} / R_4), \text{ y}$$

$$5. V_{PBj} = (1/s) V_{PBd}.$$

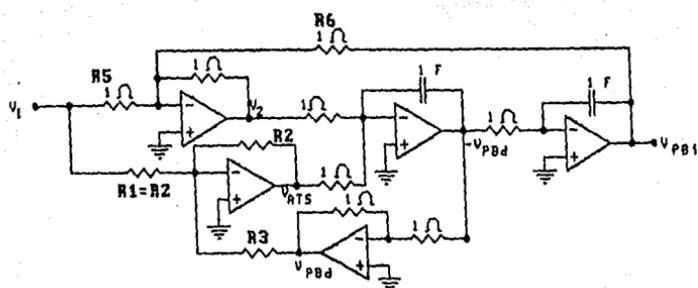
Al resolver las expresiones anteriores con respecto a  $V_1$ , se obtiene:

$$V_{PBd} / V_1 (s) = \frac{-s(1/R_5 + R_2/R_1)}{s^2 + s(R_2/R_3) + (1/R_6 + R_2/R_4)} \quad (4.42)$$

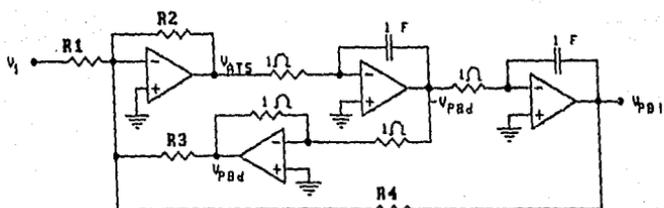
$$V_{PBj} / V_1 (s) = \frac{-(1/R_5 + R_2/R_1)}{s^2 + s(R_2/R_3) + (1/R_6 + R_2/R_4)} \quad (4.43)$$

$$V_{ATS} / V_1 (s) = \frac{-[s^2(R_2/R_1) - s(R_2/R_3 R_5) + (R_2/R_1 R_6 - R_2/R_4 R_5)]}{s^2 + s(R_2/R_3) + (1/R_6 + R_2/R_4)} \quad (4.44)$$

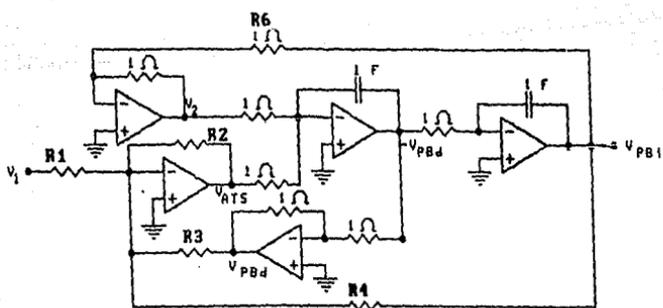
La Figura 4.13 presenta los ajustes que se deben hacer para obtener diferentes respuestas del filtro.



(a) FILTRO PASA-TODO



(b) FILTRO PASA-ALTAS



(c) FILTRO SUPRESOR DE BANDA

FIGURA 4.13. CONFIGURACIONES DEL FILTRO PARA LA TERMINAL  $V_{ATS}$

El MF10 simplifica el circuito de la Figura 4.12 considerablemente. Si en este circuito los amplificadores 3 y 5 no fueran inversores la señal  $V_{PBj}$  no resultaría afectada, y la salida en el amplificador 3 sería  $+V_{PBd}$ , lo que significaría que el amp. op. 2 podría ser omitido. Por otra parte, al conectar directamente la resistencia  $R_5$  y/o  $R_6$  al amp. op. 3, eliminamos el amp. op. 1.

Como la resistencias  $R_5$  y  $R_6$  siempre tienen el valor de  $1 \Omega$ , excepto cuando están abiertas, fueron introducidas en el C.I. La forma de conectar o desconectar  $R_6$  se hace por medio de la terminal  $S_{A/B}$  del C.I., esta terminal controla un interruptor que se activa o desactiva dependiendo de que sea conectada a tierra o a la alimentación positiva de c.d..

Para desconectar  $R_5$  únicamente se debe introducir la entrada  $V_1$  por la terminal INV, después de  $R_5$ . Para la configuración de un filtro pasa-altas  $R_5$  debe conectarse, para ello el C. I. cuenta con una terminal denominada S1, en donde se introduce  $V_1$ .

El MF10 está constituido por amp. ops., capacitores, resistencias normales y resistencias simuladas con capacitores conmutados, estas últimas son utilizadas en los amp. op. que sirven como integradores y las resistencias normales son utilizadas en el amp. op. sumador. De la Figura 4.12 se puede observar que las resistencias externas ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ , y  $R_4$ ) se conectan al amp. op. 4.

La frecuencia de corte se puede ajustar por medio de las resistencias simuladas, debido a que su valor se controla por medio de la frecuencia de conmutación, la cual se puede obtener de un reloj externo al circuito MF10.

El ciclo de trabajo del reloj debe de ser muy cercano al 50%, sobre todo cuando la frecuencia del reloj es mayor a 200 kHz. Esto permite tener el tiempo máximo para que los amp. ops. internos se esta-

bilicen, lo cual permite la operación óptima del filtro.

Examinando las expresiones de la Figura 4.13b, c, y d se observa que la frecuencia de corte, en estas configuraciones, también es afectada por el término  $R_2/R_4$ . Para el circuito de la Figura 14.3a el valor de  $R_2/R_4$  no afecta la frecuencia de corte. La relación que existe entre la frecuencia de corte, la frecuencia del reloj y el valor de  $R_2/R_4$  se puede obtener de las hojas de especificación del circuito integrado.

Para mayor información en el Apéndice B se incluyen las hojas de especificación del circuito integrado MF10.

El filtro que se construyó para el acondicionador de señales se describe en la siguiente sección.

#### 4.4 DISEÑO DE LA ETAPA DE FILTRADO

El filtro de este sistema es un filtro pasa bajas de frecuencia de corte variable. Para elegir la frecuencia de corte se tienen tres escalas: 3 Hz-30 Hz, 30 Hz-300 Hz, y 300 Hz-3kHz.

La estructura básica de la etapa de filtrado se muestra en la Figura 4.14.

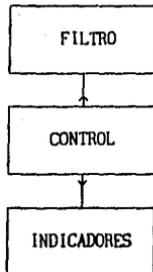


FIGURA 4.14. ESTRUCTURA BASICA DE LA ETAPA DE FILTRADO.

El diseño de la etapa de filtrado está basado en el C.I. MF10, que como se mencionó es un filtro universal de capacitor conmutado. La unidad de control es similar a la del A.I.P.G., controla la activación o desactivación del filtro y la frecuencia de corte.

La etapa indicadora del filtro está constituida por un *display* de 3 1/2 dígitos y *leds* indicadores. Dicha etapa muestra en el *display* la frecuencia de corte del filtro o el valor de un voltaje externo. Los *leds* indican con su activación: si el filtro se encuentra activado o desactivado, el modo de funcionamiento del *display* (si funciona como voltímetro o muestra la frecuencia de corte utilizada), la escala de la frecuencia de corte y la escala del voltímetro (Figura 2.2).

Dentro de la etapa de filtrado se encuentra un convertidor de voltaje analógico-digital de 3 1/2 dígitos, éste también es utilizado como un voltímetro digital de tres escalas: 200 mV, 2 V, y 20 V.

La Figura 4.15 presenta un diagrama de bloques de la etapa de filtrado. Los interruptores G y H de esta Figura se activan o desactivan

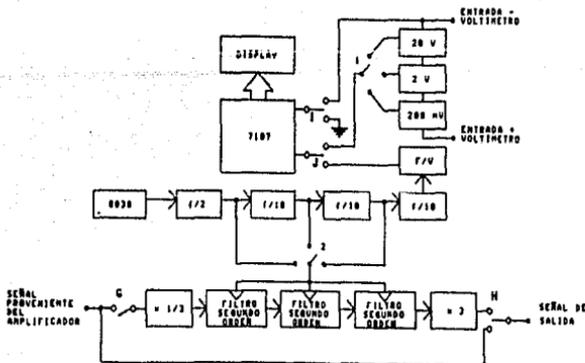


FIGURA 4.15. DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA ETAPA DE FILTRADO

para que la señal sea filtrada o no. El control de los interruptores se realiza por medio de la unidad de control de la etapa de filtrado, que se describirá posteriormente.

El filtro de capacitor conmutado, MF10, permite un voltaje de alimentación máximo ( $V^+ - V^-$ ) de 14 V, para el diseño de esta etapa se alimentó con  $\pm 5$  V. Cada terminal de entrada puede soportar un voltaje máximo de  $V^+ + 0.3V$  ó  $V^- - 0.3V$ .

La señal proveniente de la etapa amplificadora es atenuada a 1/3 de su valor, debido a que puede tener un valor máximo de  $\pm 15$  V. A la salida del filtro la señal es amplificada 3 veces, esto permite que la señal tenga la misma magnitud que en la entrada, en la banda de paso.

#### 4.4.1 FILTRO PASA-BAJAS

El filtro pasa bajas está compuesto por tres filtros de segundo orden en cascada. La respuesta en frecuencia de un bloque de segundo orden pasa bajas se muestra en la Figura 4.16, donde:

$$H_{PBj}(s) = \frac{H_{OPBJ} \omega_0^2}{s^2 + \frac{6\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (4.45)$$

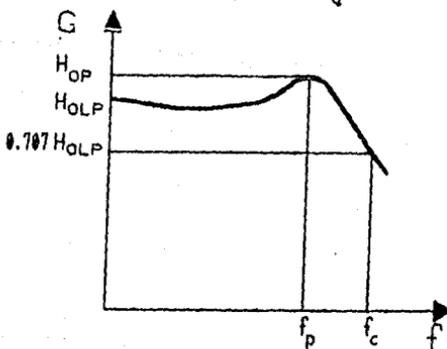


FIGURA 4.16. RESPUESTA DE UN FILTRO PASA BAJAS DE SEGUNDO ORDEN.

$$f_c = f_0 \times \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \quad (4.46)$$

$$f_p = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \quad (4.47)$$

$$H_{OP} = H_{OPBJ} \times \frac{1}{\frac{1}{Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \quad (4.48)$$

$H_{OPBJ}$  = Ganancia (V/V) de la salida del filtro pasa bajas a 0 Hz.

$H_{OP}$  = Magnitud pico de la respuesta.

$f_c$  = Frecuencia de corte.

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

$f_{CLK}$  = Frecuencia del reloj externo.

$f_p$  = Frecuencia en la cual la señal de salida tiene su valor máximo (pico).

$Q$  = Factor de calidad. En un filtro pasa banda se mide como la relación entre  $f_0$  (frecuencia central), y el ancho de banda de -3 dB. Para un filtro pasa bajas o pasa altas  $Q$  no es medido, pero su valor está relacionado con la magnitud pico de la respuesta.

Como se mencionó anteriormente, el filtro consta de tres etapas o estados de segundo orden, que colocados en cascada forman un filtro Butterworth de sexto orden. Para obtener la aproximación, los valores

de los filtros de segundo orden se tomaron de tablas de diseño de filtros Butterworth (9).

Número de polos	Estado	DISEÑO	
		$\alpha = 1/Q$	$\omega_0$
6	1	1.931852	1.000000
	2	1.414214	1.000000
	3	0.517638	1.000000

El fabricante del MF10 ofrece diferentes modos de operación para el circuito (10). De estos se eligieron los modos 1a y 3, este último se pudo utilizar en los tres estados, sin embargo, para  $\alpha = 1.414214$  el modo 1a ofrece más sencillez.

En todos los modos de operación la frecuencia de corte depende del factor  $\frac{f_{CLK}}{50}$  ó  $\frac{f_{CLK}}{100}$ . En este diseño se eligió el factor  $\frac{f_{CLK}}{50}$ .

El modo de operación 1a se muestra en la Figura 4.17 y es utilizado cuando  $Q = 1/\sqrt{2}$

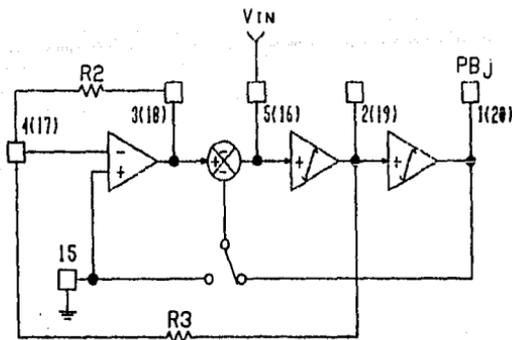


FIGURA 4.17. MODO DE OPERACION 1a.

Para este modo se tiene que:

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \text{ ó } \frac{f_{CLK}}{50}, \quad (4.49)$$

$$Q = \frac{R3}{R2}, \quad (4.50)$$

$$H_{OPBJ} = -1. \quad (4.51')$$

Haciendo  $R2 = \sqrt{2} R3$ , la función de transferencia dada por la expresión 4.45, queda de la siguiente forma:

$$H_{PBj}(s) = \frac{-\omega_o^2}{s^2 + 1.4142146\omega_o s + \omega_o^2}, \quad (4.52)$$

además, de las expresiones 4.46, 4.47 y 4.48 se tiene que:  $f_o = f_c$ ,  $f_p = 0$  y  $H_{OP} = H_{OPBJ}$ , respectivamente.

El modo de operación 3 (Figura 4.18), utilizado cuando  $Q = 1.931852$

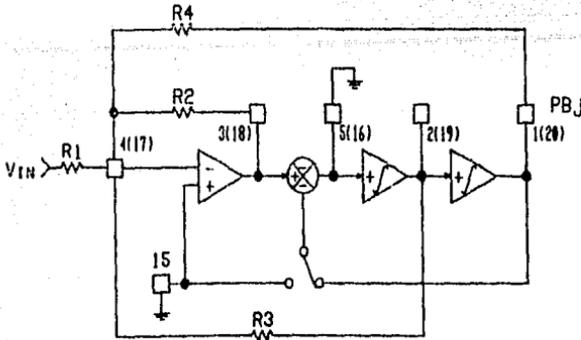


FIGURA 4.18. MODO DE OPERACION 3

y  $Q = 0.517638$ , tiene las siguientes características:

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R2}{R4}} \text{ ó } \frac{f_{CLK}}{50} \sqrt{\frac{R2}{R4}} \quad (4.53)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R2}{R4}} \times \frac{R3}{R2} \quad (4.54)$$

$$H_{OPBJ} = \text{Ganancia (cuando } f \rightarrow 0) = - \frac{R4}{R1} \quad (4.55)$$

Para cada etapa se desea que el valor absoluto de la ganancia sea 1, y también que  $f_c = \frac{f_{CLK}}{50}$ .

De las expresiones 4.46, 4.53, 4.54 y 4.55, para  $Q = 0.517638$ , se tiene que:  $R1 = R4$ ,  $R2 \approx 2.1883 R4$  y  $R3 \approx 0.35 R2$ . Haciendo  $R4 = 10 \text{ k}\Omega$ , entonces  $R1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R2 \approx 21 \text{ k}\Omega$  y  $R3 \approx 7.4$ .

De la misma forma, si  $Q = 1.931852$ , se obtiene que:  $R1 = R4$ ,  $R2 \approx 0.4568 R4$ ,  $R3 \approx 1.3 R4$ . Haciendo  $R4 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R2 \approx 450 \Omega$  y  $R3 \approx 13 \text{ k}\Omega$ .

Las funciones de transferencia para los valores de  $Q = 0.517638$  y  $Q = 1.931852$ , quedan, respectivamente, de la siguiente forma:

$$H_{PBj}(s) = \frac{-\omega_0^2}{s^2 + 1.931852s\omega_0 + \omega_0^2} \quad (4.56)$$

$$H_{PBj}(s) = \frac{-\omega_0^2}{s^2 + 0.517638s\omega_0 + \omega_0^2} \quad (4.57)$$

El producto de las tres funciones de transferencia, 4.52, 4.56 y 4.57, es la función de un filtro Butterworth de sexto orden, cuya frecuencia de corte  $f_c = \frac{f_{CLK}}{50}$ .

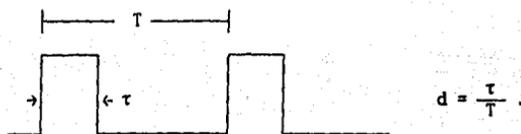
#### 4.4.2 GENERACION DE LA SEÑAL DE CONMUTACION

La selección del C.I. que genera el tren de pulsos se realizó de la siguiente forma. Debido a que la estabilidad de la frecuencia de corte del filtro depende directamente de la calidad del reloj externo, el parámetro a considerar fue el corrimiento de frecuencia debido a la temperatura. El C.I. generador de ondas 205 tiene un valor máximo de corrimiento de frecuencia debido a la temperatura de  $600 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ , el valor máximo para los generadores de onda 2206, 2207, 2209 y 8038 es de  $50 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ . Los circuitos disponibles con mayor facilidad comercialmente son el 2206 y el 8038, los cuales son adecuados para generar la onda cuadrada. Se decidió utilizar el circuito 8038 debido a que su costo en el mercado es aproximadamente 25% más bajo que el del 2206.

La figura 4.15 presenta al C.I. 8038 seguido de unos divisores de frecuencia. Los objetivos de estos divisores son:

1.- Para la correcta operación del MF10, la señal de reloj externo debe tener un ciclo de trabajo de 50%, o muy cercano a él. El ciclo de trabajo,  $d$ , se define para trenes de pulsos periódicos como:

$$d = \frac{\text{Duración de un pulso positivo en un tren de pulsos}}{\text{Periodo fundamental del tren de pulsos}}$$



En la configuración del 8038, al variar la frecuencia varía el ciclo de trabajo. Por ello, se optó por obtener una frecuencia doble a la deseada, para luego dividirla por medio de un contador. Este contador cambia de estado (de 0 a 1 ó viceversa) cada vez que la señal de

entrada tiene un flanco negativo (cambio de 1 a 0). Lo anterior permite que, no importando el ciclo de trabajo en la entrada del contador, en su salida tiene un ciclo de trabajo que garantiza ser del 50%, como se muestra en la Figura 4.19.

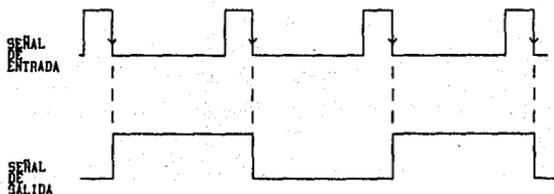


FIGURA 4.19. SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA DEL DIVISOR DE DOS.

2.- Las frecuencias de corte mínima y máxima del filtro son 3 Hz y 3 kHz, como  $f_c = \frac{f_{CLK}}{50}$ , se necesitaría un rango de frecuencia de 150 Hz a 150 kHz, pero debido a que se tiene un divisor de dos, se necesita un rango de 300 Hz a 300 kHz. A pesar de que el generador de funciones (8038) puede generar señales con una frecuencia de 0.001 Hz, hasta 1 MHz, el rango de 300 Hz a 300 kHz resulta ser muy amplio para ser barrido en una sola escala, por ello, la salida de generador se ajusto para que proporcionara solamente una década, la más alta, y a partir de ésta generar las otras dos décadas, por medio de divisores de diez.

De esta forma se tienen tres escalas de una década cada una: 0.15 kHz-1.5 kHz, 1.5 kHz-15kHz y 15 kHz-150kHz. La escala requerida se seleccionará por medio del interruptor 2 (Figura 4.15).

La Figura 4.20 presenta las conexiones que se realizaron para obtener el tren de pulsos adecuado para la conmutación del filtro. La frecuencia de la señal generada por el circuito 8038 es de 30 kHz a 30



var la frecuencia de corte utilizada.

El voltaje de salida del convertidor frecuencia-voltaje es proporcional a la frecuencia de la señal de entrada, para obtener un valor de voltaje adecuado para la entrada del convertidor A/D se colocó otro divisor de 10 (Figura 4.15).

Para utilizar el convertidor A/D como voltímetro se agregó al sistema una terminal para medir voltajes externos. El convertidor está configurado para una escala de 200 mV, y por medio de resistencias de precisión, utilizadas como divisores de voltaje, se obtuvieron dos escalas más: 2 V y 20 V. Para elegir si el *display* funciona para observar frecuencia de corte o como voltímetro se utilizan los interruptores I y J (Figura 4.15).

A la salida de la señal, filtrada o no, se colocó un circuito integrado que maneja un indicador de barra (LM3914). Este circuito detecta un voltaje analógico e indica su valor por medio de 10 *leds*. El circuito internamente cuenta con amplificadores operacionales configurados como comparadores.

La resolución que proporciona el circuito integrado LM3914 en cada *led* es muy burda (3 Volts/*led*), por ello no se utilizará para tomar mediciones de la señal. Sin embargo, es útil para indicar al usuario el nivel de voltaje de la señal de salida.

Los otros *leds* de esta etapa se activan para indicar en que modo está trabajando el sistema:

- 1.- Filtro activado o desactivado.
- 2.- Visualización de frecuencia de corte o de un voltaje externo.
- 3.- Escala de la frecuencia de corte.
- 4.- Escala del voltaje externo.

Todos los leds indicadores de esta etapa (excepto los que maneja el LM3914, los cuales son controlados por los comparadores internos del C.I.) e interruptores, son gobernados por la unidad de control que se describe a continuación.

#### 4.4.4 UNIDAD DE CONTROL DE LA ETAPA DE FILTRADO

El usuario puede seleccionar el modo de operación 1 (filtro activado o desactivado) por medio de los interruptores G y H de la Figura 4.15. En esta figura se observa que cuando el interruptor G se encuentra abierto y el interruptor H haciendo contacto con la terminal proveniente del amplificador, la señal de salida no es filtrada. Cuando el interruptor G se encuentra cerrado y el H hace contacto con la terminal proveniente del filtro, la señal de salida ha pasado por la etapa de filtrado. Los interruptores están controlados de tal forma que únicamente permiten las dos combinaciones de activación descritas anteriormente.

El control de estos interruptores se realiza utilizando un botón pulsador. La señal emitida por él pasa a un circuito monoestable, que elimina los rebotes, el pulso proveniente del circuito monoestable entra al reloj de un *flip-flop*.

Las salidas, Q y  $\bar{Q}$ , del *flip-flop* cambian a un voltaje alto (5V) ó bajo (0V) cada vez que un pulso entra en su terminal de reloj. Las dos terminales de salida del *flip-flop* (Q y  $\bar{Q}$ ) son utilizadas para activar los relevadores G y H así como para encender dos leds indicadores, uno que se enciende cuando el filtro se encuentra activado y el otro cuando se encuentra desactivado.

Debido a que las señales de salida del *flip flop*, Q y  $\bar{Q}$ , no son capaces de porcionar la corriente necesaria para manejar los leds y relevadores, se utilizaron transistores *darlington* que dan a la señal la corriente necesaria para el manejo de estos dispositivos(Figura 4.21).

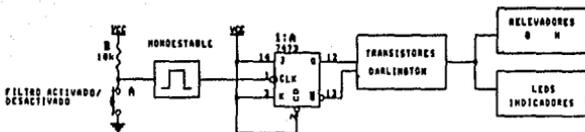


FIGURA 4.21. CONTROL DE ACTIVACION DEL FILTRO

La posición de los interruptores I y J (Figura 4.15) determina que el *display* muestre frecuencia de corte o voltaje externo. Para controlar estos interruptores se utilizó la misma estructura que la del control del modo de operación 1. Se colocó un botón pulsador como entrada al disparador de un circuito monoestable, el pulso de este circuito entra al reloj de un *flip-flop* cuyas salidas entran a unos transistores que gobiernan la posición del interruptores I y J la activación de los *leds* indicadores.

Para cambiar la escala de frecuencia de corte (modo de trabajo 3) se utiliza el interruptor 2 de la Figura 4.15. Para controlar este interruptor el usuario tiene a su disposición un botón pulsador.

El interruptor 2 es un interruptor analógico controlado digitalmente (CD4052). El polo del interruptor cambia su posición al cambiar de valor sus entradas binarias (B y A), debido a que se tienen tres escalas se eligieron los valores de las entradas binarias: 00, 01 y 10.

Los valores binarios se obtienen a partir del botón pulsador de la siguiente forma. El botón pulsador activa el disparador de un circuito monoestable, la salida de este circuito entra al reloj de un contador binario. El contador está diseñado para que cuente ciclicamente tres estados lógicos (00,01,10,00...), por lo que cada estado lógico se

traduce a una posición diferente del interruptor 2.

La escala del voltímetro (modo de operación 4) está determinada por la posición del interruptor 1 de la Figura 4.15. Este interruptor también es un interruptor analógico (CD4052), por lo que su control tiene la misma estructura que la del modo de operación 3 descrito anteriormente.

El diagrama eléctrico correspondiente a la etapa de filtrado, se encuentra en el Apéndice A. Las hojas de especificaciones de algunos circuitos integrados utilizados se encuentran en el Apéndice B.

## 5 CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS

Se presentó el diseño de un sistema que permite amplificar y filtrar una señal. La etapa amplificadora y de filtrado, se diseñaron con base en un amplificador de instrumentación de ganancia programable y un filtro de capacitor conmutado, respectivamente. El valor de la amplificación es variable y el filtro es pasa-bajas de frecuencia de corte variable.

El uso del amplificador de instrumentación de ganancia programable (AD624) representa una gran ventaja en la etapa amplificadora. Su construcción en un único componente monolítico permite un acoplamiento exacto entre sus componentes internos. Este amplificador está provisto internamente de resistencias y diodos de protección y proporciona terminales para controlar voltajes de *offset* de entrada, *offset* de salida y voltaje de referencia.

Las conexiones externas del amplificador de instrumentación de ganancia variable son mínimas. La mayoría de las conexiones de la etapa indicadora son debidas a la unidad de control de las terminales para seleccionar la ganancia y la etapa indicadora.

En el diseño de la etapa de filtrado, al seleccionar el filtro de capacitor conmutado el objetivo era aprovechar la característica de que al variar la frecuencia de conmutación, la frecuencia de corte varía proporcionalmente. De esta forma al generar una onda cuadrada de frecuencia variable y controlable tendríamos una frecuencia de corte variable y continua. Lo anterior resulta tener ventajas sobre los filtros que cambian su frecuencia de corte a partir de los valores de resistencia y/o capacitores ya que estos últimos sólo permiten un número limitado en sus frecuencias de corte.

Al utilizar el filtro de capacitor conmutado MF10 se logró el objetivo inicial, se cuenta con un rango continuo de frecuencias de 3 Hz a 3 kHz. La desventaja del C.I. MF10 es que el valor máximo de alimentación es de  $(V^+ - V^-) = 14 \text{ V}$ .

Considerando que la salida de la etapa amplificadora puede ser de  $\pm 15 \text{ V}$  (saturación) y que el MF10 no acepta en ninguna terminal valores mayores a  $V^+ + 0.3\text{V}$  y menores a  $V^- - 0.3\text{V}$ , se atenuó la señal de salida de la etapa amplificadora y a la salida de la etapa de filtrado se amplificó.

El procedimiento anterior no es adecuado, porque en la atenuación se puede perder información de la señal no recuperable aun cuando la señal se amplifique. La mejor opción sería tener un filtro de capacitor conmutado con un rango de alimentación más amplio, pero los encontrados en manuales tienen los mismos rangos de alimentación, el de máximo rango es de  $(V^+ - V^-) = 15 \text{ V}$  y es únicamente filtro pasa-banda.

Uno de los aspectos más notables a considerar durante el diseño e

implementación del sistema fue el ruido, que lo constituyen voltajes y corrientes extraños e indeseables en las señales a procesar.

Para disminuir en gran parte el ruido externo en la etapa amplificadora, que resulta ser la más susceptible por los niveles bajos de voltaje que maneja, esta etapa se blindó y se aterrizaron las placas metálicas de los relevadores y el blindaje. También se blindaron las fuentes de alimentación y las de referencia.

El sistema presentado tiene características que se pueden variar fácilmente, en función de las necesidades del usuario, las cuales le brindan gran flexibilidad para que pueda ser utilizado en diferentes etapas transductoras e indicadoras.

Después de que la señal ha sido amplificada y filtrada la señal puede pasar a través de un convertidor analógico-digital y de un circuito muestreador-retenedor y de ahí a un microprocesador para ser procesada o almacenada de forma que se requiera. Los interruptores utilizados, al controlarse eléctricamente, también pueden ser controlados desde el  $\mu P$ , o si las necesidades lo requieren, desde una computadora personal.

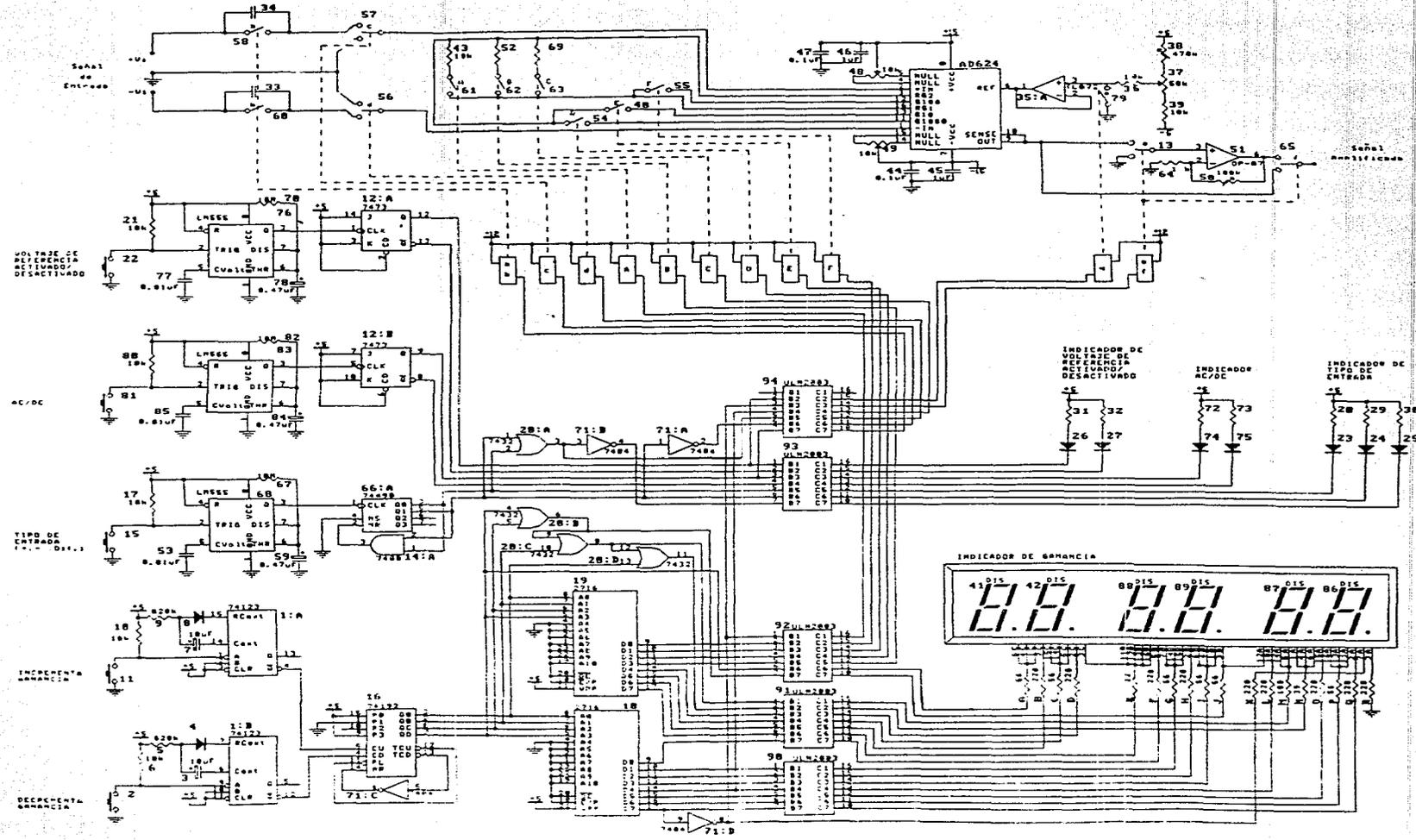
## REFERENCIAS

- (1) *STANDARD DICTIONARY OF ELECTRICAL & ELECTRONICS TERMS*. FRANK JAY EDITOR-IN CHIEF. INSTITUTE OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERS. NEW YORK, N. Y., 1988.
- (2) *PROCESS INSTRUMENTS & CONTROLS HANDBOOK*. DOUGLAS M. CONSIDINE EDITOR-IN CHIEF. SECOND EDITION. MC GRAW HILL.
- (3) *ELECTRONICS OF MEASURING SYSTEMS*. TRAN TIEN LANG. JOHN WILEY AND SONS, 1987.
- (4) *DISEÑO CON CIRCUITOS INTEGRADOS TTL*. ROBERT L. MORRIS, JOHN R. MILLER. COMPAÑIA EDITORIAL CONTINENTAL, 1980.
- (5) *PRACTICAL DIGITAL ELECTRONICS*. BULKIS & M. BAKER. HEWLETT-PACKARD COMPANY, SANTA CLARA CALIFORNIA, 1974.
- (6) *MICROPROCESADORES, PROGRAMACION E INTERCONEXION*. JOSE MARIA URUÑUELA M. MC GRAW HILL, SEGUNDA EDICION, 1988.
- (7) *TRANSFORM ANALYSIS AND FILTERS*. LEONARD J. GEIS. PRENTICE HALL, 1989.
- (8) *DIGITAL FILTERS ANALYSIS AND DESIGN*. ANDREAS ANTONIOU. MC GRAW HILL, 1979.
- (9) *OPERATIONAL AMPLIFIERS*. GENE E. TOBEY, JERALD G. GRAEME, LAWRENCE P. HUELSMAN. MCGRAW HILL, 1971.
- (10) *DATA ACQUISITION LINEAR DEVICES DATABOOK*. NATIONAL SEMICONDUCTOR 1989.

## BIBLIOGRAFIA

1. ALLEN PHILLIP E., SANCHEZ-SINENCIO EDGAR. *SWITCHED CAPACITOR CIRCUITS*. VAN NOSTRAND REINHOLD COMPANY, 1984.
2. ANDREAS ANTONIOU. *DIGITAL FILTERS ANALISIS AND DESIGN*. MC GRAW HILL, 1979.
3. BURR-BROWN. *THE HANDBOOK OF LINEAR IC, APPLICATIONS*. BURR-BROWN CORPORATION, 1987.
4. GEIS LEONARD J. *TRANSFORM ANALYSIS AND FILTERS*. PRENTICE HALL, 1989.
5. HASLES MARTIN, NEIRYNCK JACQUES. *ELECTRIC FILTERS*. ARTECH HOUSE, INC., 1986.
6. HUGHES FREDRICK W.. *OP AMP HANDBOOK*. PRENTICE HALL, INC., ENGLEWOOD CLIFFS, NEW JERSEY 07632.
7. LOPEZ J.M., R. PALLAS Y P. RIU. *AMPLIFICADORES OPERACIONALES DE GANANCIA PROGRAMABLE, MUNDO ELECTRONICO*. BOIXAREU EDITORES, ABRIL 1989.
8. MILLMAN JACOB, GRABEL ARVIN. *MICROELECTRONICS*. MC GRAW HILL, 1988.
9. MORRIS ROBERT L., MILLER JOHN R.. *DISEÑO CON CIRCUITOS INTEGRADOS TTL*. COMPAÑIA EDITORIAL CONTINENTAL, 1980.
10. NATIONAL SEMICONDUCTOR. *DATA ACQUISITION LINEAR DEVICE, DATABOOK*. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION, 1989.
11. TEXAS INSTRUMENT. *LINEAR AND INTERFACE CIRCUITS APPLICATIONS*. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 1991.
12. TIEN LANG TRAN. WILEY JOHN AND SONS. *ELECTRONICS OF MEASURING SYSTEMS*, 1987.

## APENDICE A



TÍTULO		
AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION		
Item	Number	Revision
1	1	
DATE	DESIGN	SCALE
1984.08.27	1358	1:1
BY	CHKD	BY
ALVARO	ALVARO	



## APENDICE B



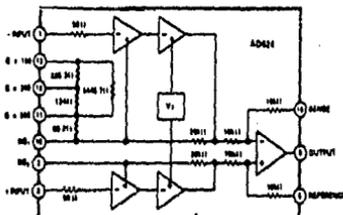
## Precision Instrumentation Amplifier

### AD624

#### FEATURES

- Low Noise:  $0.2\mu\text{V}$  p-p 0.1Hz to 10Hz
- Low Gain TG: 5ppm max ( $G = 1$ )
- Low Nonlinearity: 0.001% max ( $G = 1$  to 200)
- High CMRR: 130dB min ( $G = 500$  to 1000)
- Low Input Offset Voltage:  $25\mu\text{V}$ , max
- Low Input Offset Voltage Drift:  $0.25\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  max
- Gain Bandwidth Product: 25MHz
- Pin Programmable Gains of 1, 100, 200, 500, 1000
- No External Components Required
- Internally Compensated

#### AD624 FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



#### PRODUCT DESCRIPTION

The AD624 is a high precision low noise instrumentation amplifier designed primarily for use with low level transducers, including load cells, strain gauges and pressure transducers. An outstanding combination of low noise, high gain accuracy, low gain temperature coefficient and high linearity make the AD624 ideal for use in high resolution data acquisition systems.

The AD624C has an input offset voltage drift of less than  $0.25\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , output offset voltage drift of less than  $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , CMRR above 80dB at unity gain (130dB at  $G = 500$ ) and a maximum nonlinearity of 0.001% at  $G = 1$ . In addition to these outstanding specifications the AD624 exhibits superior ac performance as well. A 25MHz gain bandwidth product, 3V/ $\mu\text{s}$  slew rate and 15 $\mu\text{s}$  settling time permit the use of the AD624 in high speed data acquisition applications.

The AD624 does not need any external components for pre-trimmed gains of 1, 100, 200, 500 and 1000. Additional gains such as 250 and 333 can be programmed within one percent accuracy with external jumpers. A single external resistor can also be used to set the 624's gain to any value in the range of 1 to 10,000.

#### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD624 offers outstanding noise performance. Input noise is typically less than  $4\text{eV}/\sqrt{\text{Hz}}$  at 1kHz.
2. The AD624 is a functionally complete instrumentation amplifier. Pin programmable gains of 1, 100, 200, 500 and 1000 are provided on the chip. Other gains are achieved through the use of a single external resistor.
3. The offset voltage, offset voltage drift, gain accuracy and gain temperature coefficients are guaranteed for all pre-trimmed gains.
4. The AD624 provides totally independent input and output offset nulling terminals for high precision applications. This minimizes the effect of offset voltage in gain ranging applications.
5. A sense terminal is provided to enable the user to minimize the errors induced through long leads. A reference terminal is also provided to permit level shifting at the output.

# SPECIFICATIONS

@  $V_i = \pm 15V$ ,  $R_L = 2k\Omega$  and  $T_c = +25^\circ C$  unless otherwise specified

Model	AD634A			AD634B			AD634C			AD634E			Units
	Min	Typ	Max										
<b>GAIN</b>													
Gain Equation (Nominal Resistor Gain Programming)													
	$\left[ \frac{50,000}{R_g} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[ \frac{50,000}{R_g} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[ \frac{50,000}{R_g} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[ \frac{50,000}{R_g} + 1 \right] \pm 20\%$			
Gain Range (Pin Programmable)													
Gain Error													
G = 1	± 0.05			± 0.05			± 0.05			± 0.05			%
G = 100	± 0.25			± 0.15			± 0.1			± 0.25			%
G = 200, 500	± 0.5			± 0.30			± 0.25			± 0.5			%
G = 1000	± 1.0			± 1.0			± 1.0			± 1.0			%
Nonlinearity													
G = 1	± 0.005			± 0.003			± 0.001			± 0.005			%
G = 100, 200	± 0.005			± 0.003			± 0.001			± 0.005			%
G = 500, 1000	± 0.005			± 0.005			± 0.005			± 0.005			%
Gain vs. Temperature													
G = 1	5			5			5			5			ppm/°C
G = 100, 200	10			10			10			10			ppm/°C
G = 500, 1000	25			15			15			15			ppm/°C
<b>VOLTAGE OFFSET (May be Null'd)</b>													
Input Offset Voltage													
vs. Temperature	2			0.5			0.25			2.0			µV/°C
Output Offset Voltage													
vs. Temperature	5			3			3			3			mV/°C
Offset Referred to the Input vs. Supply													
G = 1	20			75			80			75			dB
G = 100, 200	95			195			110			100			dB
G = 500, 1000	190			110			115			110			dB
<b>INPUT CURRENT</b>													
Input Bias Current													
vs. Temperature	± 50			± 25			± 15			± 50			nA/°C
Input Offset Current													
vs. Temperature	± 20			± 15			± 10			± 25			nA/°C
<b>INPUT</b>													
Input Impedance													
Differential Resistance	10 <sup>9</sup>			Ω									
Differential Capacitance	10			10			10			10			pF
Common-Mode Resistance	10 <sup>9</sup>			Ω									
Common-Mode Capacitance	10			10			10			10			pF
Input Voltage Range <sup>1</sup>													
Max Driver Input Limit (V <sub>IN</sub> )	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Max Common-Mode Limit (V <sub>CM</sub> )	12V - (R <sub>g</sub> /R <sub>1</sub> × V <sub>0</sub> )			12V - (R <sub>g</sub> /R <sub>1</sub> × V <sub>0</sub> )			12V - (R <sub>g</sub> /R <sub>1</sub> × V <sub>0</sub> )			12V - (R <sub>g</sub> /R <sub>1</sub> × V <sub>0</sub> )			V
Common-Mode Rejection dc to 100kHz with 1kΩ Source Impedance													
G = 1	70			75			80			70			dB
G = 100, 200	100			105			110			100			dB
G = 500, 1000	110			120			130			110			dB
<b>OUTPUT RATING</b>													
V <sub>OUT</sub> (R <sub>L</sub> = 2kΩ)													
	± 10			± 10			± 10			± 10			V
<b>DYNAMIC RESPONSE</b>													
Small Signal - 5dB													
G = 1	1			1			1			1			MHz
G = 100	150			150			150			150			MHz
G = 200	100			100			100			100			MHz
G = 500	50			50			50			50			MHz
G = 1000	25			25			25			25			MHz
Slew Rate													
	5.0			5.0			5.0			5.0			V/µs
S settling Time to 0.01%, 50V Step													
G = 1 to 200	15			15			15			15			µs
G = 500	25			25			25			25			µs
G = 1000	75			75			75			75			µs
<b>NOISE</b>													
Voltage Noise, 1kHz													
R.T.I.	4			4			4			4			nV/√Hz
B.T.O.	75			75			75			75			nV/√Hz

Model	AD624A			AD624B			AD624C			AD624E			Units	
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
A.T.T., 0.1 to 10Hz G = 1 G = 100 G = 200, 500, 1000 Current Noise 0.1Hz to 10Hz	10			10			10			10			$\mu V_{pp}$	
	0.3			0.3			0.3			0.3			$\mu V_{pp}$	
	0.2			0.2			0.2			0.2			$\mu V_{pp}$	
	60			60			60			60			$\mu A_{pp}$	
SENSITIVE INPUT	R <sub>in</sub>	8	10	12	8	10	12	8	10	12	8	10	12	M $\Omega$
	I <sub>in</sub>		30		30		30		30		30		30	$\mu A$
	Voltage Range	$\pm 10$			V									
	Gain to Output	1			1			1			1			%
REFERENCE INPUT	R <sub>ref</sub>	16	20	24	16	20	24	16	20	24	16	20	24	M $\Omega$
	I <sub>ref</sub>		30		30		30		30		30		30	$\mu A$
	Voltage Range	$\pm 10$			V									
	Gain to Output	1			1			1			1			%
TEMPERATURE RANGE	Specified Performance	-25	+85		-25	+85		-25	+85		-55	+125		$^{\circ}C$
	Storage	-65	+150		-65	+150		-65	+150		-65	+150		$^{\circ}C$
POWER SUPPLY	Power Supply Range	$\pm 6$	$\pm 15$	$\pm 18$	$\pm 6$	$\pm 15$	$\pm 18$	$\pm 6$	$\pm 15$	$\pm 18$	$\pm 6$	$\pm 15$	$\pm 18$	V
	Quiescent Current	3.5	5		3.5	5		3.5	5		3.5	5		mA
	PACKAGE! Ceramic (D-18) A and S Grade Chips Available	AD624A			AD624B			AD624C			AD624E			

## NOTES

<sup>1</sup>V<sub>OL</sub> = the maximum differential input voltage at G = 1 for specified linearity. V<sub>OL</sub> at other gains = 10V. V<sub>D</sub> = actual differential input voltage. Example: G = 10, V<sub>D</sub> = 8 V.

V<sub>CM</sub> = 12V - (10V  $\pm$  0.30V) = 0.7V.

<sup>2</sup>I<sub>in</sub> increases 30 for package output interference.

Specifications subject to change without notice.

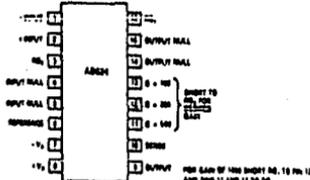
Specifications shown in boldface are tested on all production lots at final electrical test. Results from these tests are used to calculate outgoing quality levels. All test and test specifications are performed, although only those shown in boldface are tested on all production lots.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>

Supply Voltage	$\pm 18V$
Internal Power Dissipation	420mW
Input Voltage	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	$\pm V_S$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	-65 $^{\circ}C$ to +150 $^{\circ}C$
Operating Temperature Range	
AD624A/B/C	-25 $^{\circ}C$ to +85 $^{\circ}C$
AD624E	-55 $^{\circ}C$ to +125 $^{\circ}C$
Lead Temperature (Soldering, 60secs)	+300 $^{\circ}C$

<sup>1</sup>Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## PIN CONFIGURATION



# AD624

Model	AD624A			AD624B			AD624C			AD624E			Units			
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max				
A.T.T., 0.1 to 10kHz																
	G = 1												$\mu V/p-p$			
	G = 100												$\mu V/p-p$			
	G = 200, 500, 1000												$\mu V/p-p$			
Current Noise																
0.1Hz to 10kHz												$pA/p-p$				
SEMI INPUT																
	$R_{in}$	1	10	12	1	10	12	1	10	12	1	10	12	M $\Omega$		
	$I_{in}$	$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\mu A$		
	Voltage Range	$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			V		
	Gain to Output	1			1			1			1			%		
REFERENCE INPUT																
	$R_{in}$	16	20	24	16	20	24	16	20	24	16	20	24	M $\Omega$		
	$I_{in}$	$\pm 30$			$\pm 30$			$\pm 30$			$\pm 30$			$\mu A$		
	Voltage Range	$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			V		
	Gain to Output	1			1			1			1			%		
TEMPERATURE RANGE																
	Specified Performance	-25			+85			-25			+85			-25	+125	$^{\circ}C$
	Storage	-65			+150			-65			+150			-65	+150	$^{\circ}C$
POWER SUPPLY																
	Power Supply Range	$\pm 6$ to $\pm 15$			$\pm 6$ to $\pm 18$			$\pm 6$ to $\pm 15$			$\pm 6$ to $\pm 18$			V		
	Quiescent Current	3.5			5			3.5			5			mA		
PACKAGE <sup>1</sup>																
	Ceramic (D-14)	AD624A			AD624B			AD624C			AD624E					
A and S Grade Chips Available																

### NOTES

<sup>1</sup> $V_{CM}$  is the maximum differential input voltage at G = 1 for specified nonlinearity.  $V_{CM}$  at other gains = 10V.  $V_{D}$  = normal differential input voltage. Example: G = 10,  $V_D$  = 8.0V.

$V_{CM}$  = 10V - (100  $\times$  0.50V) = 9.5V.

<sup>2</sup>See Section 20 for package outline information.

Specifications subject to change without notice.

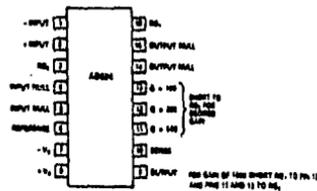
Specifications shown in boldface are tested on all production lots at final electrical test. Results from these tests are used to maintain outgoing quality levels. All min and max specifications are parameterized, although only those shown in boldface are tested on all production lots.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\*

Supply Voltage	$\pm 18V$
Internal Power Dissipation	420mW
Input Voltage	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	$\pm V_D$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	-65 $^{\circ}C$ to +150 $^{\circ}C$
Operating Temperature Range	
AD624A/B/C	-25 $^{\circ}C$ to +85 $^{\circ}C$
AD624E	-55 $^{\circ}C$ to +125 $^{\circ}C$
Lead Temperature (Soldering, 60secs)	+300 $^{\circ}C$

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

### PIN CONFIGURATION

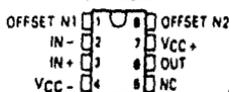


## OP-07C, OP-07D, OP-07E ULTRA-LOW-OFFSET-VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIERS

02767, OCTOBER 1963 - REVISED JUNE 1968

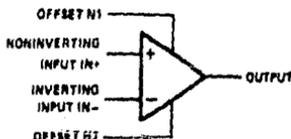
- Ultra-Low Offset Voltage ... 30  $\mu$ V Typ (OP-07E)
- Ultra-Low Offset Voltage Temperature Coefficient ... 0.3  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C Typ (OP-07E)
- Ultra-Low Noise
- No External Components Required
- Replaces Chopper Amplifiers at a Lower Cost
- Single-Chip Monolithic Fabrication
- Wide Input Voltage Range  
0 to  $\pm$  14 V Typ
- Wide Supply Voltage Range  
 $\pm$  3 V to  $\pm$  15 V
- Essentially Equivalent to Fairchild  $\mu$ A714 Operational Amplifiers
- Direct Replacement for PMI OP-07C, OP-07D, OP-07E

D, JO, OR P PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC - No internal connection

symbol



### description

These devices represent a breakthrough in operational amplifier performance. Low offset and long-term stability are achieved by means of a low-noise, chopperless, bipolar-input-transistor amplifier circuit. For most applications, external components are required for offset nulling and frequency compensation. The true differential input, with a wide input voltage range and outstanding common-mode rejection, provides maximum flexibility and performance in high-noise environments and in noninverting applications. Low bias currents and extremely high input impedances are maintained over the entire temperature range. The OP-07 is unsurpassed for low-noise, high-accuracy amplification of very-low-level signals.

These devices are characterized for operation from 0 $^{\circ}$ C to 70 $^{\circ}$ C.

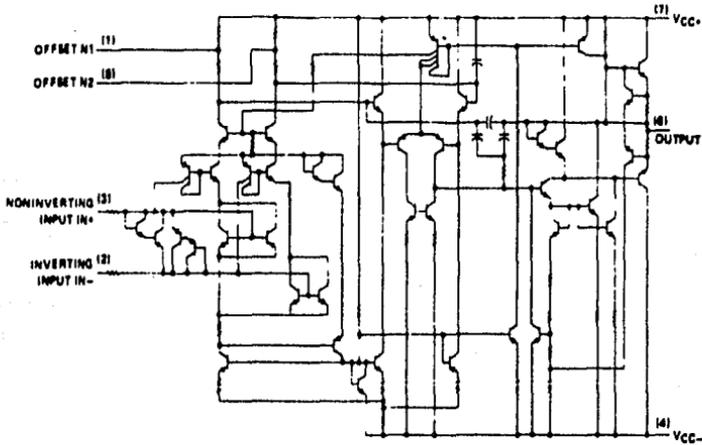
### AVAILABLE OPTIONS

T <sub>A</sub>	V <sub>IO</sub> MAX at 28 $^{\circ}$ C	PACKAGE		
		SMALL OUTLINE (D)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (P)
0 $^{\circ}$ C to 70 $^{\circ}$ C	150 $\mu$ V	OP-07CD	OP-07CJG	OP-07CP
		OP-07DD	OP-07DJG	OP-07DP
	75 $\mu$ V	OP-07ED	OP-07EJG	OP-07EP

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type when ordering. (e.g., OP-07CDR)

**OP-07C, OP-07D, OP-07E**  
**ULTRA-LOW-OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

schematic



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage $V_{CC+}$ (see Note 1) .....	22 V
Supply voltage $V_{CC-}$ .....	-22 V
Differential input voltage (see Note 2) .....	$\pm 30$ V
Input voltage (either input, see Note 3) .....	$\pm 22$ V
Duration of output short circuit (see Note 4) .....	unlimited
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 5) .....	500 mW
Operating free-air temperature range .....	0°C to 70°C
Storage temperature range .....	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,8 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package .....	300°C
Lead temperature 1,8 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or P package .....	260°C

NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .

2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.

3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 18 volts, whichever is less.

4. The output may be shorted to ground or either power supply.

5. For operation above 64°C free-air temperature, derate the D package to 484 mW at 70°C at the rate of 5.8 mW/°C.

electrical characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} \pm = \pm 15 V$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>1</sup>		OP-7C		OP-7D		OP-7E		UNIT		
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		MIN	TYP
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_D = 0, R_B = 80 \Omega$	25°C	60	150	60	150	30	75	$\mu V$		
			0°C to 70°C		85	250	85	250		45	130
$\nabla V_{IO}$ Temperature coefficient of input offset voltage	$V_D = 0, R_B = 80 \Omega$	0°C to 70°C	0.5	1.8	0.7	2.5	0.3	1.3	$\mu V/^\circ C$		
Long-term drift of input offset voltage	See Note 6		0.4		0.5		0.3		$\mu V/mo$		
Offset adjustment range	$R_B = 20 k\Omega$ , See Figure 1	25°C	±4		±4		±4		mV		
$I_O$ Input offset current		25°C	0.8	8	0.8	8	0.5	3.8	nA		
			0°C to 70°C		1.6	8	1.6	8		0.9	5.3
$\nabla I_O$ Temperature coefficient of input offset current		0°C to 70°C	12	50	12	50	8	38	$\mu A/^\circ C$		
$I_{IB}$ Input bias current		25°C	±1.8	±7	±2	±12	±1.2	±4	nA		
			0°C to 70°C		±2.2	±8	±3	±14		±1.5	±5.5
$\nabla I_{IB}$ Temperature coefficient of input bias current		0°C to 70°C	18	50	18	50	13	35	$\mu A/^\circ C$		
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range		25°C	±13	±14	±13	±14	±13	±14	V		
			0°C to 70°C		±12	±12.5	±12	±12.5		±12	±12.5
$V_{OM}$ Peak output voltage	$R_L \geq 10 k\Omega$	25°C	±12	±13	±12	±13	±12.5	±13	V		
			$R_L \geq 2 k\Omega$	±11.5	±12.8	±11.5	±12.8	±12		±12.8	
			$R_L \geq 1 k\Omega$	±12		±12		±10.5		±12	
			$R_L \geq 2 \Omega$	±11		±12.8		±12		±12.8	
$A_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} \pm = \pm 3 V, V_D = \pm 0.5 V, R_B \geq 800 \Omega$	25°C	100	400	400	400	180	400	V/mV		
			25°C	120	400	120	400	200		500	
				0°C to 70°C		100	400	100		400	180
$B_1$ Unity gain bandwidth		25°C	0.4 - 0.6		0.4 - 0.6		0.4 - 0.6		MHz		
$I_I$ Input resistance		25°C	8	33	7	31	15	50	M $\Omega$		
CMRR <sub>dB</sub> Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = \pm 13 V, R_B = 80 \Omega$	25°C	100	120	94	110	108	123	dB		
			0°C to 70°C		97	120	94	108		103	123
$\Delta SVS$ Supply voltage sensitivity ( $\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$ )	$V_D = 0, R_B = 80 \Omega$	25°C	7	32	7	32	6	20	$\mu V/V$		
			0°C to 70°C		10	51	10	51		7	32
$P_D$ Power dissipation (no load)	$V_{CC} \pm = \pm 3 V, V_D = 0$	25°C	80	160	80	160	75	120	mW		
			0°C to 70°C		4	8	4	8		4	8

<sup>1</sup>All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise noted.

NOTE 6: Since long-term drift cannot be measured on the individual devices prior to shipment, this specification is not intended to be a guarantee or warranty. It is an engineering estimate of the averaged trend line of drift without bias over extended periods after the first thirty days of operation.

OP-07C, OP-07D, OP-07E  
ULTRALOW-OFFSET-VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIERS

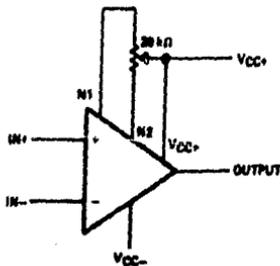
**OP-07C, OP-07D, OP-07E**  
**ULTRA-LOW-OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

operating characteristics at specified free-air temperature,  $V_{CC} \pm = \pm 15$  V (unless otherwise noted)

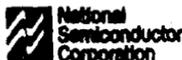
PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>1</sup>	OP-7C			OP-7D			OP-7E			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_n$ Equivalent input noise voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$f = 10$ Hz	10.8		10.6		10.3				nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 100$ Hz	10.3		10.3		10.0				
		$f = 1$ kHz	9.8		9.8		9.8				
$V_{Npp}$ Peak-to-peak equivalent input noise voltage	$f = 0.1$ Hz to 10 Hz, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.36		0.38		0.38		0.38		$\mu\text{V}$	
$I_n$ Equivalent input noise current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$f = 10$ Hz	0.38		0.35		0.32			pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	
		$f = 100$ Hz	0.18		0.18		0.14				
		$f = 1$ kHz	0.13		0.13		0.12				
$I_{Npp}$ Peak-to-peak equivalent input noise current	$f = 0.1$ Hz to 10 Hz, $T_A = 25^\circ\text{C}$	15		15		14				pA	
SR Slew rate	$R_L \geq 2$ k $\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.3		0.3		0.3				V/ $\mu\text{s}$	

<sup>1</sup>All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified

**TYPICAL APPLICATION DATA**



**FIGURE 1. INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUIT**



## MF10 Universal Monolithic Dual Switched Capacitor Filter

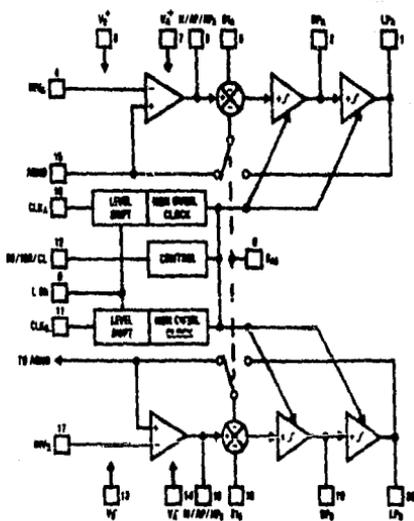
### General Description

The MF10 consists of 2 independent and extremely easy to use, general purpose CMOS active filter building blocks. Each block, together with an external clock and 3 to 4 resistors, can produce various 2nd order functions. Each building block has 3 output pins. One of the outputs can be configured to perform either an allpass, highpass or a notch function, the remaining 2 output pins perform lowpass and bandpass functions. The center frequency of the lowpass and bandpass 2nd order functions can be either directly dependent on the clock frequency, or they can depend on both clock frequency and external resistor ratios. The center frequency of the notch and allpass functions is directly dependent on the clock frequency, while the highpass center frequency depends on both resistor ratio and clock. Up to 4th order functions can be performed by cascading the two 2nd order building blocks of the MF10; higher than 4th order functions can be obtained by cascading MF10 packages. Any of the classical filter configurations (such as Butterworth, Bessel, Cauer and Chebyshev) can be formed.

### Features

- 20-pin 0.3" wide Dual-In-Line package
- 20-pin Surface Mount (SO) package
- Easy to use
- Clock to center frequency ratio accuracy  $\pm 0.6\%$
- Filter cutoff frequency stability directly dependent on external clock quality
- Low sensitivity to external component variation
- Separate highpass (or notch or allpass), bandpass, lowpass outputs
- $f_0 \times Q$  range up to 200 kHz
- Operation up to 30 kHz

### System Block Diagram



TL105843-1

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Specifications for Military/Aerospace products are not contained in this datasheet. Refer to the associated reliability electrical test specifications document.

Supply Voltage ( $V^+ - V^-$ ) 14V  
 Voltage at Any Pin  $V^+ + 0.3V$   
 $V^- - 0.3V$

Input Current at any pin (Note 2) 5 mA  
 Package Input Current (Note 2) 20 mA  
 Power Dissipation (Note 3) 500 mW  
 Storage Temperature 150°C  
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) 300°C  
 ESD Susceptibility (Note 11) 2000V

### Operating Ratings (Note 1)

Temperature Range  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$   
 MF10ACN, MF10CCN  $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$   
 MF10ACM, MF10CCM  $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$   
 MF10CCJ  $-40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$   
 MF10AJ  $-55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$

### Electrical Characteristics $V^+ = +5.00V$ and $V^- = -5.00V$ unless otherwise specified. Boldface limits apply for $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ C$ .

Symbol	Parameter	Conditions	MF10ACN, MF10CCN, MF10ACM, MF10CCM			MF10CCJ, MF10AJ			Units
			Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 8)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 8)	Design Limit (Note 10)	
$V^+ - V^-$	Supply Voltage	MIN			0		0	V	
		MAX			14		14	V	
$I_s$	Maximum Supply Current	Clock Applied to Pins 10 & 11 No Input Signal	0	12	12	0	12	mA	
$f_0$	Center Frequency Range	MIN	$f_0 \times Q < 200 \text{ kHz}$		0.1	0.2	0.1	0.2	Hz
		MAX			30	20	30	20	kHz
$f_{CLK}$	Clock Frequency Range	MIN			5.0	10	5.0	10	Hz
		MAX			1.5	1.0	1.5	1.0	MHz
$f_{CLK}/f_0$	50:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation	MF10A Mode 1	$V_{pin12} = 5V$ $f_{CLK} = 250 \text{ kHz}$	$\pm 0.2$	$\pm 0.6$	$\pm 0.6$	$\pm 0.2$	$\pm 1.0$	%
		MF10C Mode 1	$V_{pin12} = 5V$ $f_{CLK} = 250 \text{ kHz}$	$\pm 0.2$	$\pm 1.5$	$\pm 1.5$	$\pm 0.2$	$\pm 1.5$	%
$f_{CLK}/f_0$	100:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation	MF10A Mode 1	$V_{pin12} = 0V$ $f_{CLK} = 500 \text{ kHz}$	$\pm 0.2$	$\pm 0.6$	$\pm 0.6$	$\pm 0.2$	$\pm 1.0$	%
		MF10C Mode 1	$V_{pin12} = 0V$ $f_{CLK} = 500 \text{ kHz}$	$\pm 0.2$	$\pm 1.5$	$\pm 1.5$	$\pm 0.2$	$\pm 1.5$	%
	Clock Feedthrough	$Q = 10$ Mode 1		10		10		mV	
	Q Error (MAX) (Note 4)	$Q = 10$ Mode 1	$V_{pin12} = 5V$ $f_{CLK} = 250 \text{ kHz}$	$\pm 2$	$\pm 6$	$\pm 6$	$\pm 2$	$\pm 6$	%
			$V_{pin12} = 0V$ $f_{CLK} = 500 \text{ kHz}$	$\pm 2$	$\pm 6$	$\pm 6$	$\pm 2$	$\pm 6$	%
$H_{OLP}$	DC Lowpass Gain	Mode 1 $R1 = R2 = 10k$		$\pm 0.2$	$\pm 0.2$	0	$\pm 0.2$	dB	
$V_{off1}$	DC Offset Voltage (Note 5)			$\pm 3.0$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 3.0$	mV	
$V_{off2}$	DC Offset Voltage (Note 5)	MIN	$V_{pin12} = +5V$ $f_{CLK}/f_0 = 50$	$S_{A/B} = V^+$	-150	-100	-150	-100	mV
		MAX	$V_{pin12} = +5V$ $f_{CLK}/f_0 = 50$	$S_{A/B} = V^-$	-70	-80	-70	-80	mV
		MIN	$V_{pin12} = +5V$ $f_{CLK}/f_0 = 50$	All Modes	-70	-100	-100	-70	mV
		MAX	$V_{pin12} = +5V$ $f_{CLK}/f_0 = 50$	All Modes	-20	-80	-80	-20	mV
$V_{off2}$	DC Offset Voltage (Note 5)	$V_{pin12} = 0V$ $f_{CLK}/f_0 = 100$	$S_{A/B} = V^+$	-300		-300		mV	
			$S_{A/B} = V^-$	-140		-140		mV	
$V_{off3}$	DC Offset Voltage (Note 5)	$V_{pin12} = 0V$ $f_{CLK}/f_0 = 100$	All Modes	-140		-140		mV	

**Electrical Characteristics** (Continued)  $V^+ = +5.00V$  and  $V^- = -5.00V$  unless otherwise specified.  
**Boldface limits apply for  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ; all other limits  $T_A = T_J = 25^\circ C$ .**

Symbol	Parameter		Conditions	MF10ACH, MF10CCM, MF10ACM, MF10CCM			MF10CCJ, MF10AJ			Units
				Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
$V_{out}$	Minimum Output Voltage Swing	BP, LP PINS	$R_L = 5k$	$\pm 4.25$	$\pm 3.8$	$\pm 3.8$	$\pm 4.25$	$\pm 3.8$		V
		N/AP/HP PIN	$R_L = 3.5k$	$\pm 4.25$	$\pm 3.8$	$\pm 3.8$	$\pm 4.25$	$\pm 3.8$		V
GBW	Op Amp Gain BW Product			2.5			2.5			MHz
SR	Op Amp Slow Rate			7			7			V/ $\mu s$
	Dynamic Range (Note 6)	$V_{pin12} = +5V$ ( $f_{CLK}/f_o = 50$ )		83			83			dB
		$V_{pin12} = 0V$ ( $f_{CLK}/f_o = 100$ )		80			80			dB
$I_{sc}$	Maximum Output Short Circuit Current (Note 7)	Source		20			20			mA
		Sink		3.0			3.0			mA

**Logic Input Characteristics** **Boldface limits apply for  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ; all other limits  $T_A = T_J = 25^\circ C$ .**

Parameter		Conditions	MF10ACH, MF10CCM, MF10ACM, MF10CCM			MF10CCJ, MF10AJ			Units
			Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
CMOS Clock Input Voltage	MIN Logical "1"	$V^+ = +5V, V^- = -5V,$ $V_{LSh} = 0V$		+3.0	+3.0		+3.0		V
	MAX Logical "0"			-3.0	-3.0		-3.0		V
	MIN Logical "1"	$V^+ = +10V, V^- = 0V,$ $V_{LSh} = +5V$		+8.0	+8.0		+8.0		V
	MAX Logical "0"			+2.0	+2.0		+2.0		V
TTL Clock Input Voltage	MIN Logical "1"	$V^+ = +5V, V^- = -5V,$ $V_{LSh} = 0V$		+2.0	+2.0		+2.0		V
	MAX Logical "0"			+0.8	+0.8		+0.8		V
	MIN Logical "1"	$V^+ = +10V, V^- = 0V,$ $V_{LSh} = 0V$		+2.0	+2.0		+2.0		V
	MAX Logical "0"			+0.5	+0.5		+0.5		V

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: When the input voltage ( $V_{in}$ ) at any pin exceeds the power supply rails ( $V_{in} < V^-$  or  $V_{in} > V^+$ ) the absolute value of current at that pin should be limited to 5 mA or less. The 20 mA package input current limits the number of pins that can exceed the power supply boundaries with a 5 mA current limit to four.

Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by  $T_{MAX}$ ,  $\theta_{JA}$ , and the ambient temperature,  $T_A$ . The maximum allowable power dissipation at any temperature is  $P_D = (T_{MAX} - T_A)/\theta_{JA}$  or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For the device,  $T_{MAX} = 125^\circ C$ , and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the MF10ACH/CCM when board mounted is  $55^\circ C/W$ . For the MF10AJ/CCJ, the number increases to  $95^\circ C/W$  and for the MF10CCM/ACM the number is  $80^\circ C/W$ .

Note 4: The accuracy of the Output is a function of the carrier frequency ( $f_c$ ). This is illustrated in the curves under the heading "Typical Performance Characteristics".

Note 5:  $V_{OH1}$ ,  $V_{OH2}$ , and  $V_{OH3}$  refer to the internal offsets as discussed in the Applications Information section 2.4.

Note 6: For  $\pm 5V$  supply the dynamic range is referenced to 2.82V rms (4V peak) where the wideband noise over a 20 kHz bandwidth is typically 200  $\mu V$  rms for the MF10 with a 50:1 CLK ratio and 280  $\mu V$  rms for the MF10 with a 100:1 CLK ratio.

Note 7: The short circuit source current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum positive voltage swing and then shorting that output to the negative supply. The short circuit sink current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum negative voltage swing and then shorting that output to the positive supply. These are the worst case conditions.

Note 8: Typicals are at  $25^\circ C$  and represent most likely parametric norm.

Note 9: Tested limits are guaranteed to National's AOCL (Average Outgoing Quality Level).

Note 10: Design limits are guaranteed but not 100% tested. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 11: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

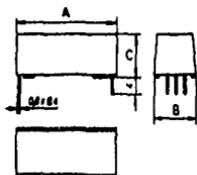
# SCHRACK

## RELEVADOR REED RU 7

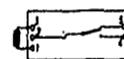
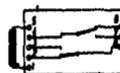
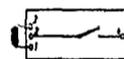
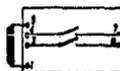
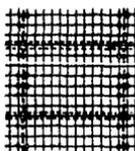
- Ejecución con tapa metálica
- Montaje en circuito Impreso
- Gran seguridad
- Disponible en un polo o doble polo
- Contactos N.A. (Forma A) o de conmutación DT (Forma C)
- Para usar con rejillas patron de montaje de 1/10"



Dimensiones en mm.



Patrón modular de montaje (visto por el lado soldado)



RU 720

RU 730

A 29.9 mm

29.9 mm

B 16.1 mm

12.4 mm

C 11.2 mm

11.2 mm

Medida perno 0.8 X 0.4 X 4 mm

## RELEVADOR REED TIPO RU7

Relevador tipo Reed para circuito impreso con lapa metálica que lo protege mecánica y magnéticamente. Para aplicaciones de comunicaciones, computación etc. con paso modular de rejillas de 1/10". Disponible con un polo o dos polos. N. A. o doble tiro. Bobinas para 3, 5, 6, 12 y 24 V CD



Bobina	1P1T, 1P2T, 2P1T					2P2T					
	3	5	6	12	24	3	5	6	12	24	
Tensión nominal U <sub>n</sub> V CD	3	5	6	12	24	3	5	6	12	24	
Corriente nominal mA	40	25	20	10	5.1	60	36	30	15	7.3	
Rango de operación V CD	2.3-9	3.8-15	4.5-18	9-38	18-68	2.3-9	3.8-15	4.5-18	9-33	18-66	
Resistencia bobina	min	67	180	270	1080	4000	45	126	180	720	2800
	máx	82	220	330	1320	5400	55	154	220	880	3600
Tensión de caída	0.1U <sub>n</sub>										

Contacto	Un tiro	Doble tiro
Potencia máxima W	10	3
Corriente máx. mA	500	250
Tensión máx. V CD	200	28
Tensión de prueba V CD	1000	

### Cómo Pedir un Relevador: Clave de los tipos

RU7	30	1	24
Tipo	Tipo de contacto	Número de contactos	Tensión de bobinas
	30 de 1 tiro	1,2	03 05 06 12 24
	20 de doble tiro		

**SCHRACK** DE MEXICO, S.A. DE C.V.

DISTRIBUIDOR POR: