

870117

# UNIVERSIDAD AUTONOMA DE GUADALAJARA

Incorporada a la Universidad Nacional Autónoma de México

ESCUELA DE INGENIERIA MECANICA ELECTRICA

14 A 2  
Ej. 2



TESIS CON  
FALLA DE COSEN

DISEÑO DE EXPERIMENTOS CON AMPLIFICADORES  
OPERACIONALES

**TESIS PROFESIONAL**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

PRESENTA:

**JOSE ANTONIO MARTIN ESQUEDA GUTIERREZ**

GUADALAJARA, JALISCO, 1989.



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.

# TESIS CON FALLA DE ORIGEN

# I N D I C E

	Pag #
INTRODUCCION	1
Amplificador diferencial básico	2
Operación con CA del amplificador diferencial	2
Circuito del amplificador diferencial con fuente de corriente constante	4
Rechazo de modo común	4
Razón de rechazo de modo común	5
Fundamentos del amplificador operacional	5
Diseño y funcionamiento del amplificador operacional	7
Terminales del OP-AMP	7
Técnicas del circuito integrado	8
Definición de los términos de los OP-AMPS	10
 PARAMETROS ELECTRICOS CC	
Ganancia de voltaje diferencial	10
Resistencia de salida	11
Razón de rechazo de modo común	11
Voltaje balanceado Vos	12
Corriente de polarización de entrada, Ibias	12
Corriente de entrada balanceada, Ios	12
Desplazamiento	12
 PARAMETROS ELECTRICOS CA	
Anchura de Banda	12
Slew Rate, SR	12
Respuesta a la frecuencia del OP-AMP	13
Compensación interna de frecuencia	13
Tierra virtual	13
 CIRCUITOS CONVERTIDORES Y OPERADORES ARITMETICOS	
Convertidor de voltaje (diferencial) en corriente	14
Convertidores de corriente a voltaje y de corriente a corriente	15
Multiplicador de ganancia constante	15
Amplificador No inversor	15
Seguidor unitario	16
Amplificador sumador	16
Integrador	16
Diferenciador	17
PRACTICA 1	
( Circuitos convertidores y operadores aritméticos )	17

## FILTROS ACTIVOS DE SEGUNDO ORDEN:

Filtro de segundo orden con amplificadores de baja ganancia :	
Filtro No inversor Pasa-Alto	22
Filtro No inversor Pasa-Banda	23
Filtro No inversor con ceros en el eje $j\omega$	23
Filtro biquadratico general	24
Filtros de segundo orden con amplificadores de ganancia infinita	24
PRACTICA 2	
( Filtros de segundo orden )	25

## MULTIVIBRADOR ASTABLE DE CARRERA LIBRE

Multivibrador astable de Carrera libre	31
PRACTICA 3	
( Multivibrador Astable )	32

## REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

Reguladores de Voltaje y Corriente	34
OP-AMP regulador	34
OP-AMP regulador con referencia zener	34
PRACTICA 4	
( Regulador de voltaje serie con limitador de	35

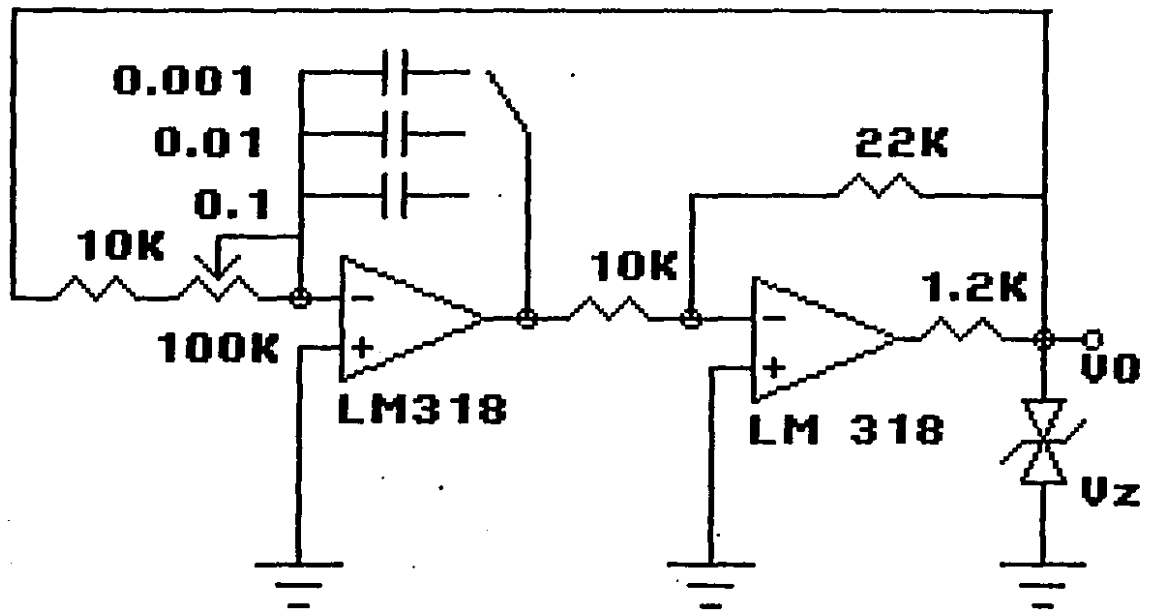
## PRACTICA 5 ( FLIP-FLOP RS BIESTABLE )

## BIBLIOGRAFIA

## ANEXO

Biblioteca de circuitos integrados

# GENERADOR DE ONDA CUADRADA/TRIANGULAR



## INTRODUCCION

### HISTORIA DEL TRANSISTOR

Durante el periodo 1904-1947 el tubo de vacío era indudablemente el dispositivo electrónico de interés y desarrollo. En 1904 el diodo de tubo de vacío fue presentado por J. A. Fleming. Un poco después, en 1906, Lee De Forest añadió un tercer elemento, denominado la rejilla de control, al diodo de vacío, obteniéndose el primer amplificador, el triodo. En los años siguientes, la radio y la televisión proporcionaron gran estímulo a la industria del tubo. La producción se incrementó desde alrededor de 1 millón de tubos en 1922 a alrededor de 100 millones en 1937. A comienzos de 1930 el tetrodo de cuatro elementos y el pentodo de cinco elementos ganaron preeminencia en la industria del tubo electrónico. En los años siguientes, la industria llegó a tener importancia primaria y se hicieron rápidos avances en diseños, técnicas de fabricación, aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia, y miniaturización.

En diciembre 23, de 1947, sin embargo, la industria electrónica experimentó la llegada de una dirección completamente nueva de interés y desarrollo. Fue ese día que Walter H. Brattain y John Bardeen demostraron la acción amplificadora del primer transistor en los Laboratorios de Bell Telephone Co. El transistor original (un transistor de punto de contacto). Las ventajas de este dispositivo de estado sólido de tres terminales sobre el tubo eran inmediatamente obvias; eran más pequeños y livianos; no tenían requisitos de calefacción ni pérdida por calentamiento; su construcción era sólida; y eran más eficientes puesto que el dispositivo absorbía menor potencia; se podían utilizar instantáneamente, no requiriendo periodo de calentamiento; era posible voltajes de operación más bajos.

### INTRODUCCION AL AMPLIFICADOR OPERACIONAL (OP-AMP)

Durante el decenio de los años sesenta los amplificadores operacionales, de estado sólido tuvieron un crecimiento muy rápido en importancia para el diseñador de circuitos electrónicos. Hoy en día tales amplificadores, en forma microminiaturizada, han llegado a ser tan fiables, compactos y de fácil utilización que ellos son utilizados como elementos básicos de la circuitería electrónica en un extremadamente amplio campo de aplicaciones, incluyendo amplificación, filtrado, conformación de onda no-lineal, generadores de señal y conmutación. Hoy en día, en lugar de construir un amplificador mediante docenas de componentes, el diseñador desarrolla frecuentemente su circuito mediante unos cuantos amplificadores operacionales encapsulados, normalizados y disponibles en el comercio, que comprenden los elementos activos; el resto del circuito será construido mediante resistencias, condensadores, diodos y otros componentes especiales que puedan necesitarse.

Un amplificador es un circuito electrónico que contiene dispositivos BJT y FET, usualmente empaquetados en circuitos CI, que proporcionan ganancia de corriente o voltaje. También puede proporcionar ganancia de

potencia, o permitir transformacion de impedancia. El amplificador es un circuito esencial, puesto que es una parte básica de prácticamente cada aplicación electrónica. Los amplificadores pueden clasificarse de muchas maneras. Hay amplificadores de bajas potencias, amplificadores de audio, amplificadores ultrasónicos, amplificadores de radio-frecuencia (RF), amplificadores de banda ancha, amplificadores de video, cada tipo operando en un rango de frecuencia prescrito.

### AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BASICO.

Debido a que un amplificador operacional comparte muchas de las características de un amplificador diferencial básico, primero estudiaremos el funcionamiento del amplificador diferencial básico para, en base a este, describir al amplificador operacional.

El Amplificador Diferencial Básico es un tipo especial de circuito que se utiliza en una amplia variedad de aplicaciones. Primero consideremos un número de propiedades básicas del amplificador diferencial. La (fig. 1) muestra el símbolo de bloques de un amplificador diferencial. Como se muestra, hay dos entradas separadas (1 y 2) y dos salidas separadas (3 y 4). Debemos considerar primero la relación entre estas terminales para obtener una comprensión de como se puede aplicar el amplificador diferencial. En la (fig. 1) se muestra separadamente una conexión a tierra puesto que tanto las terminales de entrada como de salida pueden ser diferentes de tierra. Los voltajes pueden aplicarse en ambas terminales de entrada y los voltajes de salida aparecerán en ambos terminales. Sin embargo, hay algunas polaridades muy específicas entre ambos terminales d entrada y ambos terminales de salida.

La (fig. 1) muestra los diagramas circuitales y de bloques de un amplificador diferencial básico. Hay dos entradas y dos salidas que se muestran en el diagrama de bloques. Las entradas son aplicadas esencialmente a cada una de las bases de dos transistores separados. Sin embargo, los emisores de los transistores son conectados a una resistencia común de emisor de tal manera que las dos terminales de salida  $V_{o1}$  y  $V_{o2}$  son afectadas por cualquiera de las dos señales de entrada. Las salidas se toman de las terminales de colector de cada transistor. Hay dos fuentes de suministro que se muestran en el diagrama circuitai y debe notarse cuidadosamente que no se ha indicado ninguna terminal de tierra dentro del circuito aunque los puntos opuestos de ambos voltajes negativos de suministro se entiende que deben ir conectados a tierra.

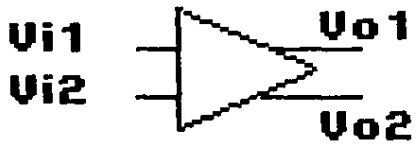
### OPERACION CON CA DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Para considerar la operación con CA del circuito todos los voltajes de suministro de CC se sitúan en cero y los transistores se reemplazan por los circuitos equivalentes en CA de pequeña señal. La (fig. 2) muestra el circuito equivalente CA resultante, con los circuitos reemplazados por los circuitos equivalentes híbridos. Los cálculos pueden partirse utilizando algunas aproximaciones para simplificar, de tal manera que las partes pequeñas del circuito puedan analizarse separadamente. Supondremos que:

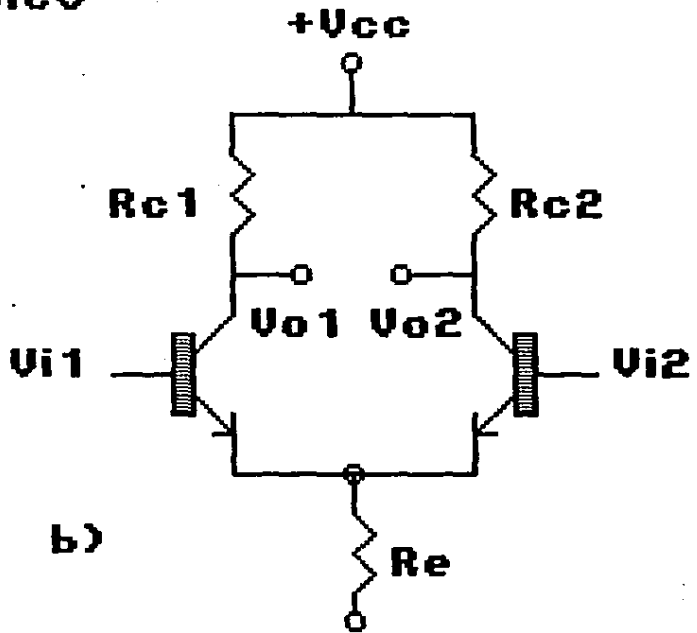
$$\begin{aligned} h_{ie1} &= h_{ie2} = h_{ie}, & h_{fe1} &= h_{fe2} = h_{fe}, & h_{oe1} &= h_{oe2} \approx 0 \\ R_{c1} &= R_{c2} = R_c, & R_{s1} &= R_{s2} = R_s \end{aligned}$$



# DIFF AMP BASICO



a)



b)

fig 1

# CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN DIFF AMP

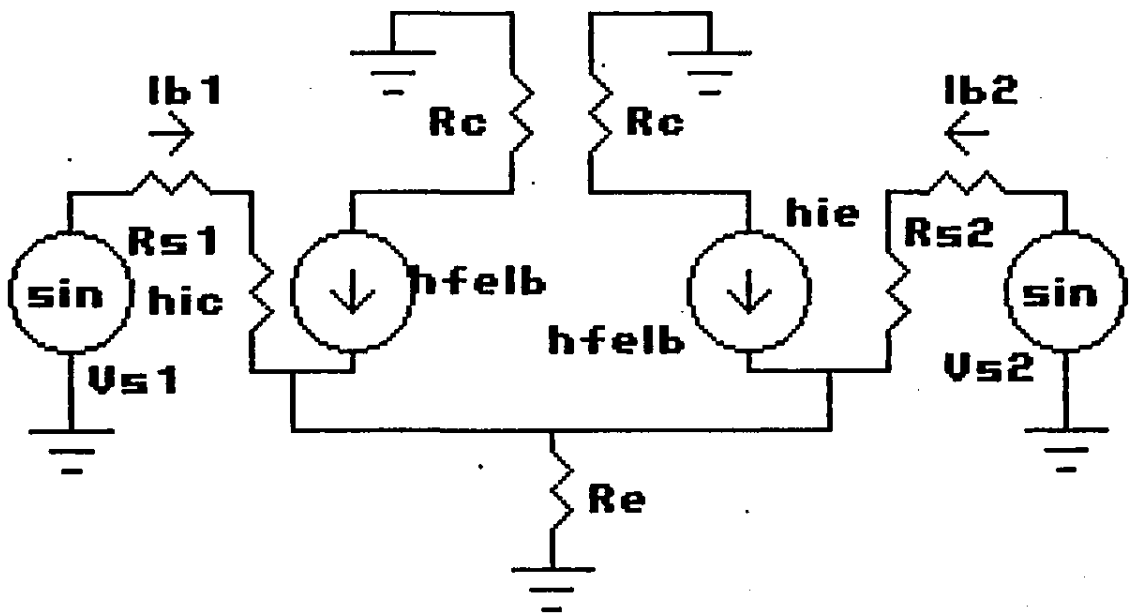


fig 2

En la (fig. 2) muestra el circuito equivalente parcial de CA del transistor de entrada Q1. Observe que una pequeña resistencia equivalente CA se encuentra presente en el emisor del transistor Q2, cuyo valor es igual a:

$$R_{e2} = \frac{R_s + h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

La combinación de las resistencias en paralelo  $R_e$  y  $R_{e2}$  da una resistencia equivalente igual a:

$$R_e \parallel R_{e2} = \frac{R_e R_{e2}}{R_e + R_{e2}}$$

Puesto que el circuito del amplificador diferencial generalmente tiene un  $R_e$  de valor alto, podemos hacer la afirmación aproximada si:

$$R_e \gg R_{e2}$$

La combinación en paralelo de las dos es aproximadamente  $R_{e2}$  en valor. Usando el circuito equivalente CA resultante vemos que el valor de la corriente de base CA se calcula como:

$$I_{b1} = \frac{V_{s1} - V_{s2}}{R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe})R_{e2}} = \frac{V_{s1} - V_{s2}}{2(R_s + h_{ie})}$$

y definiendo  $V_d = V_{s1} - V_{s2}$  como la diferencia de los voltajes de entrada

$$I_{b1} = \frac{V_d}{2(R_s + h_{ie})}$$

El voltaje de salida puede escribirse como:

$$V_{o1} = -I_{c1}R_{c1}$$

utilizando  $I_{c1} = h_{fe}I_{b1}$  e  $I_{b1}$  como es expresado en la ecuación anterior se obtiene:

$$V_{o1} = - \frac{h_{fe}R_{c1}}{2(R_s + h_{ie})} V_d$$

La ganancia diferencial del circuito es entonces:

$$A_{v1} = \frac{V_{o1}}{V_d} = - \frac{h_{fe}R_{c1}}{2(R_s + h_{ie})} = - \frac{\beta R_{c1}}{2(R_s + \beta r_e)}$$

Resistencia de entrada:

Para el circuito equivalente de la (fig. 2) la resistencia de entrada del circuito visto desde la fuente es:

$$R_{i1} = h_{ie} + r_1 + h_{fe}R_{e2}$$

La cual puede expresarse como:

$$R_{i1} = I_{hie} + R_s = 20R_e + R_s$$

Resistencia de salida:

Del circuito equivalente CA de la (fig. 2), la resistencia de salida aproximada (suponiendo  $h_{oe} \approx 0$ ) es:

$$R_{o1} = R_c$$

### CIRCUITO DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE.

Una cosa importante de considerar del circuito previo era que  $R_{e2} = R_e$ , el valor de  $R_e$  era muy grande y por consiguiente despreciable. En realidad, entre más grande sea el valor de  $R_e$ , mejor son ciertos aspectos deseables del amplificador diferencial. La principal razón para que  $R_e$  sea más grande es un factor denominado rechazo de modo común, que en adelante se explicará.

Sin embargo, los cálculos de la polarización CC muestran que la corriente emisor (y así la del colector) está determinada parcialmente por el valor de  $R_e$ . Para una fuente de voltaje de suministro negativa de, digamos,  $V_{ee} = -20$  V un valor de  $R_e$  de 10 k $\Omega$  limitaría la corriente en la resistencia del emisor a alrededor de:

$$I_e \approx \frac{V_{ee}}{R_e} = \frac{20 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

Si se prefiriera utilizar un valor más grande de  $R_e = 100$  k $\Omega$ , el valor de la corriente CC en la resistencia del emisor sería entonces  $I_e = 200$   $\mu$ A, y si se utiliza un valor aún más grande  $R_e = 1$  M $\Omega$ , entonces  $I_e = 20$   $\mu$ A.

Vemos que para valores grandes de  $R_e$  la corriente en la resistencia del emisor se vuelve muy pequeña para operación adecuada de los transistores puesto que la corriente de emisor y colector de cada uno de los transistores es la mitad de una corriente que ya de por sí muy pequeña.

Una manera de conseguir una resistencia en CA alta y todavía permitir una corriente de emisor en CC razonable es utilizar una fuente de corriente constante como se muestra en la (fig. 3). El valor de  $I_e$  podría ser fijado por la corriente constante del circuito en un valor deseado (1, 10, 20 mA, y así sucesivamente). La resistencia en CA de una fuente de corriente constante es idealmente infinita y en la práctica está en el rango de 100k $\Omega$ .

### RECHAZO DE MODO COMUN.

Uno de los distintivos más importantes de un amplificador diferencial es su habilidad para cancelar o rechazar ciertos tipos de señales de

voltaje indeseables. Estas señales indeseables se les conoce como ruido, y pueden ocurrir como voltajes inducidos por campos magnéticos parásitos en la tierra o en los alambres de señal, o como variaciones de voltaje en el voltaje de suministro. Lo que es importante en esta consideración es que estas señales de ruido no son las señales que son deseadas para amplificar en el amplificador diferencial. Su distintivo característico es que la señal de ruido aparece igualmente en ambas entradas del circuito.

Podemos decir entonces que cualquier señal indeseada (ruido) que aparezca en polaridad, o común a ambas terminales de entrada, será grandemente rechazada en la salida del amplificador diferencial. La señal que debe ser amplificada aparece solamente en una entrada opuesta a la polaridad en ambas entradas. Una medida de este rechazo de señales comunes a ambas entradas es denominada el rechazo a modo común, se le asigna un valor numérico, al cual se le denomina razón de rechazo a modo común (CMRR).

Quando se le aplican dos voltajes a las entradas de un amplificador diferencial, estas pueden considerarse que contienen componentes que son exactamente opuestas en polaridad y componentes que tienen la misma polaridad. Para la operación ideal nosotros deseáramos que el amplificador diferencial proporcionara alta ganancia para las componentes de polaridad opuesta de las señales y cero ganancia para las componentes de la misma polaridad de las señales.

El voltaje medido desde las terminales de entrada (fig. 4) (1 y 2) puede considerarse como un voltaje diferencial.

$$V_d = V_{i1} - V_{i2}$$

Si, como en el caso ideal,  $V_{i2} = -V_{i1}$ , notamos que:

$$V_d = V_{i1} - (-V_{i1}) = 2V_{i1} = -2V_{i2}$$

En general, también pueden existir componentes comunes a las señales de entrada. Podemos definir una entrada común como:

$$V_c = 1/2(V_{i1} + V_{i2})$$

El caso ideal mostrado en la (fig. 4b) es  $V_{i1} = V_{i2}$ , para el cual

$$V_c = 1/2(V_{i1} + V_{i2}) = V_{i1} = V_{i2}$$

Los voltajes de salida pueden entonces expresarse como:

$$V_{o1} = A_{11}V_{i1} + a_{21}V_{i2}$$

$$V_{o2} = A_{21}V_{i1} + A_{11}V_{i2}$$

donde  $A_1$  = es la ganancia de voltaje negativo de la terminal de entrada 1 al terminal de salida 3 (con la terminal de entrada 2 a tierra), y

$A_2$  = ganancia de voltaje positivo del terminal de entrada 2 a la terminal de salida 3 (con la terminal de entrada 1 a tierra).

# CIRCUITO PRACTIVO DIFF AMP CON FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE

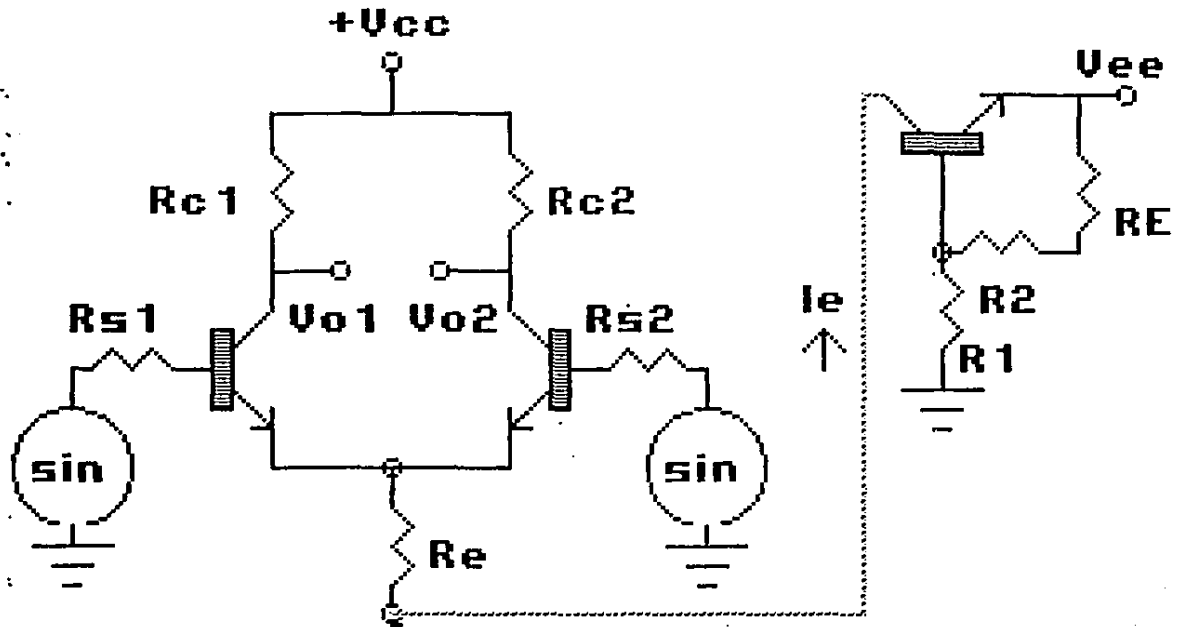
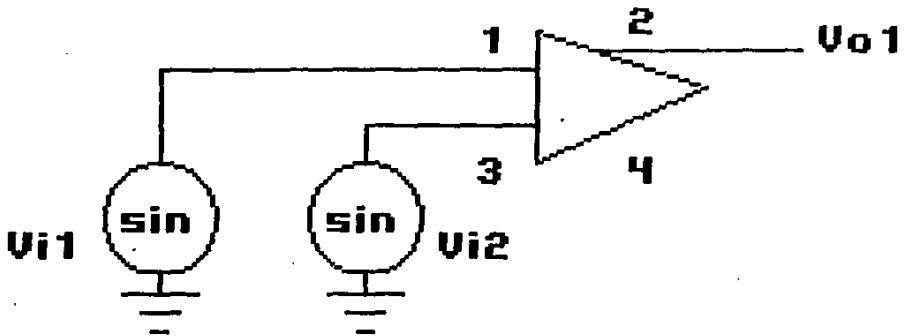
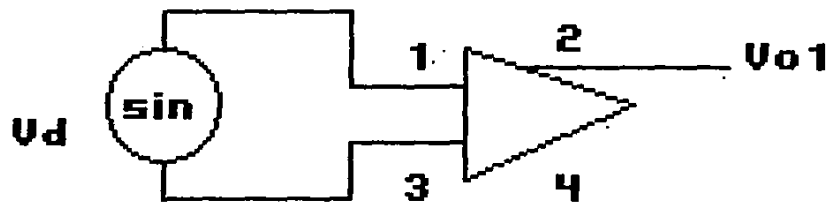


fig 3

# MODO COMUN Y DIFERENCIAL DE FUNCIONAMIENTO



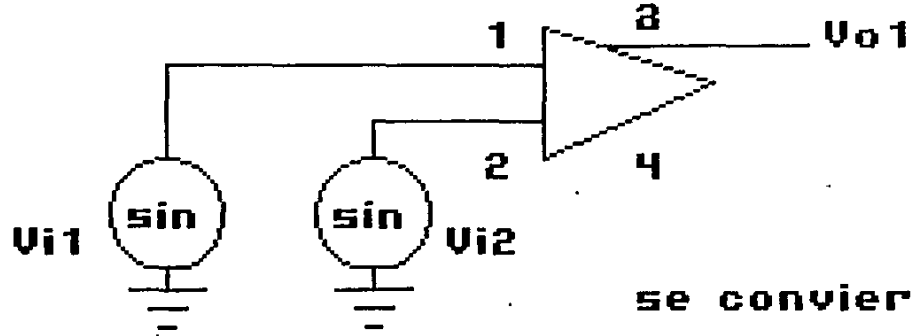
se convierte en:



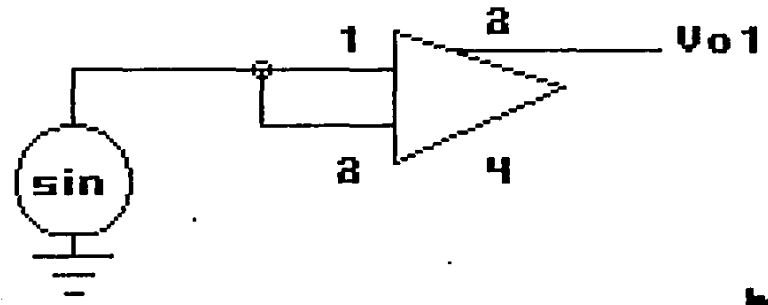
a)

fig 4

# MODO COMUN Y DIFERENCIAL DE FUNCIONAMIENTO



se convierte en:



b)

fig. 4



Es más importante considerar el diferencial, la que está en modo común del amplificador puesto que esto permite determinar el rechazo de modo común del circuito. Esta segunda manera de considerar la operación del amplificador proporciona un voltaje de salida como:

$$V_{o1} = A_d V_d + A_c V_c$$

$$V_{o2} = -A_d V_d + A_c V_c$$

#### RAZÓN DE RECHAZO DE MODO COMÚN.

Los cálculos anteriores indican como se pueden medir  $A_d$  y  $A_c$  en los circuitos de un amplificador diferencial.

Para medir  $A_d$ : Hacer  $V_{i1} = -V_{i2} = V_s = 0.5V$  de tal manera que  $V_d = 1V$  y  $V_c = 0V$ . Bajo estas condiciones el voltaje de salida  $A_d(1)$  es igual a  $A_d$ .

Para medir  $A_c$ : Hacer  $V_{i1} = V_{i2} = V_s = 1V$  de tal manera que  $V_d = 0V$  y  $V_c = 1V$ . Entonces el voltaje de salida medido es igual a  $A_c$ .

Habiendo medido  $A_d$  y  $A_c$  para el amplificador podemos ahora calcular una razón de rechazo de modo común, la cual se define como:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c}$$

$$CMRR = 20 \log \left( \frac{A_d}{A_c} \right)$$

Debe quedar claro que la operación deseada tendrá  $A_d$  muy grande con  $A_c$  muy pequeño. Esto es, las señales de polaridad opuesta aparecerán grandemente amplificadas en el terminal de salida, mientras las señales de la misma polaridad se cancelarán mayormente de tal manera que la ganancia de modo común  $A_c$  es muy pequeña. Idealmente,  $A_d$  es muy grande y  $A_c$  es cero de tal manera que el valor de  $CMRR$  es infinito. Entre más grande sea el valor de  $CMRR$  mejor el rechazo del modo común del circuito.

Es posible obtener una expresión para el voltaje de salida como sigue:

$$V_{o1} = A_d V_d \left( 1 + \frac{1}{CMRR} \frac{V_c}{V_d} \right)$$

#### FUNDAMENTOS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Un amplificador operacional es un amplificador diferencial de alta

ganancia que utiliza realimentación de voltaje para proporcionar una ganancia de voltaje estabilizada. El amplificador básico utilizado es esencialmente un amplificador diferencial que tiene una ganancia de bucle abierta muy alta (condición sin realimentación de señal) como también una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida. Los usos típicos del amplificador operacional son cambios de escala; operaciones como operadores aritméticos, tales como suma, integración y una gran variedad de osciladores de desplazamiento de fase y circuitos de instrumentación.

## DISEÑO Y FUNCIONAMIENTO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Una primera experiencia con un op-amp debe concentrarse en sus propiedades fundamentales más importantes. De acuerdo con esto, se tratarán de explicar de la manera más clara su funcionamiento, y algunas de sus limitaciones eléctricas así como también saber aplicarlo con utilidad.

Algunas características del op-amp ideal son:

- 1- Resistencia de entrada;  $R_i = \text{Infinito}$
- 2- Resistencia de salida;  $R_o = 0$
- 3- Ganancia de voltaje;  $A_v = -\text{Infinito}$
- 4- Anchura de banda; Infinita
- 5- Balance perfecto;  $V_o = 0$  cuando  $V_1 = V_2$

## TERMINALES DEL OP-AMP

El circuito esquemático para el op-amp es una cabeza de flecha, como se muestra en la (fig. 5). La cabeza de flecha simboliza amplificación y apunta de la entrada a la salida.

Terminales del suministro de potencia

Las terminales del op-amp etiquetadas como +V y -V identifican las terminales que deben conectarse al suministro de potencia. Estas terminales, aunque no están mostradas en la (fig. 5), tienen como finalidad proporcionar la potencia requerida para el correcto funcionamiento del amplificador y, por lo general, son comunes en circuitos integrados con más de un op-amp.

El suministro de potencia, se llama bipolar o dividida y tiene valores típicos de  $\pm 15$  V,  $\pm 12$  V,  $\pm 6$  V. Los op-amps de propósito especial pueden requerir suministros no simétricos tales como +12 V y -6 V, o incluso un suministro de polaridad única tal como +30 V y tierra. El máximo voltaje de suministro que puede aplicarse entre +V y -V típicamente es de  $\pm 30$  V o  $\pm 18$  V.

Terminal de salida

En la (fig. 5) la terminal de salida del op-amp está conectada a un lado del resistor de carga  $R_L$ . El otro extremo de  $R_L$  está conectada a tierra. El voltaje de salida  $V_o$  se mide con respecto a tierra, ya que solo

na. una sola terminal de salida en un op-amp. se llama una Salida DE EXTERNO UNICO.

Hay un límite a la corriente que puede proporcionar a la terminal de salida del op-amp, por lo común por el orden de 5 a 10 mA. También hay límites en los niveles de voltaje en la terminal de salida; estos límites están establecidos por los voltajes de suministro de potencia. Se que la salida no puede ser mayor que +V ni menor que -V.

#### Terminales de entrada

En la (fig. 5b) hay dos terminales de entrada, etiquetadas como: entrada inversora o (-) y entrada no-inversora o (+). se llaman terminales de entrada diferencial ya que el voltaje de salida  $V_o$  depende de la diferencia de voltaje entre ellas,  $E_d$ , y la ganancia del op-amp. Sol. La terminal de salida es positiva con respecto a tierra cuando la entrada (+) es positiva con respecto a la entrada (-). Cuando  $E_d$  está invertida, esto es, cuando el voltaje en la terminal (-) es mayor que la terminal (+),  $V_o$  se vuelve negativa. Note que los valores extremos siempre dependen de los límites proporcionados por las terminales de suministro de potencia.

#### TECNICAS DEL CIRCUITO INTEGRADO

Al utilizar amplificadores diferenciales múltiples en un solo paquete CI se obtiene un circuito global denominado un amplificador operacional o op-amp. Los distintivos básicos de este circuito comprenden ganancia de voltaje extremadamente alta, alta resistencia de entrada, y baja resistencia de salida. El circuito del amplificador diferencial considerado antes en este capítulo es entonces un circuito básico utilizado en la construcción práctica de unidades op-amp. La construcción del circuito integrado requiere el uso de las componentes de tamaño más pequeñas para formar los muchos cientos de componentes (mayormente transistores) para construir desde uno hasta cuatro op-amp's en una sola pastilla CI. Estos circuitos pueden construirse utilizando solamente BJT(bipolar) y JFET(biFET), o bipolares y MOSFET(biMOS). En la actualidad, los op-amp's biFET son los más populares con la alta resistencia proporcionada por el transistor de entrada JFET, la alta ganancia utilizando circuitos amplificadores diferenciales bipolares, y la baja impedancia utilizando seguidor de emisor como etapa de salida.

En un op-amp biFET, el dispositivo JFET es utilizado en la parte de entrada del circuito para obtener resistencia de entrada alta. Actualmente, la mayoría de los transistores JFET son utilizados para entradas. Por ejemplo el diagrama esquemático y las conexiones de un op-amp 347 se muestran en la (fig. 6a). El IC 347 es un amplificador operacional (cuádruple) con entradas JFET utilizando tecnología biFET. El circuito de una de las etapas de un op-amp se muestra en la (fig. 6a). La conexión de las partes muestra las cuatro unidades op-amp en detalle en la (fig. 6b).

Para construir las diversas partes de un op-amp en una sola pastilla CI se requiere el uso de unas técnicas circuales que logren las funciones deseadas utilizando principalmente componentes transistorizadas y manteniendo el número de resistencias y sus valores en una cifra baja. El número de condensadores también se mantiene bajo como también su valor.

**Entrada inversora**

**Entrada no inversora**

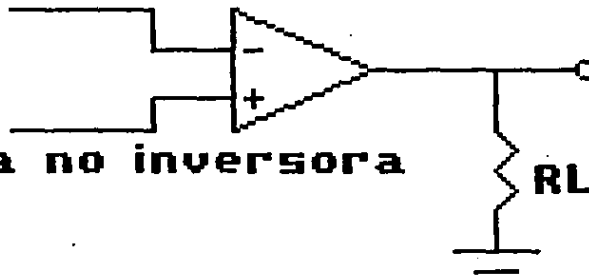
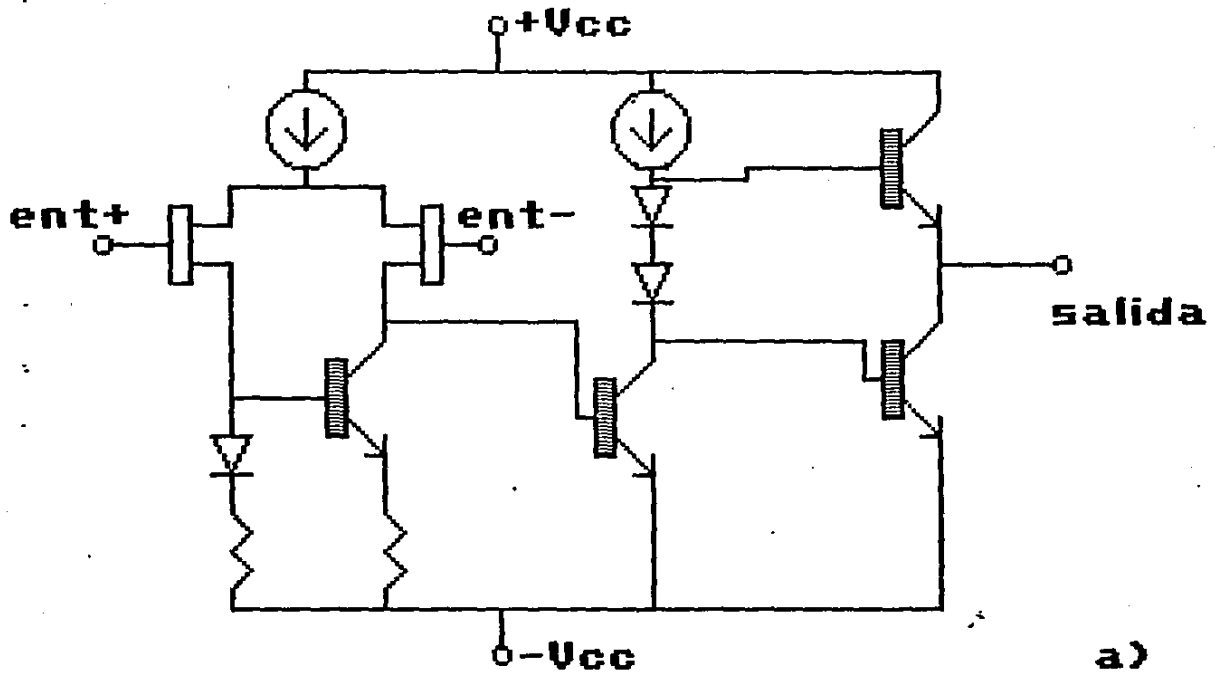


fig 5

OP-AMP CI 347



a)

fig 6

**OP-AMP CI 347**

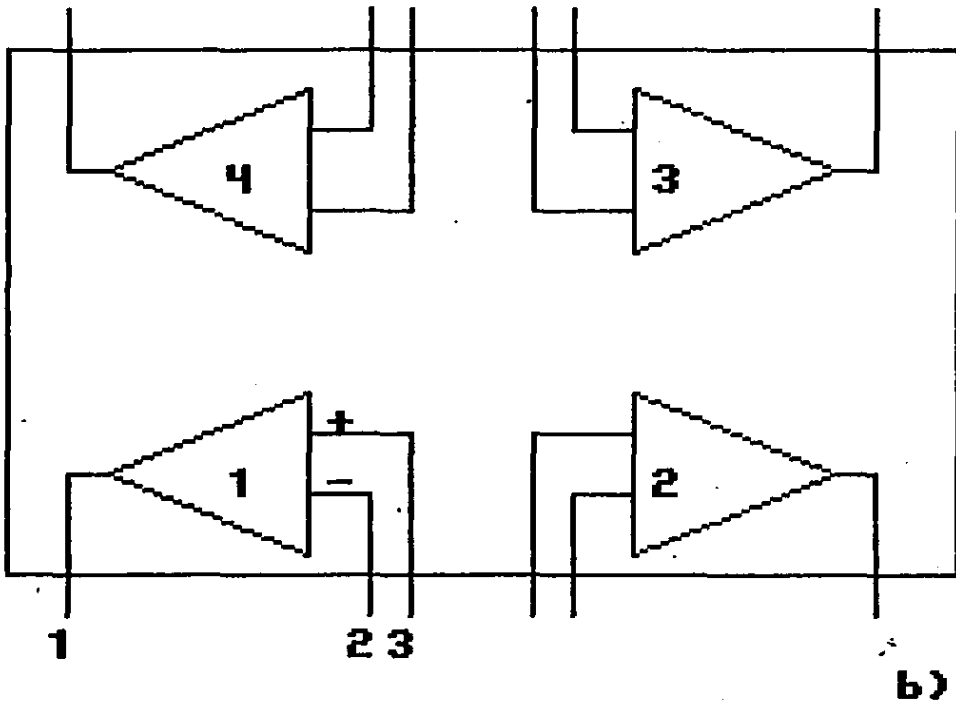


fig 6

Fuentes de voltaje: El circuito de polarización de  $V_{BE}$  con referencia a un voltaje de polarización de se requiere en el CI integrado, se pueden utilizar condiciones tales como las de la fig. 7, donde se muestra un JFET utilizado para proporcionar una corriente de polarización fija por medio de un diodo Zener, que proporciona un voltaje fijo. El divisor de voltaje conformado por resistencias entonces disminuye el voltaje del diodo Zener a un voltaje de polarización de valor deseado. Adicionalmente, este voltaje de polarización es disponible para utilizarse en otras partes del circuito del op-amp. En la fig. 7(b) se muestra un transistor bipolar en serie con el diodo Zener para proporcionar compensación de temperatura con el fin de mantener el voltaje de polarización sobre un rango de temperatura. La caída de voltaje del transistor bipolar base-emisor varía con la temperatura en forma opuesta a la del diodo Zener de tal manera que el voltaje de polarización se mantiene aun cuando la temperatura varía. La compensación del diodo Zener y el transistor bipolar es bastante buena puesto que ambos se han formado cerca el uno del otro en la misma pastilla CI.

Fuentes de corriente: La configuración circuital CI más popular es actualmente la fuente de corriente. La (fig. 8) muestra unas pocas formas básicas para construir fuentes de corriente CI. Para valores bajos de corriente, la corriente espejo mostrada en la (fig. 8(a)) es bastante popular. El transistor Q1 es un transistor conectado como diodo que proporciona compensación de temperatura para el transistor Q2 estableciendo una corriente de salida constante. Si los transistores están emparejados (típicamente este es el caso cuando los dispositivos forman en la misma pastilla con una proximidad muy cercana) entonces la corriente de salida permanecerá al valor constante determinado por la corriente de suministro  $V_{CC}$  y la resistencia  $R$ , independiente del circuito conectado a la fuente de corriente,  $I_{out}$ . El circuito de la (fig. 8(b)) proporciona un transistor adicional, Q3, en serie con la salida para proporcionar un valor mucho más alto de la impedancia de salida desde la fuente de corriente. Entre más grande sea el valor de la impedancia de la fuente de corriente, más ideal es la operación del circuito.

Etapa de amplificador diferencial con carga de corriente constante: Para ayudar a apreciar como las etapas del amplificador diferencial se construyen en los CIs, la (fig. 9a) muestra una etapa básica con una fuente de corriente constante, y la (fig. 9(b)) muestra las resistencias de carga reemplazadas por cargas de fuente de corriente pop para valores efectivos más grandes de  $R_C$  y por consiguiente mayor ganancia de voltaje de la etapa. Cuando se desea aún una ganancia más grande, se puede utilizar el circuito mejorado de la (fig. 9c). Las resistencias y transistores adicionales proporcionan una carga efectiva más grande y una ganancia de voltaje más grande que para la etapa simple.

Desplazamiento de nivel: Para realizar la interfase entre la entrada y la salida o acopiar las etapas sin las limitaciones impuestas por la utilización del condensador de acoplamiento, es necesario utilizar un circuito de desplazamiento del nivel de voltaje. La (fig. 10) unas pocas circuitos típicos para proporcionar un desplazamiento en el nivel CC entre la entrada y la salida. En la (fig. 10a), el voltaje de salida sigue el voltaje de entrada excepto para niveles de voltaje CC bajos de la salida impuestos por la resistencia  $R_1$  y la corriente impuesta a través del

## VOLTAJE DE REFERENCIA

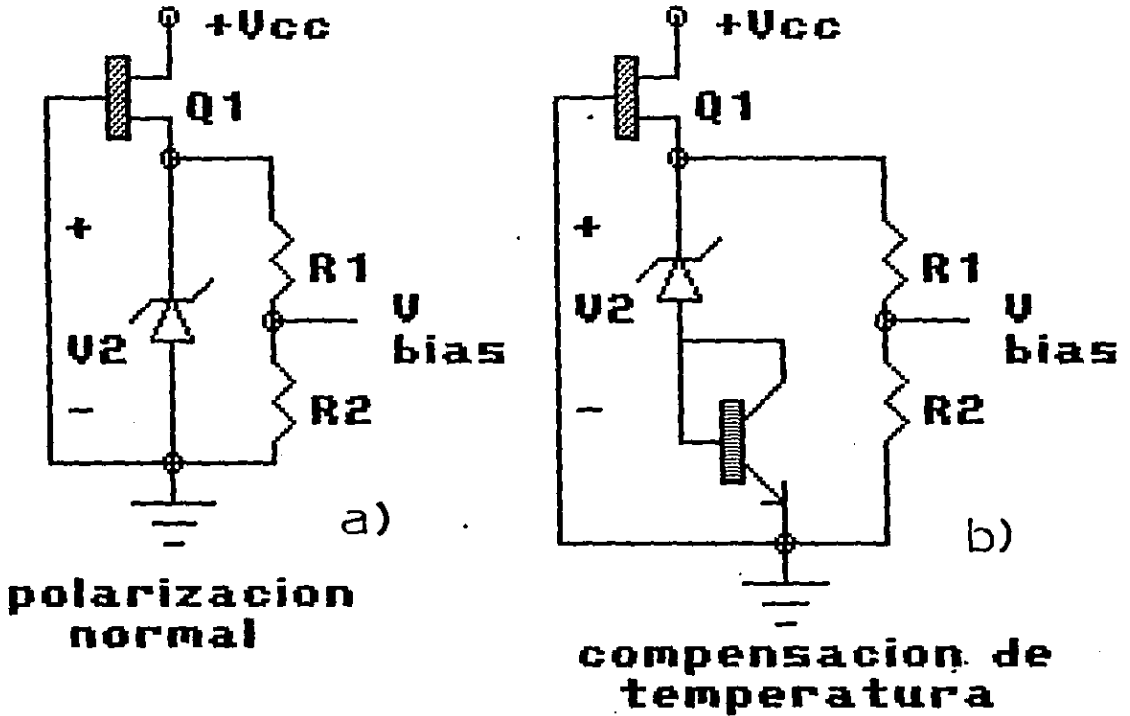
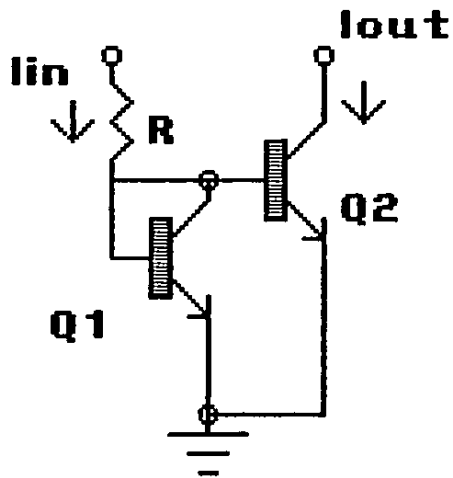


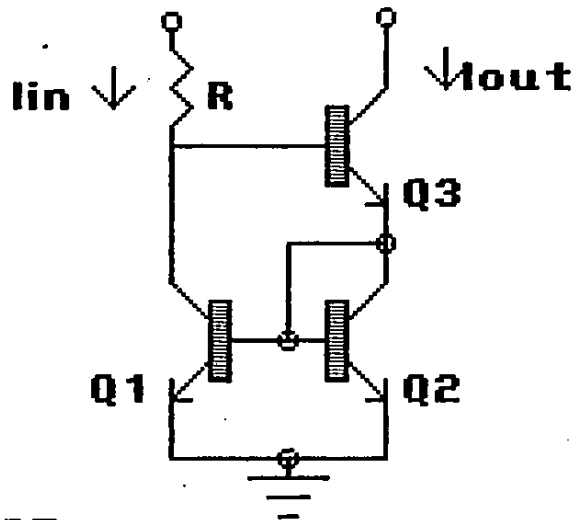
fig 7



## FUENTES DE CORRIENTE CONSTANTE



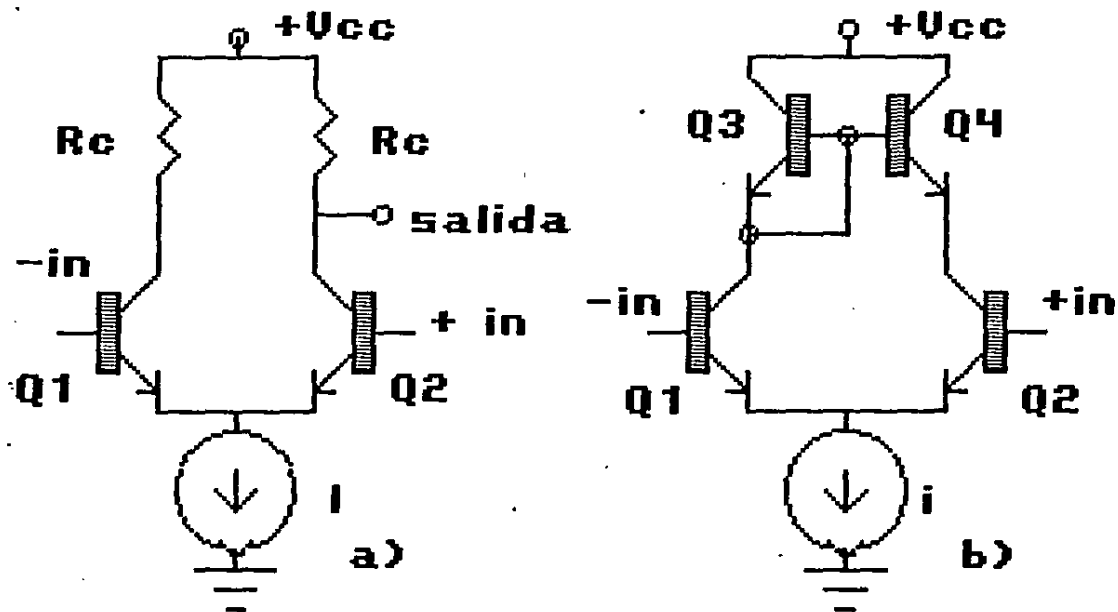
a) Corriente espejo para valores bajos



b) Impedancia salida alta.

fig 8

**FORMA CI DE UNA ETAPA CON DIFF AMP QUE**



**UTILIZA UNA FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE**

fig 9

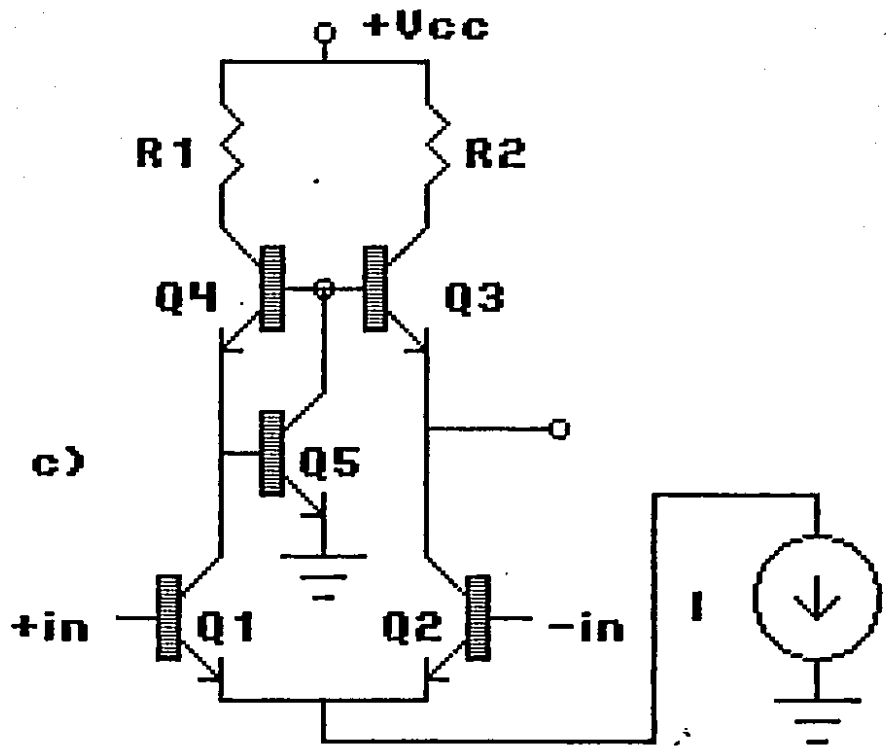
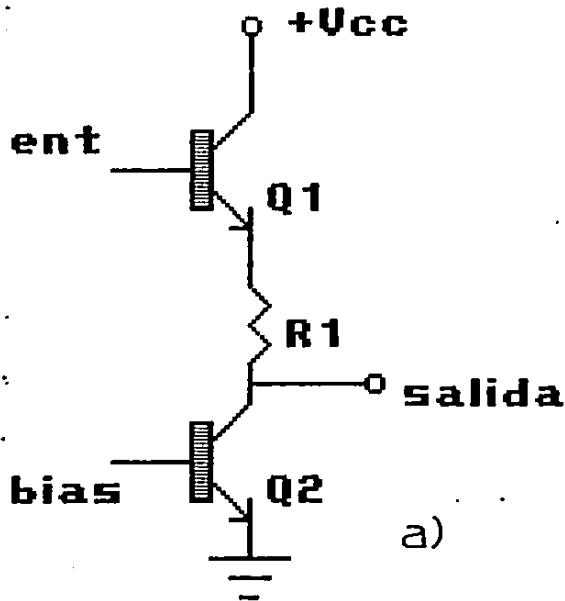
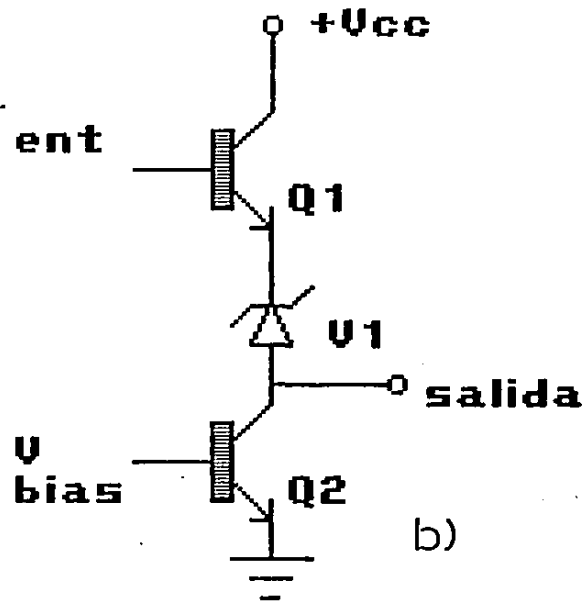


fig 9c.

# CIRCUITOS DE DESPLAZAMIENTO DE NIVEL



a)



b)

fig 10

transistor Q1. En el circuito de la fig. 10, la caída de voltaje  $V_{CE}$  en la entrada y la salida es esencialmente impuesto por el voltaje del diodo Zener y el valor de la caída del voltaje base-emisor del transistor Q1.

Etapa de salida: Después de que las entradas son amplificadas al valor deseado del voltaje de salida, una etapa de salida es utilizada para proporcionar una señal capaz de excitar la carga.

#### DEFINICION DE TERMINOS DE LOS OP-AMPS

-Voltaje balanceado de entrada.- La diferencia en los voltajes cc que se deben aplicar a las terminales de entrada para obtener voltajes de operación en reposo iguales (voltaje de salida-dc) en las terminales de salida.

-Corriente balanceada de entrada.- La diferencia en las corrientes en las dos terminales de entrada.

-Voltaje de operación en reposo.- El voltaje cc en la terminal de salida, con respecto a tierra.

-Disipación cc del dispositivo.- La potencia total disipada del dispositivo sin señal aplicada y sin corriente externa de carga.

-Ganancia de voltaje de modo común.- La razón de los voltajes de señal desarrollados en cualquiera de las dos terminales de salida al voltaje de señal aplicado a las terminales de entrada conectadas en paralelo.

-Ganancia de voltaje diferencial-salida-entrada de una sola terminal.- La razón del cambio en el voltaje de salida en cualquier terminal de salida con respecto a tierra, a la diferencia en los voltajes de entrada.

-Razón de rechazo de modo común.- La razón de la ganancia total del voltaje diferencial a la ganancia de voltaje de modo común.

-Anchura de banda en el punto de 1 dB (20).- La frecuencia a la cual las ganancias de voltaje del dispositivo caen a 1 dB por debajo de la ganancia de voltaje a una frecuencia especificada más baja.

-Voltaje máximo de salida  $V_o(p-p)$ .- El máximo voltaje de salida p-p a pico, medido con respecto a tierra, que puede lograrse sin recortar la forma de una señal.

-Resistencia de entrada por una sola entrada (P1).- La razón del cambio en el voltaje de entrada al cambio de la corriente de entrada medido en cualquier terminal de entrada con respecto a tierra.

-Resistencia de salida por una sola terminal de salida (P2).- La razón de cambio en el voltaje de salida al cambio de la corriente de salida medido en cualquier terminal de salida con respecto a tierra.

-Tasa de cambio de voltaje (SLEW RATE).- Un parámetro del dispositivo que indica que tan rápido cambia el voltaje de salida con respecto al tiempo.

#### PARAMETROS ELECTRICOS CC

##### GANANCIA DE VOLTAJE DIFERENCIAL

Ganancia de voltaje para grandes señales,  $A_{vol}$

El valor típico de 106 dB es la ganancia de una terminal de entrada a cualquier terminal de salida. El fabricante especifica la ganancia en unidades de decibelios (dB). La relación entre los decibelios y la

ganancia como una razón numérica del voltaje de salida al voltaje de entrada ( $V_1$ ) es:

$$A_{dB} = 20 \log |A_v| = 20 \log \left| \frac{V_o}{V_i} \right|$$

Resistencia de entrada de una sola terminal (Rin):

La resistencia de entrada es medida en cualquier terminal de entrada. Un valor especificado de  $10^{12} \Omega$  indica un valor alto. Si la resistencia de entrada no es más grande que la resistencia de la fuente, la carga verá que el voltaje de entrada sea menor que el de la fuente sin carga, obteniéndose un menor voltaje de salida.

Los op-amp bipolares típicamente proporcionan resistencias de entrada de alrededor de  $1 \text{ M}\Omega$ , los op-amp BIFET están especificados a  $10^{12} \Omega$ , los BIMOS típicamente tienen  $10^{15} \Omega$ .

### RESISTENCIA DE SALIDA

La resistencia de salida, típicamente  $100 \Omega$ , depende de la etapa de salida utilizada para excitar la señal a la carga. Las etapas de salida pueden proporcionar buenas excursiones de señal solamente en una dirección de la excursión de voltaje, en ambas direcciones de la excursión de voltaje, y pueden protegerse contra cortocircuitos dependiendo de cual etapa de salida se utiliza.

### RAZON DE RECHAZO DE MODO COMUN

La razón de rechazo de modo común se define como:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$$

también pueden calcularse en unidades de decibelios como:

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \text{ dB}$$

Un valor de  $CMRR = 100 \text{ dB}$  es una razón de modo diferencial a ganancia de modo común de:

$$\frac{A_d}{A_c} = \text{antilog} \left( \frac{CMRR(\text{dB})}{20} \right) = \text{antilog} \left( \frac{100 \text{ dB}}{20} \right) = \text{antilog}(5) = 100,000.$$

La señal común o de polaridad de entrada es así amplificada por una ganancia de 100,000 veces menos que la entrada diferencial o de polaridad opuesta.

El valor de  $V_{CM}$  generalmente es igual al promedio de las entradas, como lo indica el gráfico de la fig. 11.

#### VOLTAJE BALANCEADO, $V_{in}$

La definición de voltaje balanceado de entrada,  $V_{in}$ , puede describirse como aquel voltaje de diferencial requerido entre las entradas de un amplificador operacional para lograr la salida A.C. Idealmente el valor de  $V_{in}$  debería ser 0 V, prácticamente el valor de  $V_{in}$  es unos pocos milivoltios. Cuando el op-amp es utilizado principalmente para operar en grandes señales, un pequeño voltaje balanceado es aceptable. Cuando se utiliza en aplicaciones en donde los pequeños niveles de voltaje requieren alguna cantidad medible como en un osciloscopio, medidor, o un dispositivo de medida, cualquier voltaje no cero puede resultar en un error sustancial. En tal aplicación circuital, un op-amp con un voltaje balanceado muy pequeño es utilizado, o uno que tenga terminales de entrada que permitan ajustar el voltaje balanceado.

#### CORRIENTE DE POLARIZACION DE ENTRADA, $I_{bias}$

Para que el circuito dentro del CI opere adecuadamente, se debe proporcionar suficiente corriente de polarización de como se especifica por la información del fabricante. Para entradas BJT, la corriente requerida es típicamente  $\mu A$ . Aunque el valor del dispositivo está típicamente especificado a 25°C (temperatura ambiente), aunque significativamente con la temperatura como se muestra en la gráfica de la (fig. 12).

#### CORRIENTE DE ENTRADA BALANCEADA, $I_{in}$

La pequeña diferencia en las corrientes de polarización en las entradas es amplificada por la ganancia del amplificador para proporcionar un voltaje balanceado de salida.

#### DESPLAZAMIENTO

Es el cambio en el voltaje de salida que se obtiene de un cambio de la temperatura. Aun cuando el voltaje de salida se ajuste a 0 V a la temperatura ambiente, aquel valor cambiará cuando la temperatura cambie.

#### PARAMETROS ELECTRICOS, CA

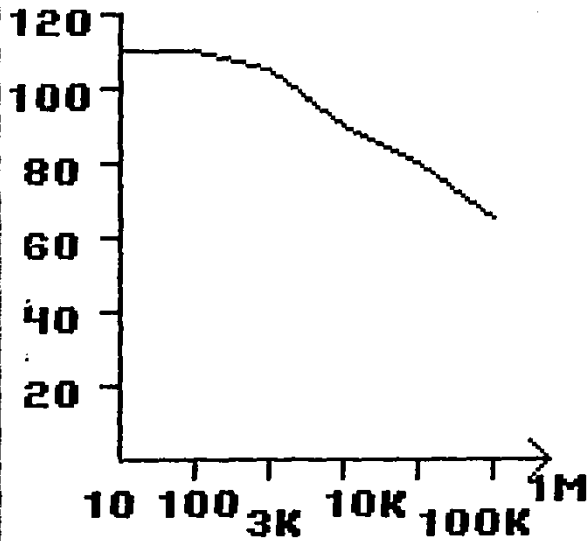
##### ANCHURA DE BANDA, B

La anchura de banda de ganancia unitaria del op-amp especifica la ganancia superior a la cual la ganancia cesa a la unidad (ganancia = 1) debido a las capacidades que se obtienen del circuito fabricado. Los valores típicos de la anchura de banda de ganancia unitaria son mayores que 1 MHz. En la (fig. 13) se muestra la ganancia contra frecuencia.

##### SLEW RATE, SF

El slew rate es un parámetro que indica que tan rápido cambia el voltaje

**CMMR (dB)**



**Razon de rechazo  
de modo comun  
contra frecuencia.**

fig 11



**Corriente de polarizacion de entrada  
(pA)**

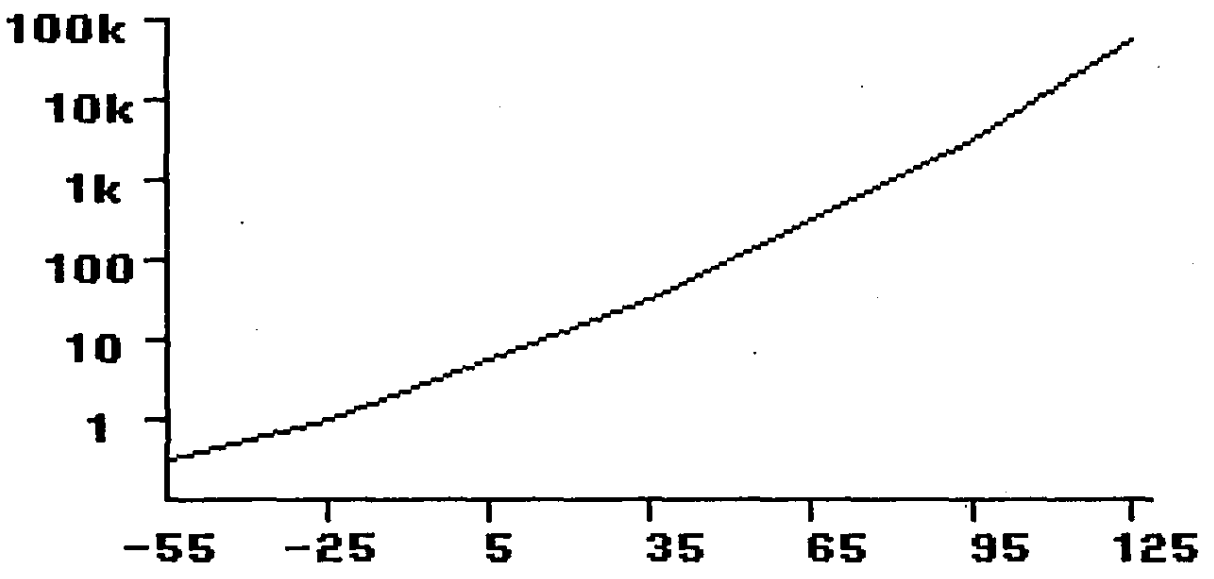


fig 12

# GANANCIA CONTRA FRECUENCIA MOSTRANDO LA ANCHURA DE BANDA

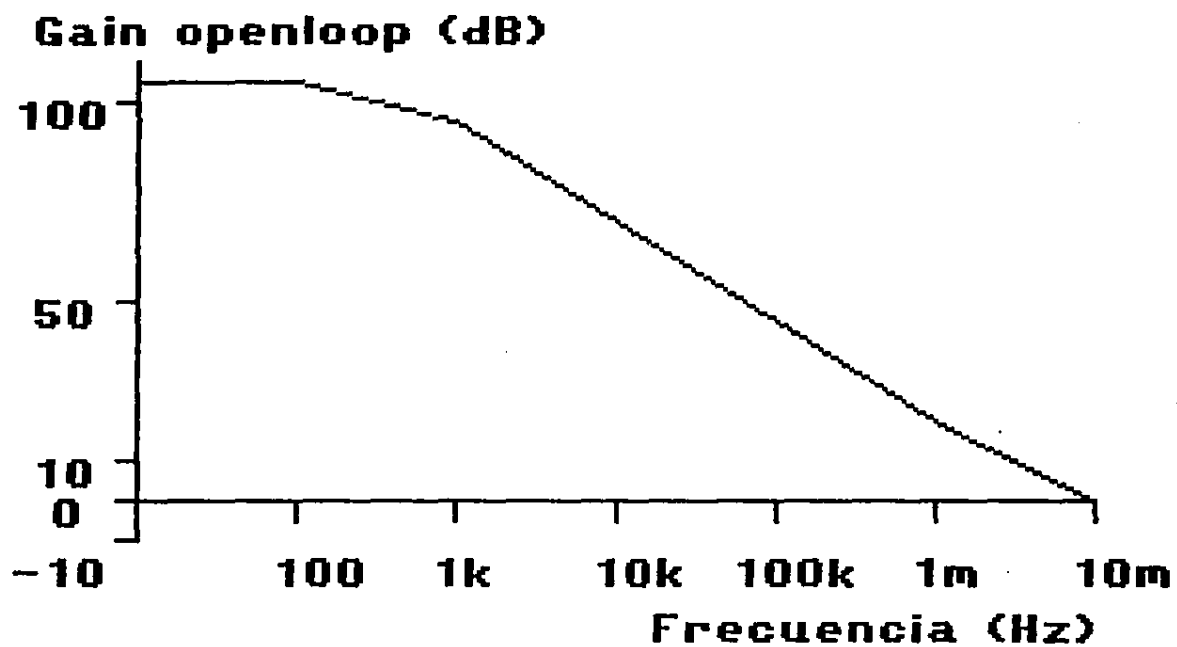


fig 13

de salida en razón del tiempo. Las velocidades típicas del slew rate están entre 0.5 V/μs a 50 V/μs.

### RESPUESTA A LA FRECUENCIA DEL OP-AMP

Cuando el op-amp se utiliza en un circuito que amplifica solo señales de ca, debe considerarse cuándo los voltajes de ca de salida serán señales débiles (debido a un nivel de ruido) o señales débiles (debido al ruido de 1/f). Si sólo están presentes señales débiles de ca en la salida, las características importantes del op-amp que limitan el rendimiento es el ruido y la respuesta de frecuencia. Si se esperan grandes señales de ca de salida, entonces una característica denominada rapidez de respuesta limitante determina cuándo se introducirá distorsión por el op-amp.

Las corrientes de polarización y los voltajes de sesgo afectan el comportamiento a dc, por lo común no tienen que considerarse con respecto al comportamiento de ca. Esto es cierto debido a que por lo general hay un capacitor de acoplamiento en el circuito para pasar las señales de ca y bloquear las corrientes y voltajes de dc.

La rapidez de respuesta de un op-amp indica qué tan rápido puede cambiar su voltaje de salida.

### COMPENSACIÓN INTERNA DE FRECUENCIA

Muchos tipos de op-amps para propósito general y especializados están compensados internamente; esto es, el fabricante ha instalado dentro de dichos op-amps un pequeño capacitor, por lo común de 30pF. Este capacitor de compensación interna de frecuencia impide que el op-amp oscile a altas frecuencias. Las oscilaciones se evitan disminuyendo la ganancia de op-amp conforme aumenta la frecuencia. De otra manera, habría ganancia suficiente, cambio de fase a alguna alta frecuencia donde la señal de salida suficiente pueda realimentar a la entrada y causar oscilaciones.

### TIERRA VIRTUAL

El voltaje de salida está limitado por el voltaje de suministro, típicamente, unos pocos voltios. Las ganancias de voltaje son muy altas. Si, por ejemplo,  $V_o = -10\text{ V}$  y  $A_v = 10,000$ , el voltaje de entrada es:

$$V_i = -\frac{V_o}{A_v} = -\frac{(-10)}{10,000} = 1\text{ mV}$$

El valor de  $V_i$ , comparado al de los otros voltajes, es entonces más pequeño y puede considerarse 0 V. Note que aunque  $V_i \approx 0\text{ V}$ , no es exactamente 0 V puesto que la salida es el valor de  $V_i$  multiplicado por la ganancia del amplificador ( $-A_v$ ).

El hecho de que  $V_i \approx 0\text{ V}$  conduce al concepto de que en la entrada del amplificador existe un cortocircuito virtual o una TIERRA VIRTUAL. El concepto de un cortocircuito virtual implica que el voltaje es cercanamente 0 V, no hay corriente a través de la entrada del amplificador a tierra. La

## TIERRA VIRTUAL EN UN OP-AMP

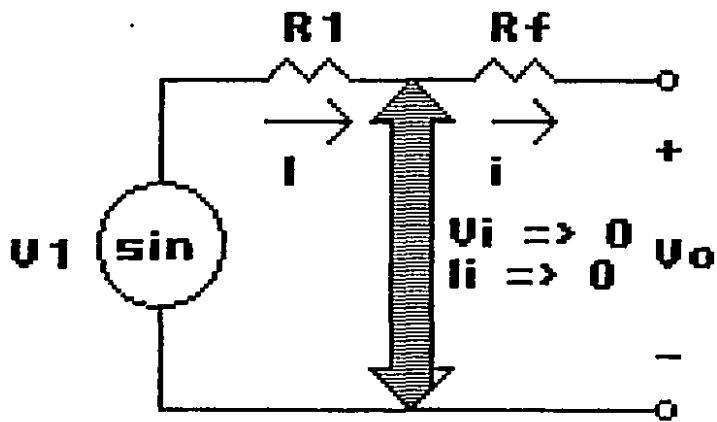


fig 14

(fig. 14) exhibe el concepto de tierra virtual. La línea punteada se utiliza para indicar que nosotros podemos considerar que existe un cortocircuito con  $V_1$  a 0 V, pero que este es un cortocircuito virtual, que ninguna corriente va a través del corto a tierra. La corriente es a través de la resistencia  $R_1$  y a través de  $R_f$ .

Utilizando el concepto de tierra virtual se pueden escribir las ecuaciones para la corriente  $I$  como sigue:

$$I = \frac{V_1}{R_1} = - \frac{V_o}{R_f}$$

que pueden despejarse para  $V_o/V_1$

$$\frac{V_o}{V_1} = - \frac{R_f}{R_1}$$

El concepto de tierra virtual, el cual depende de que  $A_v$  sea muy grande, permite una solución simple de la ganancia de voltaje global. Debe entenderse que aunque el circuito no es un circuito físico, permite un medio fácil para determinar la ganancia global del circuito.

## CIRCUITOS CONVERTIDORES Y OPERADORES ARITMETICOS.

### CONVERTIDOR DE VOLTAJE (Diferencial) EN CORRIENTE

El circuito de la (fig. 15) puede llamarse un convertidor de voltaje diferencial a corriente debido a que la corriente de carga  $I_L$  depende de la diferencia entre los voltajes de entrada  $E_1$  y  $E_2$  y las resistencias  $R$ .  $I_L$  no depende de la resistencia de carga  $R_L$ . Por tanto, si  $E_1$  y  $E_2$  son constantes, la carga puesta a tierra está impulsada por una corriente constante. La corriente de carga puede fluir en cualquier dirección, de modo que este circuito puede ser ya sea fuente o convertidor.

La corriente de carga  $I_L$  está determinada por:

$$I_L = \frac{E_1 - E_2}{R}$$

Un valor positivo de  $I_L$  significa que fluye hacia abajo y  $V_L$  es positivo con respecto a tierra. Un valor negativo de  $I_L$  significa que  $V_L$  es negativo con respecto a tierra y la corriente fluye hacia arriba.

El voltaje de carga  $V_L$  (no  $I_L$ ) depende de la resistencia de carga  $R_L$  por:

$$V_L = I_L * R_L$$

## CONVERTIDOR DE VOLTAJE DIFERENCIAL EN CORRIENTE

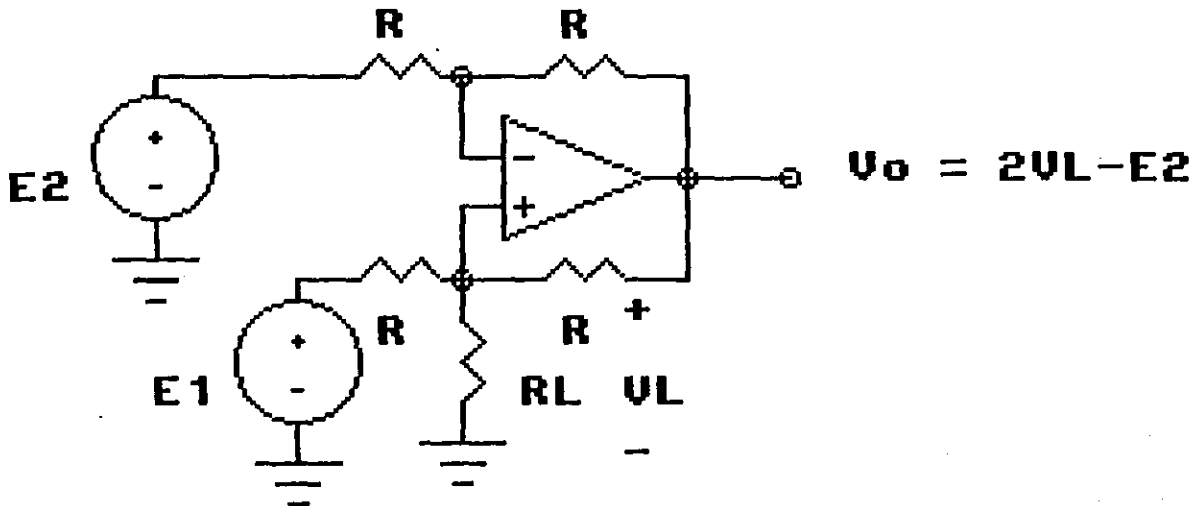


fig 15

Para asegurar que el opamp no se sature, se a  $V_{cc} = E_{cc}$ .

### Convertidores de Corriente a Voltaje y de Corriente a Corriente.

Para poder efectuar la conversión de corriente se sea en voltaje o en corriente (amplificador de corriente) es necesario primero medir la corriente de entrada e solamente detectarla, pero a este efecto es necesario colocar un diodo, como alrededor de la fuente de corriente, esto se muestra claramente en la fig. 13a. La entrada negativa está a tierra virtual debido a que el diferencial de voltaje en la entrada es casi 0 V. La fuente de corriente es el potencial a tierra en ambos terminales, o el equivalente de cortocircuito. Toda la I<sub>cc</sub> fluye a través de la entrada negativa y a través de R<sub>f</sub>. El convertidor la I<sub>cc</sub> en un voltaje de salida, revelando la naturaleza básica de este circuito.

Convertir una corriente en otra igual no tiene caso pero convertir una corriente en otra de mayor magnitud si tienen un fin de aplicaciones, a los cuales se les llama amplificadores de corriente. La fig. 17) muestra un ejemplo de un amplificador de corriente (convertidor de corriente a corriente). La señal I<sub>cc</sub> de corriente de la fuente en forma efectiva está en cortocircuito por las terminales de entrada del opamp. Toda la I<sub>cc</sub> fluye a través de la resistencia R<sub>1</sub>, el voltaje que lo cruce es mI<sub>cc</sub>. Por tanto, la corriente a través de R debe ser mI<sub>cc</sub>. Ambas corrientes se suman para formar la corriente de carga I<sub>L</sub>. El es una versión simplificada de I<sub>cc</sub>.

### OPERADORES ARITMETICOS

#### Multiplicador de Ganancia Constante

Un circuito inversor multiplicador por una constante se muestra en la fig. 18c) donde el voltaje de salida es igual el voltaje en la resistencia R<sub>f</sub> que a su vez es igual a la corriente que pasa por la resistencia de entrada R<sub>1</sub> por la resistencia de retroalimentación R<sub>f</sub>, de donde se obtiene:

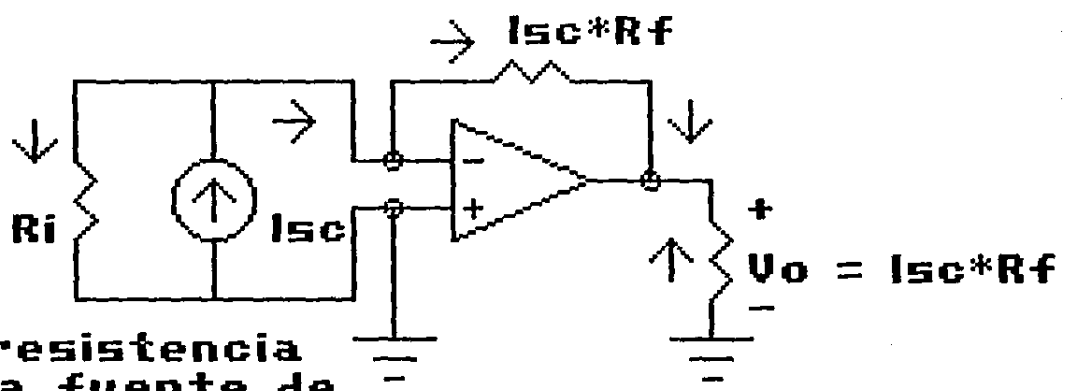
$$I_{R1} = \frac{V_1}{R_1}, \quad V_O = V_{Rf} = -(I_{R1} \cdot R_f)$$

sustituyendo:

$$V_O = -\frac{R_f}{R_1} V_1, \text{ donde } -\frac{R_f}{R_1} \text{ es la constante de multiplicación.}$$

#### Amplificador No-Inversor.

# CONVERTIDOR DE CORRIENTE EN VOLTAJE



La resistencia de la fuente de corriente no afecta a  $I_{sc}$ .

fig 16



## AMPLIFICADOR DE CORRIENTE

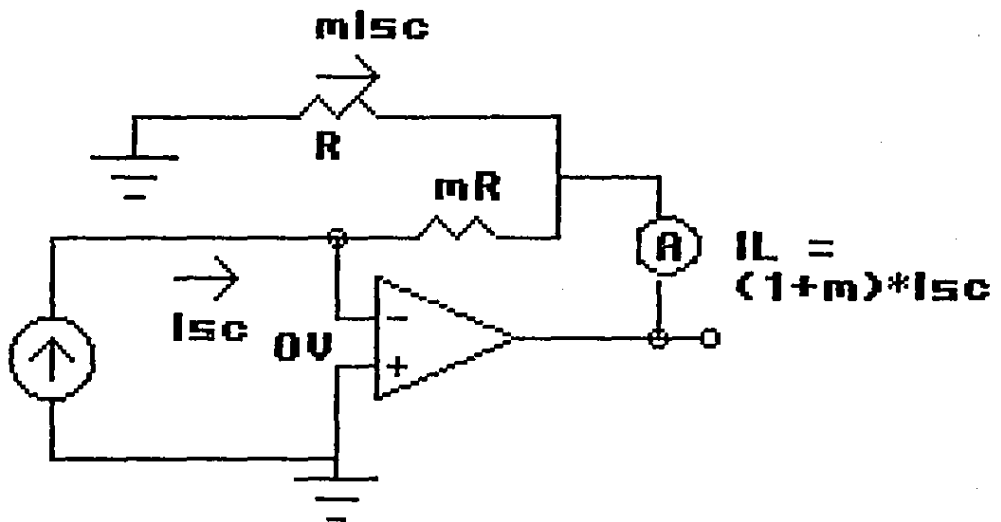


fig 17

La (fig. 18a) muestra el circuito de un op-amp que trabaja como un multiplicador con ganancia constante no-inversor. Para determinar la ganancia de voltaje del circuito podemos utilizar la representación equivalente de tierra virtual de la (fig. 18b). Note que el voltaje a través de  $R_1$  es  $V_1$ , puesto que  $V_1$  a 0 V. Este debe ser igual al voltaje debido a la salida  $V_0$ , a través del divisor de voltaje entre  $R_1$ ,  $R_f$  de tal manera:

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_0$$

La ganancia es:

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

#### Seguidor Unitario.

El seguidor unitario como se muestra en la (fig. 19), proporciona ganancia 1 sin inversión de polaridad. Del circuito equivalente de tierra virtual es claro que:

$$V_0 = V_1$$

y la salida es de la misma polaridad y magnitud que la entrada. El circuito actúa como el seguidor del emisor excepto que la ganancia está mucho más cercana a la unidad, y además tiene la ventaja del op-amp de una entrada con resistencia infinita.

#### Amplificador Sumador.

Probablemente uno de los circuitos más útiles de op-amps utilizado en computadores analógicos es el circuito amplificador sumador. La (fig. 20) muestra un circuito sumador de tres entradas, el cual proporciona un medio de sumar algebraicamente tres voltajes de entrada, cada uno multiplicado por un factor de ganancia constante. Si se utiliza el circuito equivalente de tierra virtual, el voltaje de salida puede expresarse como:

$$V_0 = -\left(\frac{R_f}{R_1} V_1 + \frac{R_f}{R_2} V_2 + \frac{R_f}{R_3} V_3\right)$$

En otras palabras, cada entrada agrega un voltaje de salida como se obtiene de un circuito inversor de ganancia constante. Si se utilizan más entradas estas agregan componentes adicionales a la salida.

#### Integrador.

## MULTIPLICADOR NO INVERSOR

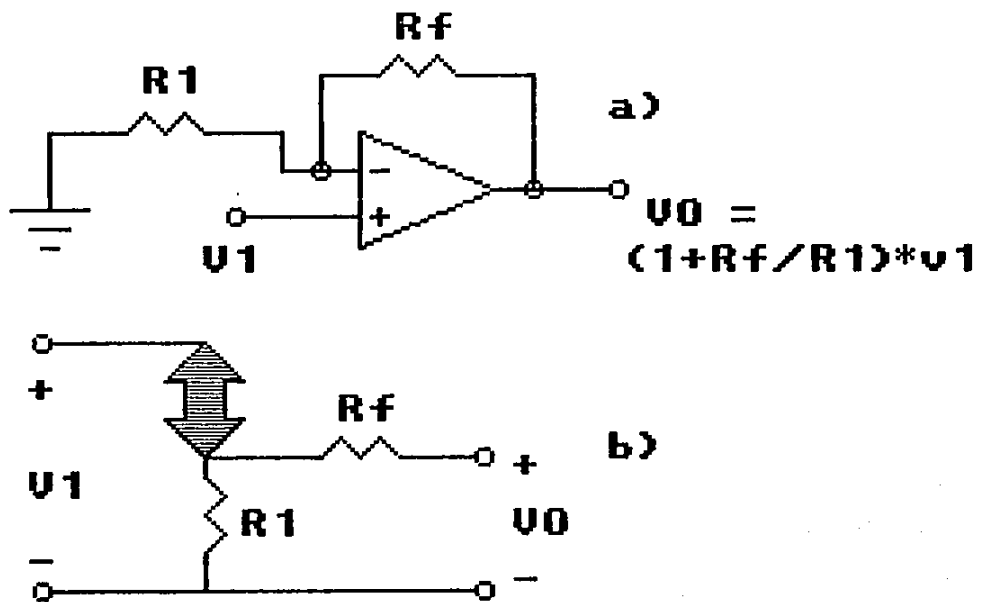
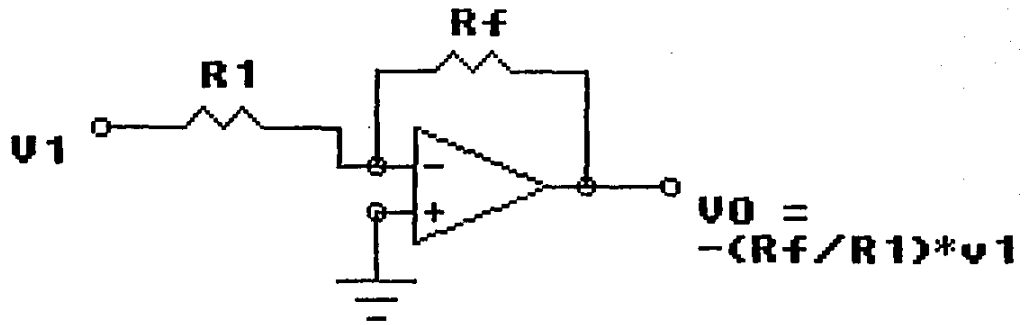


fig 18

## MULTIPLICADOR INVERSOR



c)

fig 18

# SEGUIDOR UNITARIO

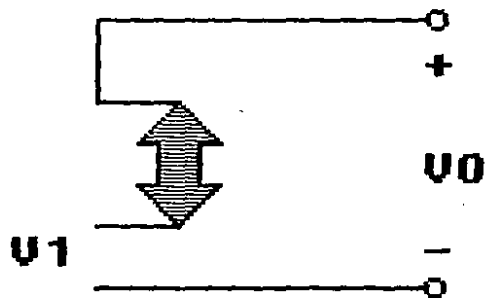
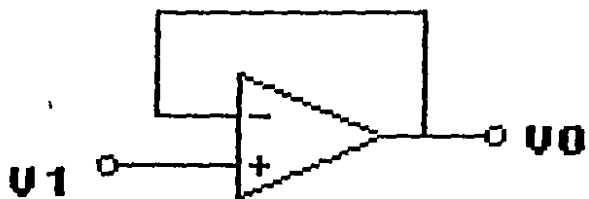
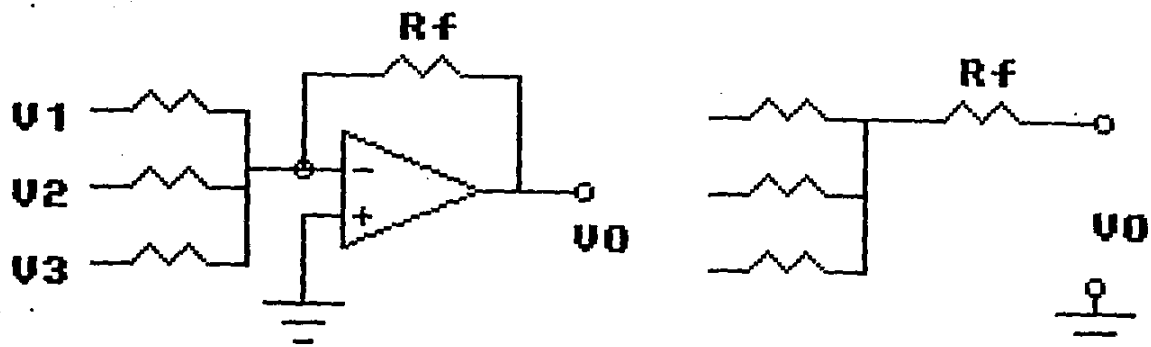


fig 19



**AMPLIFICADOR SUMADOR**

fig 20

# INTEGRADOR

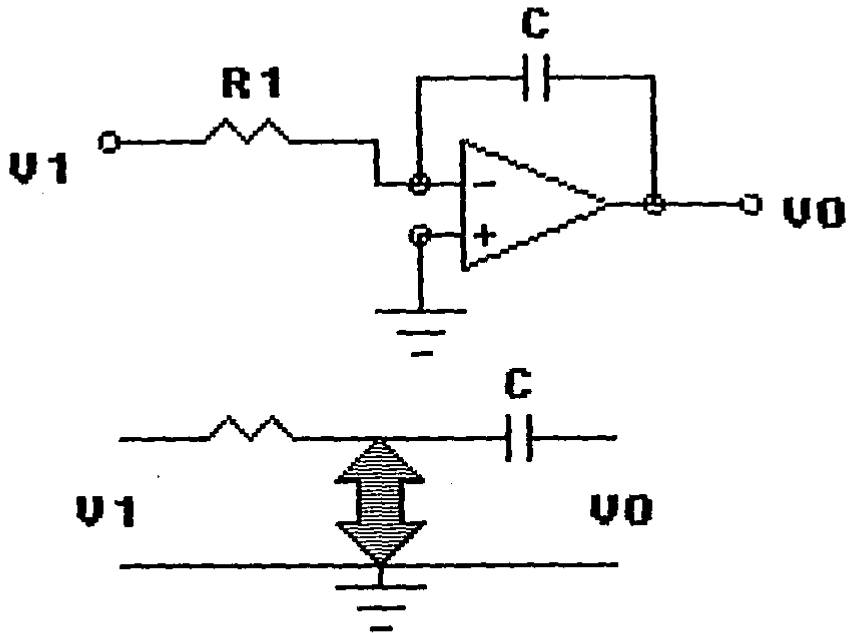


fig 21

## DIFERENCIADOR

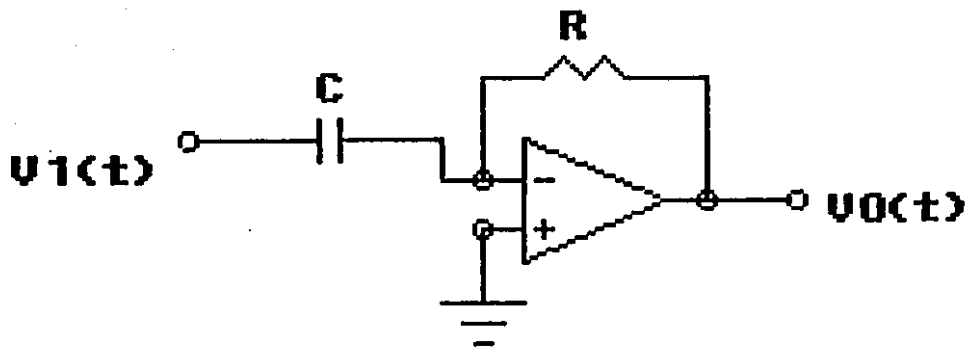


fig 22



Si la componente de realimentación utilizada es un condensador, como en la (fig. 11) el circuito resultante es un integrador.

El circuito equivalente de tierra virtual muestra que se puede derivar una expresión entre los voltajes de entrada y salida producidos por la corriente  $I$ , la cual fluye de la entrada a la salida. Recuerde que la tierra virtual significa que podemos considerar el voltaje en el punto de unión  $R$  y  $X_C$  como si estuviera a tierra. La impedancia capacitiva puede expresarse como:

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{sC}$$

donde  $s = j\omega$  es la notación de Laplace.  
Despejando  $V_O/V_I$ :

$$I = \frac{V_I}{R} = -\frac{V_O}{X_C} = \frac{-V_O}{1/sC} = -sCV_O$$

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{-1}{sCR}$$

La última expresión puede reescribirse en el dominio del tiempo como:

$$V_O(t) = -\frac{1}{RC} \int V_I(t) dt$$

Esta ecuación muestra que la salida es la integral de la entrada, con una inversión y un multiplicador de escala de  $1/RC$ .

Diferenciador.

El circuito diferenciador de la (fig. 12) no es útil en computadores analógicos como el circuito integrador debido a problemas prácticos con el ruido. La relación resultante para el circuito es:

$$V_O(t) = -RC \frac{dV_I(t)}{dt}$$

donde el factor de escala es  $-RC$ .

## PRACTICA 1

### PARTE I .- CIRCUITOS CONVERTIDORES

OBJETIVO : Observar el funcionamiento del amplificador operacional como elemento básico para :

- a ) Convertidor Voltaje - Corriente
- b ) Convertidor Corriente - Voltaje

#### MATERIAL

- 1 TRANSISTOR 2N 2222
- 1 LM741
- FUENTE DE VOLTAJE  $\pm 12$  V
- 1 MULTIMETRO DIGITAL
- 2 RESISTENCIAS DE  $10^3 \Omega$
- 1 RESISTENCIA DE  $100 \Omega$
- 1 RESISTENCIA DE  $1 \Omega$
- 1 RESISTENCIA DE  $12 \Omega$

CONVERTIDOR CORRIENTE VOLTAJE. Observe el circuito de la figura 1.1. Este circuito es el diagrama básico del convertidor Corriente - Voltaje y muestra que el voltaje de salida es  $V_o = -I_s R'$ , en base a este circuito armaremos el circuito de la siguiente figura.

Una vez armado el circuito obtenga:

- \* Mida el valor del voltaje de salida y compárelo con el teórico
- \* Mida el valor de la corriente en el punto A y B
- \* Obtenga la función de transferencia y el Diagrama de Bode específico para esta práctica.
- \* Explique el funcionamiento del transistor en esta práctica
- \* Conclusiones

CONVERTIDOR VOLTAJE - CORRIENTE ( Con carga flotante ) .- Observando el circuito de la figura 1.2, dando los siguientes valores a R<sub>1</sub> y Z<sub>1</sub>:

$$R_1 = 10 \text{ K}$$

$$Z_1 = R_2 = 10 \text{ K}$$

Arme el circuito y una vez armado el circuito compruebe que:

- a )  $V_o = I_1 \cdot Z_1$  ; tomar como referencia de tierra la misma de la fuente
- b )  $I_1 = V_s / R_1$  ;  $I_1$  medirá en el punto A.

#### OBTENGA

- \* Obtenga la función de transferencia específica de este circuito, así como su diagrama de Bode.
- \* Explique como podría ser utilizado este circuito en alguna aplicación ( Diagrama del circuito ).
- \* Conclusiones

CONVERTIDOR VOLTAJE - CORRIENTE ( Con carga a tierra ).- Observando el circuito de la figura 1.3, y considerando que  $R2/R2 = R1/R1 = 10$ , procedemos a armar el circuito de la figura con los siguientes valores :

$$R_2 = R_3 = 10 \text{ K}$$

$$R_1 = 1 \text{ K}$$

$$R_3 = 100 \Omega$$

$$Z_L = R_L = 12 \text{ K}$$

- \* Comprobar que  $i_L = -V_s/R_2$ , además mide el voltaje de salida.
- \* Obtener el diagrama de Bode y la función de transferencia del circuito.
- \* Explique como puede ser utilizado este circuito en alguna aplicación ( Diagrama del circuito )
- \* Obtenga el factor de amplificación del circuito y compruebe que el voltaje de salida es igual al voltaje de entrada por el factor de amplificación
- \* El variar la relación  $R2/R2 = R1/R1$  De que manera afecta al valor del voltaje y la corriente de salida  $i_L$  explique porque .
- \* Conclusiones

## PARTE II.- CIRCUITOS ARITMETICOS

OBJETIVO : Observar el uso de amplificador operacional en sus configuraciones básicas como elemento principal de los circuitos aritméticos, base de la computadora analógica.

### MATERIAL

- 1 Fuente de  $\pm 5$  ,  $\pm 12$  V
- 1 LM741
- 1 Osciloscopio
- 2 Osciladores
- 1 Proto
- 1 Capacitor de 0.1  $\mu$ F
- 1 Capacitor de 0.5  $\mu$ F
- 4 Resistencias de 10 K

a )  
CAMBIADOR DE FASE .- Implemete físicamente el circuito mostrado en la figura 1.4 :

### PROCEDIMIENTO

Conecte las terminales del osciloscopio en los puntos indicados y

aplique a la entrada del circuito una señal senoidal que tenga un voltaje de pico a pico de 1 a 6 V. Llene la sig. tabla :

Hz : 500 : Ang. : 1000 : Ang. : 2000 : Ang. :

V p-p						
V <sub>o</sub>						

#### RESULTADOS

- \* Justifique los resultados obtenidos en el circuito
- \* Indique que posibles aplicaciones tiene el circuito
- \* Conclusiones

b >

**SUMADOR .-** Implementando el circuito sumador mostrada FIG 1.5, con solo tres resistencias y

$$R_1 = R_2 = R_3 = R = 10 \text{ K}$$

Aplique al circuito los siguientes valores de entrada :

$$V_1 = 1 \text{ V de Vcc}$$

$$V_2 = \text{Señal senoidal con Vpp} = 1 \text{ V y a una frecuencia } f_1$$

$$V_3 = \text{Señal cuadrada con Vpp} = 1 \text{ V y a una frecuencia } f_2$$

donde  $f_1 > f_2$ .

Coloque el osciloscopio en la salida del , obtenga la gráfica de la señal de salida.

#### RESULTADOS

- \* Gráfica del voltaje de salida
- \* Explique brevemente el funcionamiento del circuito
- \* Justifique la forma de onda de salida

c >

**DERIVADOR .-**

**PROCEDIMIENTO .-** Arme el circuito de la figura 1.6 y utilice los siguientes valores :

$$C = 0.1 \text{ F} \quad R = 10 \text{ K}$$

Aplicamos un voltaje de forma senoidal a la entrada del circuito, observamos la forma de onda del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada. Después aplicamos una señal de forma cuadrada y comparamos las señales.

Una vez armado el circuito obtenga :

- \* Gráfica del voltaje de entrada vs salida
- \* Variación del voltaje de salida al variar la frecuencia. Explique.
- \* Hallar la frecuencia crítica del circuito
- \* Obtenga la función de transferencia del circuito y la gráfica de Bode.
- \* Conclusiones

d ,

#### INTEGRADOR .-

PROCEDIMIENTO .- Arme el circuito de la figura 1.7 utilizando los sig. valores :

$$C = 0.1 \quad R = 10 \text{ K}$$

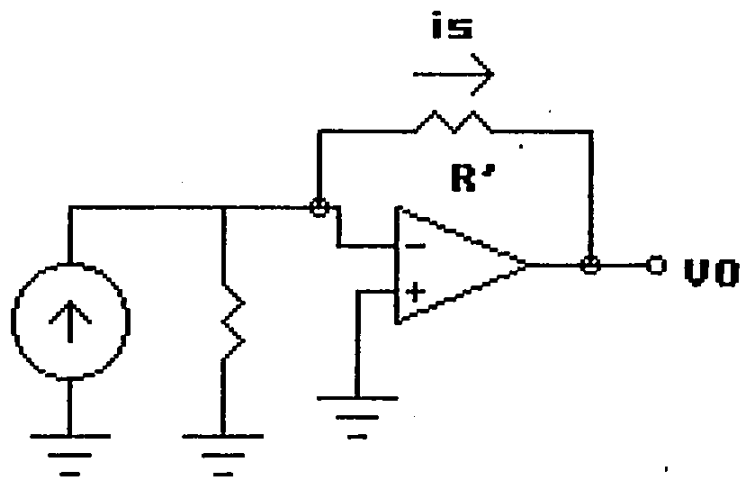
Aplicamos un voltaje de forma senoidal a la entrada del circuito, observamos la forma de onda del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada. Después aplicamos una señal de forma cuadrada y comparamos las señales.

Una vez armado el circuito obtenga :

- \* Gráfica del voltaje de entrada vs salida
- \* Variación del voltaje de salida al variar la frecuencia. Explique.
- \* Hallar la frecuencia crítica del circuito
- \* Obtenga la función de transferencia del circuito y la gráfica de Bode.
- \* Conclusiones

NOTA : En caso que los circuitos derivador e integrador sean demasiado inestables puede utilizar un potenciómetro de 50 K conectado a las patas 1 y 5 del integrador; estas patas son las de offset null y sirven para eliminar las componentes de continua que causan error en el funcionamiento del circuito integrado.

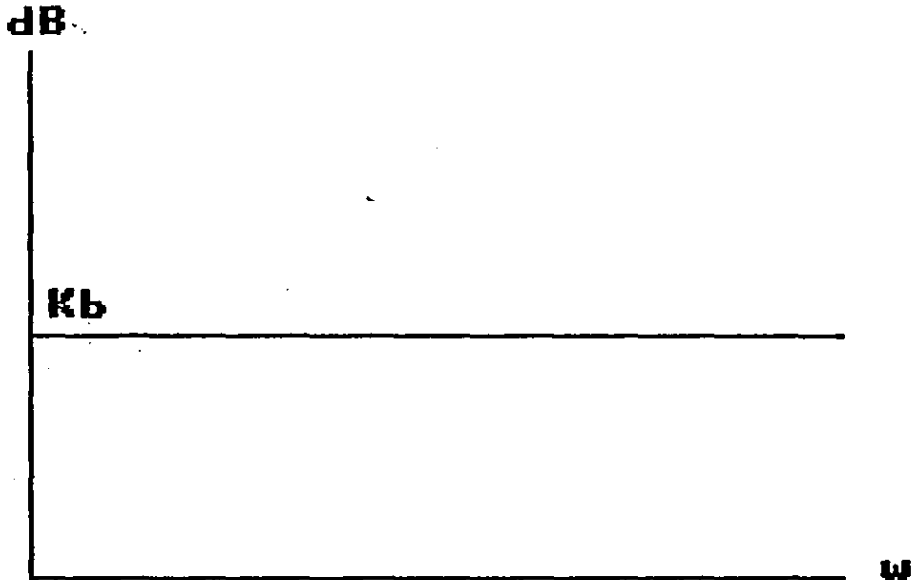
## CONVERTIDOR CORRIENTE-VOLTAJE



$$U_0 = -i_s R'$$

fig 1.1

# CONVERTIDOR CORRIENTE-VOLTAJE



ANALISIS DE BODE PARA OBTENER LA GRAFICA DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL CIRCUITO

$$V_o = -i_s R'$$

$$V_o (S) = -I_s R'$$

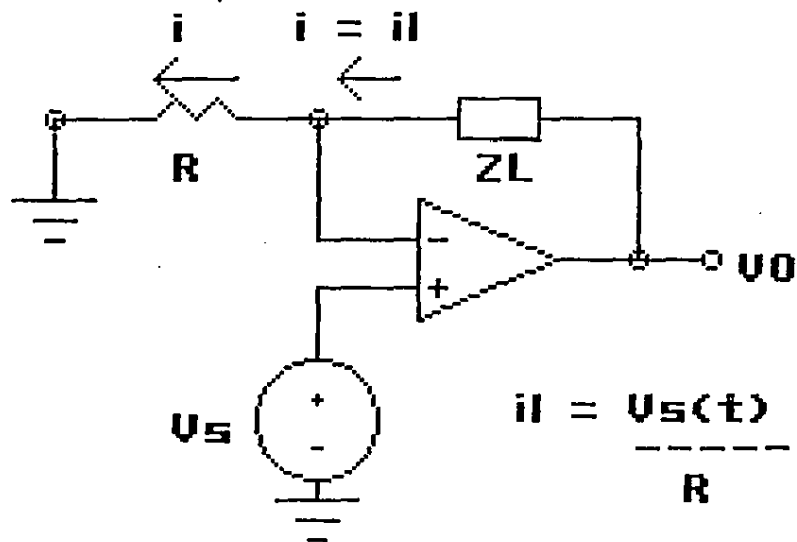
$$V_o (j\omega) = -I_s (j\omega) R'$$

$$20 \log V_o (j\omega) = 20 \log |R'| + 20 \log |-I_s (j\omega)|$$

Constante de Bode:

$$K_b = 20 \log |R'|$$

# CONVERTIDOR VOLTAJE-CORRIENTE



CARGA FLOTANTE

fig · 12



## GRAFICA DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

### ANALISIS DE BODE

De la ecuacion de corriente de salida del circuito

$$I(S) = \frac{V_s(S)}{R}$$

Cambiando del dominio de S al dominio de la frecuencia :

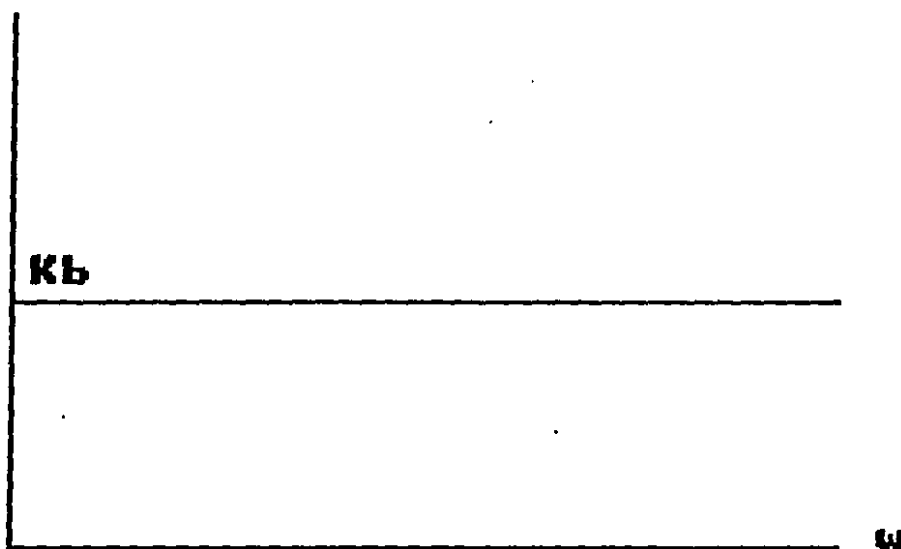
$$I(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{R}$$

$$20 \log | I(j\omega) | = 20 \log | V_s(j\omega) | - 20 \log | R |$$

$$K_b = - 20 \log | R |$$

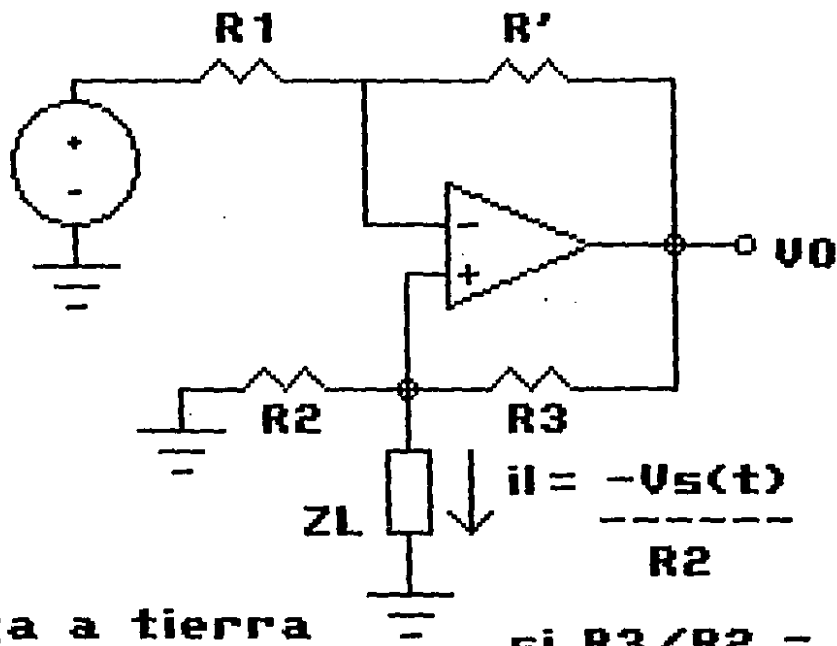
# CONVERTIDOR VOLTAJE-CORRIENTE

dB



Carga flotante

# CONVERTIDOR VOLTAJE-CORRIENTE



Carga a tierra

$$\text{si } R_3/R_2 = R'/R_1$$

fig 1.3

Calculo del valor de la corriente de salida del circuito

Ecuaciones del circuito

$$i = i_1 + i_2 \quad \text{ec. [1]}$$

$$i = \frac{V_s - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_o}{R'} \quad \text{ec. [2]}$$

$$i_2 = \frac{V_1}{R_2} \quad \text{ec. [3]}$$

Voltaje en A y B =  $V_1$

De [1]  $i_1 = i - i_2$

substituyendo en [2] y [3]

$$i_1 = \frac{V_o - V_1}{R_3} - \frac{V_1}{R_2} \quad \text{ec. [4]}$$

De [2] tenemos  $V_1 = V_s - i R_1$   
 $V_1 = V_o + i R'$

substituyendolas en [4]

$$i_1 = \frac{V_o}{R_3} - \frac{V_1}{R_3} - \frac{V_1}{R_2} = \frac{V_o}{R_3} - \frac{(V_s - i R_1)}{R_2} - \frac{(V_o + i R')}{R_3}$$

Si hacemos la relacion :

$$R_3/R_2 = R'/R_1 \quad \text{=====>} \quad R_3/R' = R_1/R_2$$

Por lo tanto

$$i_1 = \frac{V_o}{R_3} - \frac{V_s}{R_2} + \frac{i R_1}{R_2} - \frac{V_o}{R_3} - \frac{i R'}{R_3}$$

Quedando que :

$$i_1 = \frac{-V_s}{R_2}$$

· GRAFICA DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

· ANALISIS DE BODE

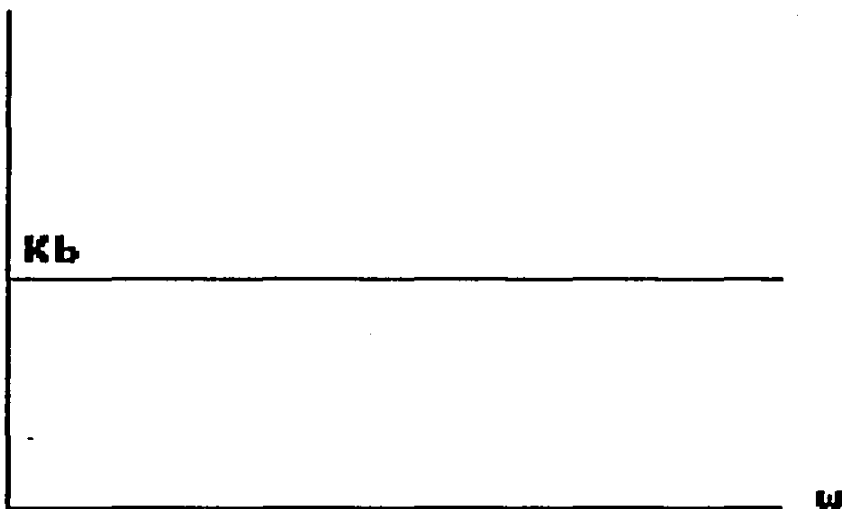
$$I(s) = \frac{-V_s(s)}{R_2} \quad \implies \quad I(j\omega) = \frac{-V_s(j\omega)}{R_2}$$

$$20 \log |I(j\omega)| = 20 \log |V_s(j\omega)| - 20 \log |R_2|$$

$$K_b = -20 \log |R_2|$$

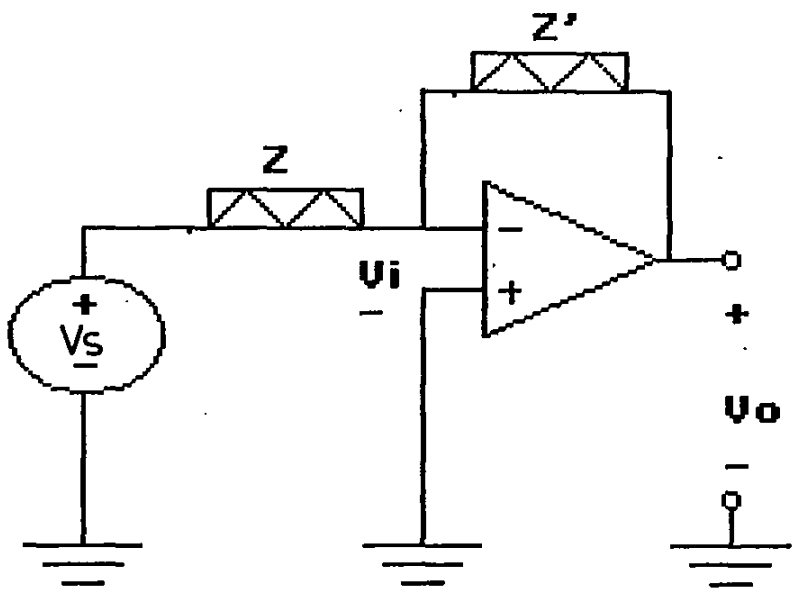
# CONVERTIDOR VOLTAJE-CORRIENTE

dB



Carga a tierra

# CAMBIADOR DE FASE



$$RC \neq R'C'$$

$$R = R'$$

fig 1.4

SUMADOR

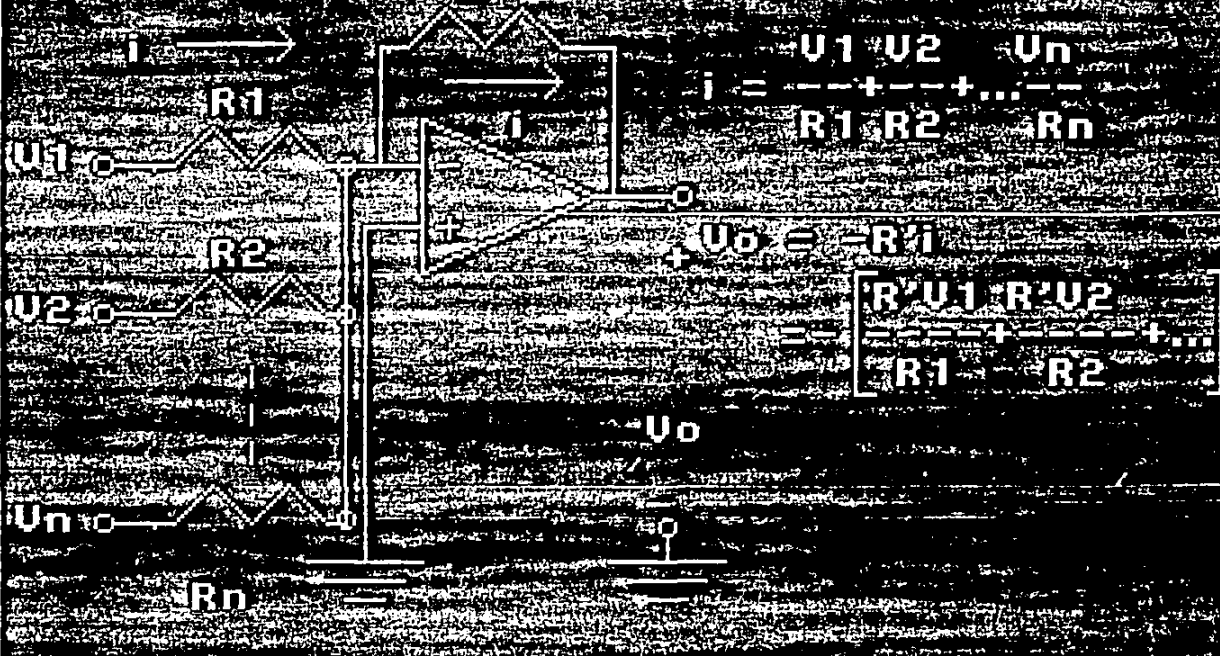


fig 1.5



Para obtener la grafica de la funcion de transferencia del circuito sumador:

Tenemos :

$$V_o = \frac{-R^1 ( V_1 + V_2 + \dots + V_n )}{R_1}$$

Respuesta en frecuencia

$$I(S) = \frac{V_1(S)}{R_1} + \frac{V_2(S)}{R_2} + \dots + \frac{V_n(S)}{R_n}$$

$$V_1(S) = - R^1 I(S)$$

Entonces :

$$V_o(S) = \frac{-R^1 ( V_1(S) + V_2(S) + \dots + V_n(S) )}{R_1}$$

$$\text{Para } R_1 = R_2 = \dots = R_n$$

Pasando al dominio de la frecuencia y aplicando el analisis de Bode :

donde :

Si  $K = -R^1/R_1$  , entonces :

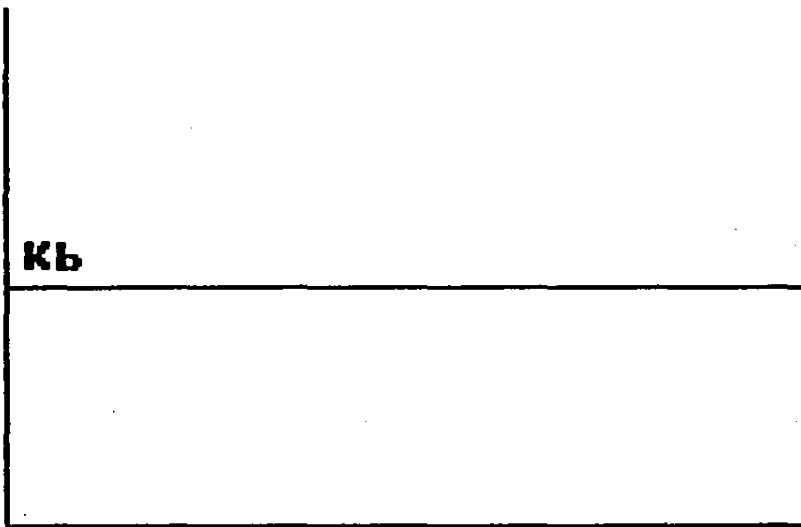
$$V_o(j\omega) = K ( V_1(j\omega) + V_2(j\omega) + \dots + V_n(j\omega) )$$

$$20 \log V_o(j\omega) = 20 \log | K | + 20 \log | V_1(j\omega) + V_2(j\omega) + \dots + V_n(j\omega) |$$

$$K_b = 20 \log | K |$$

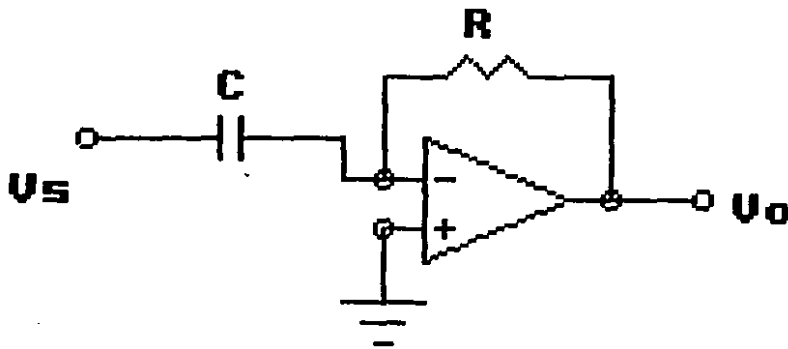
# SUMADOR - DIAGRAMA DE BODE

dB



w

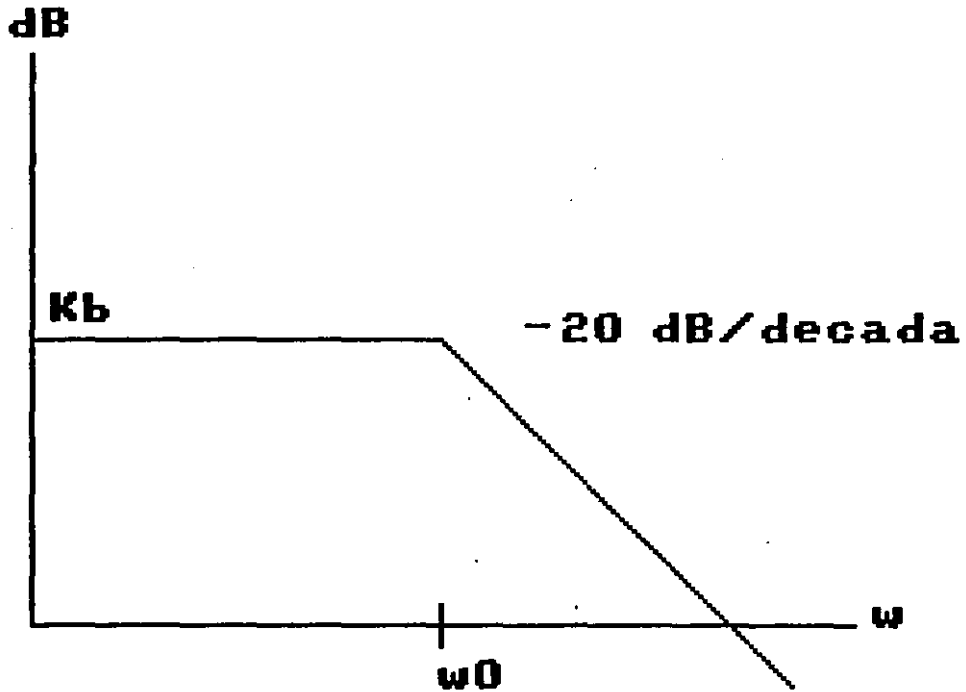
## DIFERENCIADOR



$$U_o = -R \frac{dU_s}{dt}$$

fig 1.6

## DERIVADOR - DIAGRAMA DE BODE



ANALISIS DE RESPUESTA EN FRECUENCIA PARA EL CIRCUITO DERIVADOR

$$V'(S) = V_s(S) R S$$

$$V'(jw) = V_s(jw) R jw$$

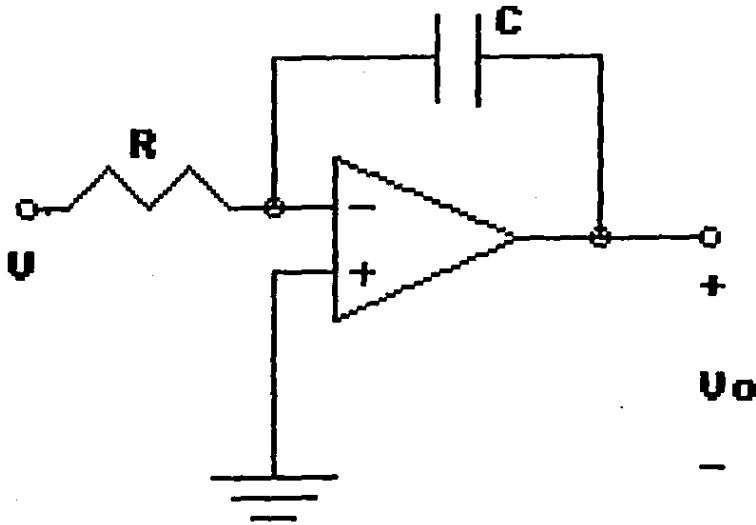
de donde :

$$20 \log V(jw) = 20 \log |R| + 20 \log |V_s(jw)| + 20 \log |jw|$$

Constante de Bode :

$$K_b = 20 \log |R|$$

# INTEGRADOR



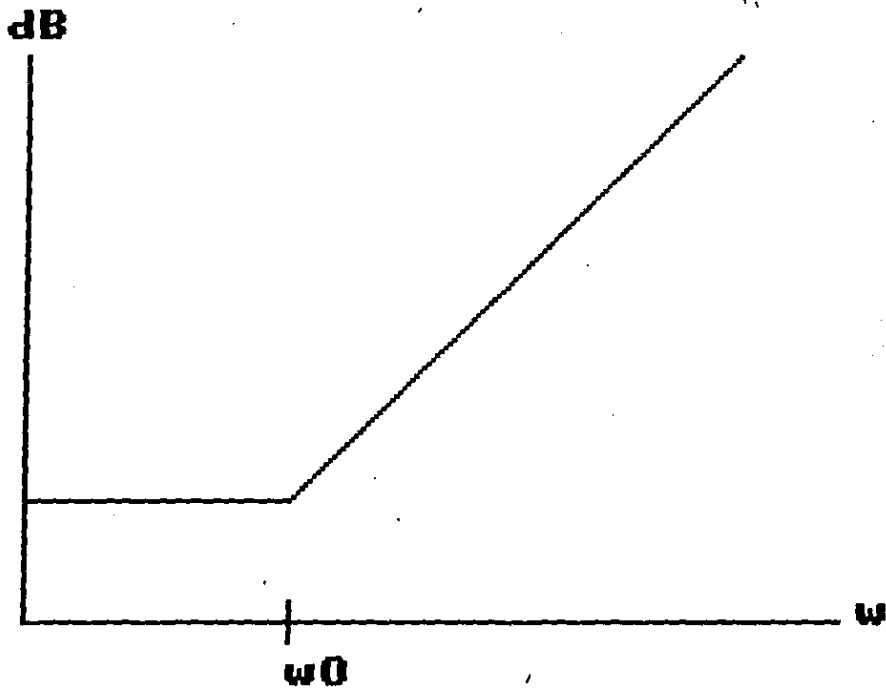
$$i = \frac{U}{R}$$

$$U_o = -\frac{1}{C} \int i \, dt$$

$$= -\frac{1}{RC} \int U \, dt$$

fig 1.7

# INTEGRADOR - GRAFICA DE BODE



ANALISIS DE BODE PARA EL CIRCUITO INTEGRADOR

$$V_I(S) = \frac{-1}{RC} \frac{V_o(S)}{S} \quad \implies \quad V_I(jw) = \frac{-1}{RC} \frac{V_o(jw)}{jw}$$

de donde :

$$20 \log V_I(jw) = 20 \log \left( -1/RC \right) + 20 \log \left( V_o(jw) \right) - 20 \log \left( jw \right)$$

$$\text{Constante de Bode } K_b = 20 \log \left( -1/RC \right)$$

## FILTROS ACTIVOS DE 2º ORDEN.

### FILTROS DE SEGUNDO ORDEN CON AMPLIFICADORES DE BAJA GANANCIA

#### Filtro No-Inversor Fase-Alto:

La función de transferencia en un filtro pasa-altos tiene la forma:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{Ks^2}{s^2 + a_1s + a_0} = \frac{Ks^2}{s^2 + \omega_c s + \omega_c^2}$$

donde la segunda forma es útil en los procedimientos de sintonización. La ganancia de la función a altas frecuencias es  $K$ , y la frecuencia de corte es  $\omega_c$ ,  $s$  es la variable de frecuencia compleja y los coeficientes  $a_1$  y  $a_0$  son escogidos usualmente para obtener alguna característica de filtro específica. En general, las funciones pasa-altos pueden ser determinadas directamente de las pasa-bajos sustituyendo  $1/s$  por la variable de frecuencia compleja  $s$ . Así, si una función de red  $N(s)$  es una función pasa-bajos la función  $N(1/s)$  será la correspondiente pasa-altos. Tal sustitución invierte las características de magnitud pasa-bajos alrededor de la frecuencia  $1 \text{ rad/s}$ . Así, una función pasa-bajos que tiene un ruido de  $1 \text{ dB}$  en su banda de paso desde  $1$  a infinito  $\text{rad/s}$ , etc. Esto quiere decir que las características pasa-bajos pueden ser relacionadas directamente a las características pasa-altos.

Para encontrar una configuración activa RC capaz de realizar una función de transferencia en tensión que tenga la forma anterior, se tiene que tomar en cuenta que para la configuración activa RC general el numerador de la admitancia de transferencia  $Y(s)$  debe ser algún múltiplo de  $s^2$ , esto es, debe tener un cero de transmisión de 2º orden en el origen, lo cual quiere decir que debe haber dos condensadores en serie independientes en el camino entre las terminales. Tal condición es satisfecha por la configuración de red mostrada en la (fig. 20). Mediante análisis directo encontramos que la función de transferencia en tensión en este circuito es:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{Ks^2}{s^2 + s[1/R_2C_1 + 1/R_2C_2 + (1/R_1C_1)(1-K)] + 1/R_1R_2C_1C_2}$$

Obviamente, esta forma es de la forma requerida.

La determinación de los elementos de la red es como sigue:  
Haciendo  $R_1 = R_2 = C_1 = C_2 = 1$  (ohms y faradios) da:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{Ks^2}{s^2 + s(3-K) + 1}$$

Más generalmente si hacemos  $R_1=C_1=1$ , entonces para cualquier valor arbitrario de  $R_2$  (o  $C_2$ ) podemos utilizar las ecuaciones de diseño:

# FILTRO PASA ALTOS NO INVERSOR DE 2do ORDEN

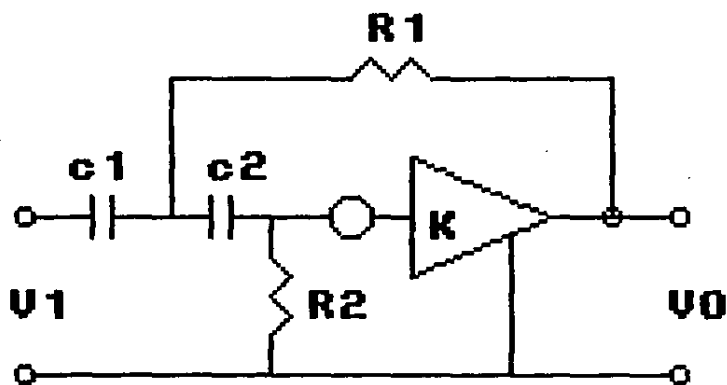


fig 23



$$G_2 = \frac{1}{sRC} \quad K = 1 + a_0 + \frac{1}{RC} - a_1$$

### Filtro Pasa-Banda No-Inversor

Técnicas similares a las utilizadas anteriormente pueden usarse para obtener un filtro de baja ganancia no-inversor de segundo orden pasa-banda. La función de red de tal filtro tiene la forma:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{H_0}{s^2 + a_1s + a_0} = \frac{H_0\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2}$$

donde la segunda función es utilizada en la sincronización. La ganancia en resonancia es  $H_0/a_1 = H_0$ . La frecuencia de resonancia es  $\omega_0 = \sqrt{a_0}$ . Una red activa RC capaz de realizar una función como esta puede ser encontrada tomando en cuenta que el numerador de la admitancia de transferencia,  $Y(s)$  debe ser algún múltiplo de  $s$ , esto es, debe tener un cero de transmisión simple en el origen, y por ello un único condensador serie en el camino entre las terminales. Una condición como esta queda satisfecha por la configuración mostrada en la (fig. 24). Mediante análisis directo encontramos que la función de transferencia en tensión para este circuito es:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{s/R_1C_1}{s^2 - s[1/R_1C_1 + 1/R_3C_1 + 1/R_3C_2 + (1-R_1)/R_2C_1] + (1/R_1 + 1/R_2)/R_3C_1C_2}$$

Los comentarios en la descomposición del denominador son idénticos a los dados para la red pasa-altos. Un conjunto útil de fórmulas de diseño puede ser deducido haciendo  $R_1 = R_2 = C_1 = 1$ . En este caso, para cualquier valor arbitrario de  $R_3$  (o  $C_2$ ) encontramos que:

$$G_2 = \frac{1}{R_3a_0} \quad K = 2 + \frac{a_0}{2} + \frac{1}{R_3} - a_1$$

### Filtro No-Inversor con Ceros en el Eje j $\omega$

Frecuentemente, aplicaciones de filtrado requieren la realización de una función de transferencia que tenga ceros de transmisión a frecuencia real, esto es, ceros en el eje j $\omega$ . Un ejemplo de una aplicación como esta es el filtro elíptico (o Cauer). Para el caso de segundo orden una función de red de este tipo tiene la forma:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{H(s^2 + b_0)}{s^2 + a_1s + a_0}$$

La característica de magnitud para el caso en que la frecuencia de corte y la magnitud de pico estén ambas normalizadas a la unidad tiene la

# FILTRO PASA-BANDA NO INVERSOR DE 2do ORDEN

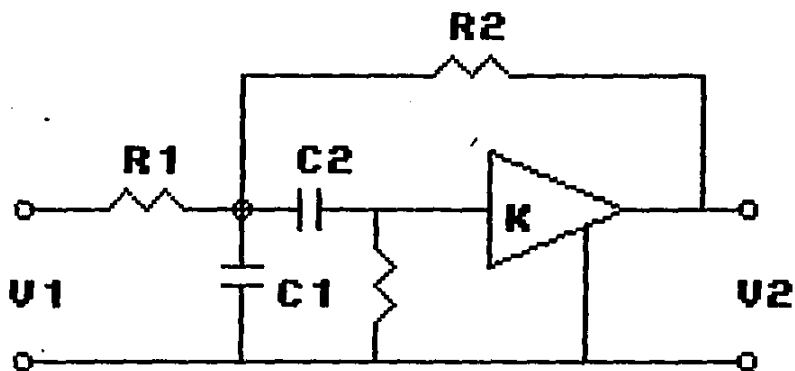


fig 24

## FILTRO DE 2do ORDEN CON CEROS EN EL EJE $j\omega$

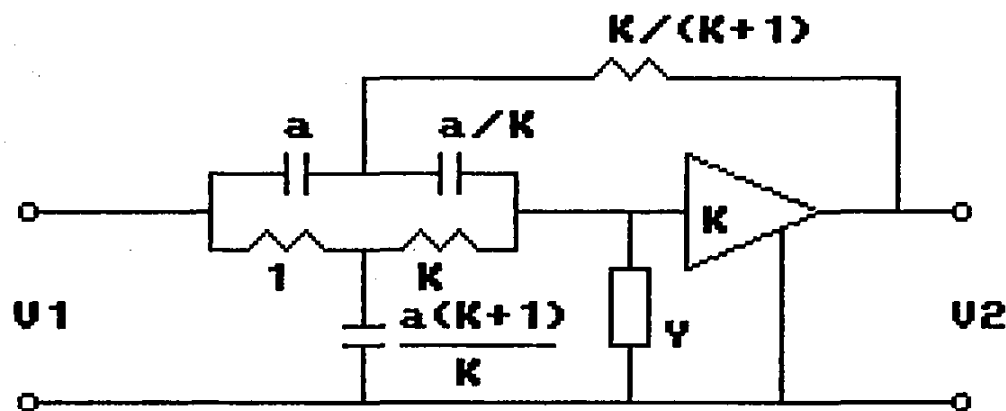


fig 25

forma mostrada en la (fig. 25).

### Filtro Bicuadrático General

Para ciertas aplicaciones de filtrado especializadas, especialmente aquellas con necesidades críticas en la fase, puede ser necesaria una función de red bicuadrática con especificación independiente de la posición de los polos y ceros complejos conjugados. Una función con esta tiene la forma:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = H \frac{s^2 + b_1s + b_0}{s^2 + a_1s + a_0}$$

Aunque las realizaciones de filtros con ceros en el eje  $j\omega$  anteriormente usadas pueden utilizarse, en teoría, para producir ceros fuera del eje  $j\omega$ , las ecuaciones de diseño llegan a ser muy incómodas. Como un método alternativo se presenta el circuito mostrado en la (fig. 26), que utiliza dos op-amp's, el primero montado como inversor con una ganancia de -1, el segundo montado como un no-inversor con una ganancia de 2. La función de transferencia en tensión para este filtro es:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{2Y_1 - Y_2}{Y_3 - Y_4}$$

Los valores de las admitancias  $Y_i$  se encuentran dividiendo el numerador y el denominador por el factor  $s+c, c>0$ , y haciendo fracciones parciales de las denominaciones resultantes. Así, para el numerador obtenemos:

$$\frac{H(s^2 + b_1s + b_0)}{s + c} = Hs + \frac{Hb_0}{c} + \frac{Hb_1}{c + s} = 2(Y_1 + Y_2)$$

donde:

$$Hb = \frac{H(c^2 + b_0 - b_1c)}{-c}$$

### Filtros de Segundo Orden con Amplificadores en ganancia infinita

Los filtros activos que anteriormente se han visto utilizan amplificadores de baja ganancia como elemento activo. En general, un amplificador de este tipo es muy fácil realizarlo utilizando un amplificador operacional y un par de resistencias de realimentación. Ahora se presenta una aproximación diferente al diseño de filtros activos RC, a saber la utilización de una red pasiva RC entera para proporcionar la realimentación alrededor de un amplificador operacional. Una configuración general para el caso de segundo orden se muestra en la (fig. 27). Esta configuración es llamada un filtro de realimentación múltiple con amplificador en ganancia infinita. La función de transferencia en tensión

# FILTRO BICUADRÁTICO GENERALIZADO

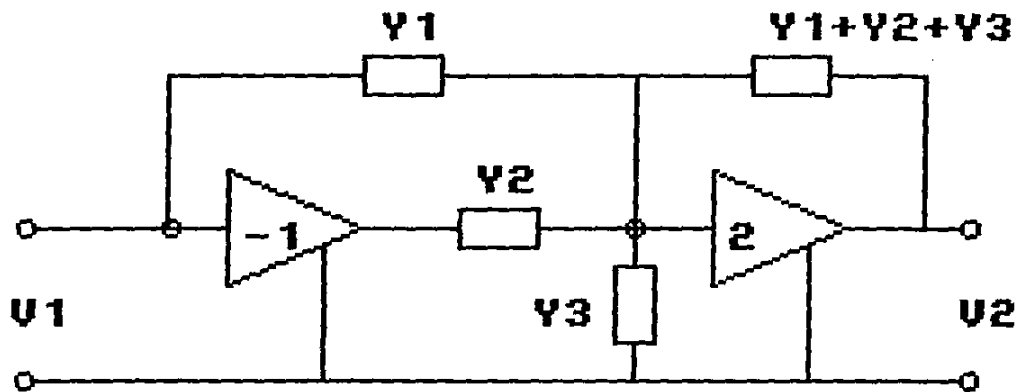


fig 26

**FILTRO CON AMPLIFICADOR DE GANANCIA INFINITA Y REALIMENTACION MULTIPLE GENERALIZADO**

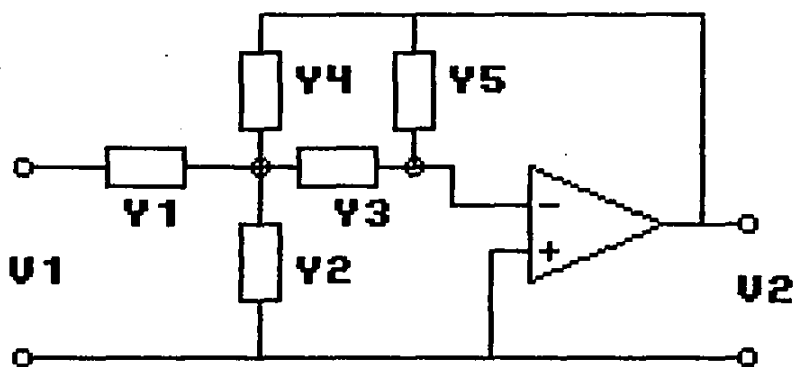


fig 27

de este circuito es:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{-Y_1 Y_2}{Y_3(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} = \frac{1}{A} \frac{1}{(Y_3 + Y_4)(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$

donde A es la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional. En general, esta ganancia es muy elevada, por ello puede ser aproximada por:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{-Y_1 Y_2}{Y_3(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$

Si las admitancias individuales  $Y_i$  son escogidas adecuadamente para ser resistencias o condensadores, este función de red conducirá a características pasa-altos, pasa-bajos o pasa-tanda.

## PRACTICA 2

### FILTROS DE SEGUNDO ORDEN

OBJETIVO : Comprender el funcionamiento de los filtros activos de segundo orden. Ademas se medirán las características de operación del filtro.

### MATERIAL

- 1 LM741
- 1 Proto
- 1 Osciloscopio
- 1 Fuente de  $\pm 12$  V
- 1 Oscilador
- 3 Capacitores de 0.1  $\mu$ F
- 2 Capacitores de 0.01  $\mu$ F
- 1 Capacitor de 2700  $\mu$ F
- 1 Potenciómetro de 10 K
- 1 Potenciómetro de 1 K
- 2 Resistencias de 4.7 K
- 1 Resistencia de 8.8 K
- 2 Resistencias de 10 K
- 2 Resistencias de 33 K
- 1 Resistencia de 15 K

### FUNDAMENTOS

En el diseño de filtros activos es necesario determinar los siguientes datos :

- G = Ganancia del filtro a determinado rango de frecuencias.
- $\omega_p$  = Frecuencia del polo o natural del filtro, rad/s.
- Q = Factor de calidad del filtro.

En este caso particular los valores del diseño de las practicas fueron :

### FILTRO PASA BAJA DE SEGUNDO ORDEN

$$G = \frac{R2}{R1} \quad W_p = \sqrt{\frac{1}{R2 \cdot R3 \cdot C1 \cdot C2}} \quad \frac{W_p}{Q} = \frac{1}{C1} \left[ \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} \right]$$

G = Ganancia a bajas frecuencias.

### FILTRO PASA ALTO DE SEGUNDO ORDEN

$$G = \frac{C1}{C3} \quad W_p = \frac{1}{R1 \cdot R2 \cdot C2 \cdot C3} \quad \frac{W_p}{Q} = \frac{1}{C2} \cdot \frac{(C1 + C2 + C3)}{R2 \cdot C2 \cdot C3}$$

G = Ganancia a altas frecuencias.

### FILTRO PASA BANDA DE SEGUNDO ORDEN

$$W_0 = \sqrt{\frac{1}{R3 \cdot C1 \cdot C2} \left[ \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right]}$$

$$\frac{W_0}{Q} = \frac{1}{R3} \left[ \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} \right] \quad \frac{G W_0}{Q} = \frac{1}{R1 \cdot C2} \quad G = \frac{R2}{R1} \left[ \frac{C1}{C1 + C2} \right]$$

G = Ganancia de la frecuencia central

a )

### FILTRO PASA BAJA DE 2° ORDEN. CONFIGURACION DE RETROALIMENTACION MULTIPLE

En esta práctica se pretende diseñar un filtro activo de 2° orden. Los datos del diseño del filtro de la figura 2.1 son :

$$\begin{aligned} G &= 1 \\ f_p &= 2000 \text{ Hz} \\ Q &= 2 \end{aligned}$$

Arme el circuito de la figura 2.1, asegúrese de ajustar el potenciómetro R2 a 4.7 K . Utilice una señal de entrada de forma senoidal con un voltaje de pico a pico de 2 a 4 V, el cual deberá de mantener constante durante el desarrollo de la práctica.

Para determinar la respuesta a la frecuencia del filtro complete la siguiente tabla :

f-Hz :    500 :    1000 :    1500 :    2000 :    2500 :    3500 :    5000 :



$V_i$ p-p							
$V_o$ p-p							
$A_v$							

Donde  $A_v$  es la ganancia de voltaje  $V_o/V_i$

Para determinar el factor de calidad del filtro :

1. Modifique la frecuencia a 2000 Hz y coloque el osciloscopio en el modo X-Y. Observará una elipse con su eje inclinado en la pantalla del osciloscopio.

Modifique ligeramente la frecuencia hasta que observe a la elipse con sus ejes alineados con la retícula de la pantalla. En este instante el desfaseamiento entre  $V_o$  y  $V_i$  es de  $90^\circ$  y esto se cumple solo cuando la frecuencia es igual a la frecuencia del polo o natural del filtro, tome la lectura de  $f_p$ .

$$f_p = \underline{\hspace{2cm}}$$

2. Sin modificar la frecuencia, elimine el modo X-Y del osciloscopio y tome la lectura de la ganancia de voltaje.

$$V_i = \underline{\hspace{2cm}} \quad V_o = \underline{\hspace{2cm}} \quad A_v = \underline{\hspace{2cm}}$$

3. Determine el factor de calidad del filtro, sabiendo que cuando la frecuencia coincide con  $f_p$ , la ganancia de voltaje es :

$$A_v = QQ.$$

$$Q = \underline{\hspace{2cm}}$$

4. Ajuste nuevamente la frecuencia de entrada a 2000 Hz. Coloque el osciloscopio en el modo X-Y y observe nuevamente la elipse no alineada. Varie ligeramente el valor de la resistencia variable  $R_2$ , hasta que la elipse quede alineada. En este instante el filtro está ajustado a una frecuencia del polo igual a 2000 Hz.

5. Repita los pasos 2 y 3 para determinar el factor de calidad del filtro

$$V_i = \underline{\hspace{2cm}} \quad V_o = \underline{\hspace{2cm}} \quad A_v = \underline{\hspace{2cm}} \quad Q = \underline{\hspace{2cm}}$$

6. Por último aplique a la entrada del filtro una señal senoidal de 100 Hz y 2 V de pico a pico. Observe en el osciloscopio la señal de entrada como la señal de salida. Tome la lectura de ambos voltajes y determine la ganancia de voltaje  $G$  a bajas frecuencias.

$$V_i = \underline{\hspace{2cm}} \quad V_o = \underline{\hspace{2cm}} \quad G = \underline{\hspace{2cm}}$$

Obtenga el desfaseamiento entre  $V_o$  y  $V_i$

Angulo de desfaseamiento  $\angle \phi =$  \_\_\_\_\_

## RESULTADOS

1. Grafica de la funcion de transferencia en diagrama de Bode en papel semilogaritmico
2. Explique brevemente el funcionamiento del filtro
3. Compare los valores del diseño del filtro con los valores obtenidos
4. Conclusiones.

b.)

## FILTRO PASA ALTO DE 2º ORDEN. CONFIGURACION DE RETROALIMENTACION MULTIPLE

En esta práctica se pretende diseñar un filtro activo de 2º orden. Los datos del diseño del filtro de la figura 2.2 son :

$$\begin{aligned} Q &= 1 \\ f_p &= 1000 \text{ Hz} \\ Q &= 2 \end{aligned}$$

Arme el circuito de la figura 1, asegúrese de ajustar el potenciómetro  $R_1$  a 265 ohms. Utilice una señal de entrada de forma senoidal con voltaje de pico a pico de 2 a 4 V, el cual deberá de mantener constante durante el desarrollo de la práctica.

Para determinar la respuesta a la frecuencia del filtro complete la siguiente tabla :

f- Hz :      100 :      500 :      1000 :      2000 :      3500 :      5000 :      7000 :

$V_i$ p-p							
$V_o$ p-p							
$A_v$							

Donde  $A_v$  es la ganancia de voltaje  $V_o/V_i$  .

Para determinar el factor de calidad del filtro :

1. Modifique la frecuencia a 1000 Hz y coloque el osciloscopio en el modo X-Y. Observará una elipse con su eje inclinado en la pantalla del osciloscopio.

Modifique ligeramente la frecuencia hasta que observe a la elipse con sus ejes alineados con la reticula de la pantalla. En este instante el

desfasamiento entre  $V_o$  y  $V_i$  es de  $90^\circ$  y esto se cumple solo cuando la frecuencia es igual a la frecuencia del polo o natural del filtro, como la lectura de  $f_p$ .

$$f_p = \underline{\hspace{2cm}}$$

2. Sin modificar la frecuencia, elimine el modo X-Y del osciloscopio y tome la lectura de la ganancia de voltaje.

$$V_i = \underline{\hspace{2cm}} \quad V_o = \underline{\hspace{2cm}} \quad A_v = \underline{\hspace{2cm}}$$

3. Determine el factor de calidad del filtro, sabiendo que cuando la frecuencia coincide con  $f_p$ , la ganancia de voltaje es:

$$A_v = Q\omega$$

$$Q = \underline{\hspace{2cm}}$$

4. Ajuste nuevamente la frecuencia de entrada a 1000 Hz. Coloque el osciloscopio en el modo X-Y y observará nuevamente la elipse no alineada. Varie ligeramente el valor de la resistencia variable  $R_1$ , hasta que la elipse quede alineada. En este instante el filtro está ajustado a una frecuencia del polo igual a 2000 Hz.

5. Repita los pasos 2 y 3 para determinar el factor de calidad del filtro

$$V_i = \underline{\hspace{2cm}} \quad V_o = \underline{\hspace{2cm}} \quad A_v = \underline{\hspace{2cm}} \quad Q = \underline{\hspace{2cm}}$$

6. Por último aplique a la entrada del filtro una señal senoidal de 10,000 Hz y 2 V de pico a pico. Observe en el osciloscopio la señal de entrada como la señal de salida. Tome la lectura de ambos voltajes y determine la ganancia de voltaje  $G$  a altas frecuencias.

$$V_i = \underline{\hspace{2cm}} \quad V_o = \underline{\hspace{2cm}} \quad G = \underline{\hspace{2cm}}$$

Obtenga el desfase entre  $V_o$  y  $V_i$

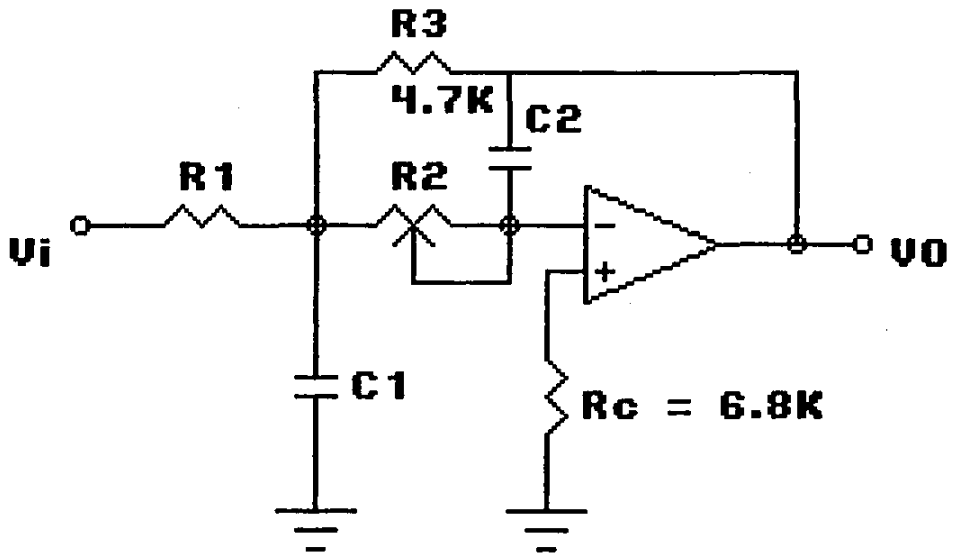
$$\text{Angulo de desfase } (\phi) = \underline{\hspace{2cm}}$$

## RESULTADOS

- \* Grafica de la función de transferencia en diagrama de Bode en papel semilogarítmico
- \* Explique brevemente el funcionamiento del filtro
- \* Compare los resultados obtenidos con los datos del diseño
- \* Conclusiones.

c )

## FILTRO PASA BAJO DE 2do ORDEN



Ajustar  $R_2$  a 4.7 K

fig 2.1

De las ecuaciones de respuesta del filtro partimos obtener los valores de la grafica de la funcion de transferencia del filtro

$$H(S) = \frac{-G W_p^2}{S^2 + (W_p/Q)S + W_p^2}$$

$$H(S) = \frac{1}{-R_3 \frac{R_2 R_3 C_1 C_2}{R_1 S^2 + \frac{1}{C_1} S + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} S + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}}}$$

$$A = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad B = \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}$$

Del dominio de S pasamos al dominio de la frecuencia (jw)

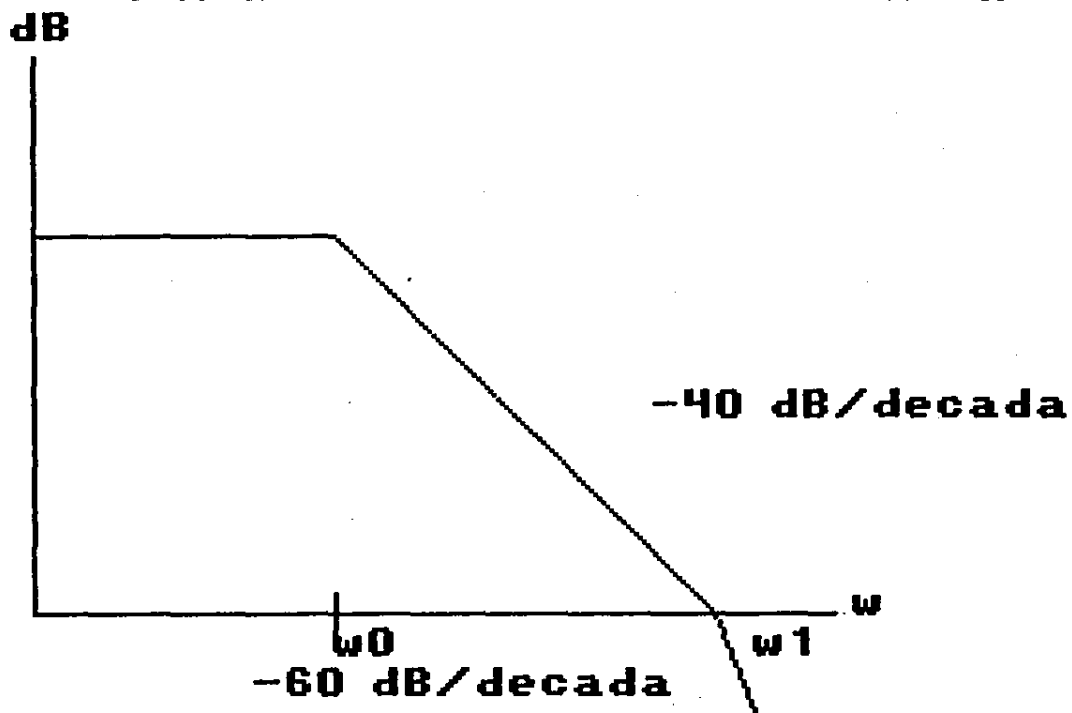
$$H(jw) = \frac{-R_3 B}{R_1 (jw)^2 + A jw + B}$$

$$\log H(jw) = 20 \log |R_3 * B / R_1| - 40 \log |jw| - 20 \log |A jw| - 20 \log |B|$$

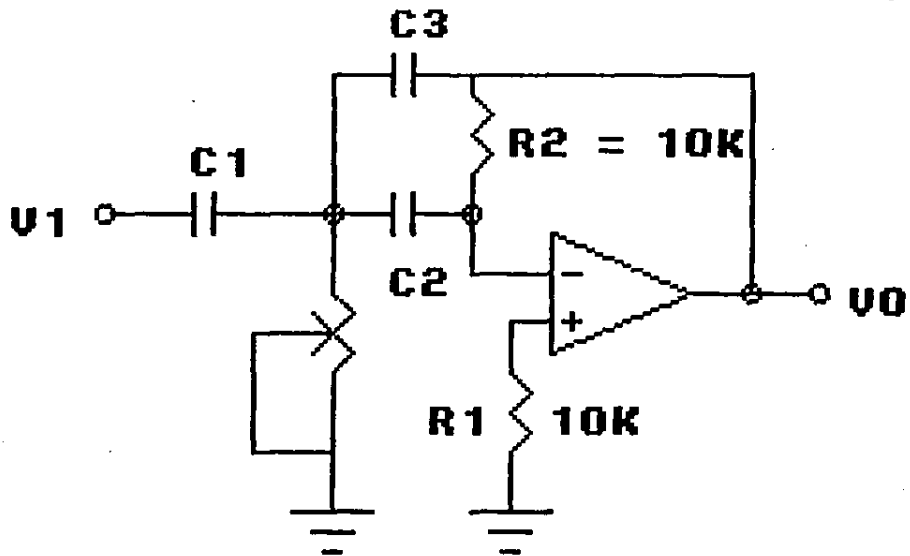
$$\log H(jw) = 20 \log |R_3/R_1| - 40 \log |jw| - 20 \log |A jw|$$

$$K_b = 20 \log |R_3/R_1|$$

# FILTRO PASA BAJO DE 2do ORDEN



## FILTRO PASA ALTO DE 2do ORDEN



Ajustar R1 a 265 ohms.

fig 2.2

De la ecuación de respuesta del filtro partimos para obtener los valores de la gráfica de la función de transferencia del filtro :

$$H(S) = \frac{-GS^2}{S^2 + (Wp/Q)S + Wp^2}$$

$$H(S) = -C1 \frac{S^2}{C3 \left[ S^2 + (1/R2 C2 C3) * (C1+C2+C3) * S + (1/R1 R2 C2 C3) \right]}$$

$$H(jw) = -C1 \frac{(jw)^2}{C3 \left[ (jw)^2 + \frac{1}{R2 C2 C3} * (C1+C2+C3) * (jw) + \frac{1}{R1 R2 C2 C3} \right]}$$

$$A = \frac{1}{R2 C2 C3} * (C1+C2+C3) \quad B = \frac{1}{R1 R2 C2 C3}$$

Del dominio de S pasamos al dominio de la frecuencia (jw)

$$H(jw) = -C1 \frac{(jw)^2}{C3 \left[ (jw)^2 + A jw + B \right]}$$

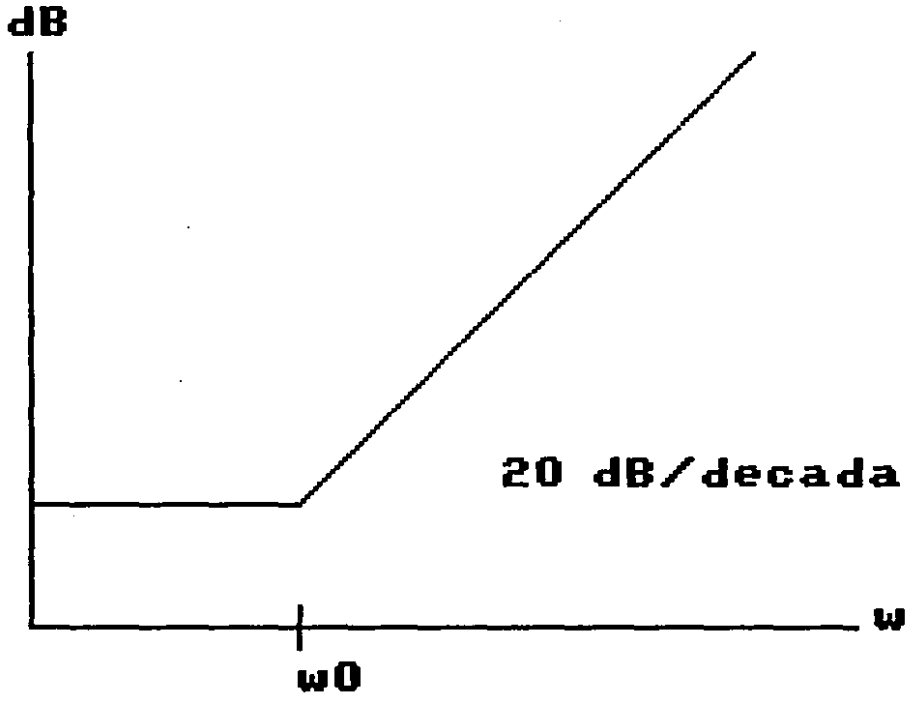
$$20 \log H(jw) = 20 \log |C1/C3| + 40 \log |jw| - 40 \log |jw| - 20 \log |Ajw| - 20 \log |B|$$

$$20 \log H(jw) = 20 \log |C1/(C3*B)| + 40 \log |jw| - 40 \log |jw| - 20 \log |Ajw|$$

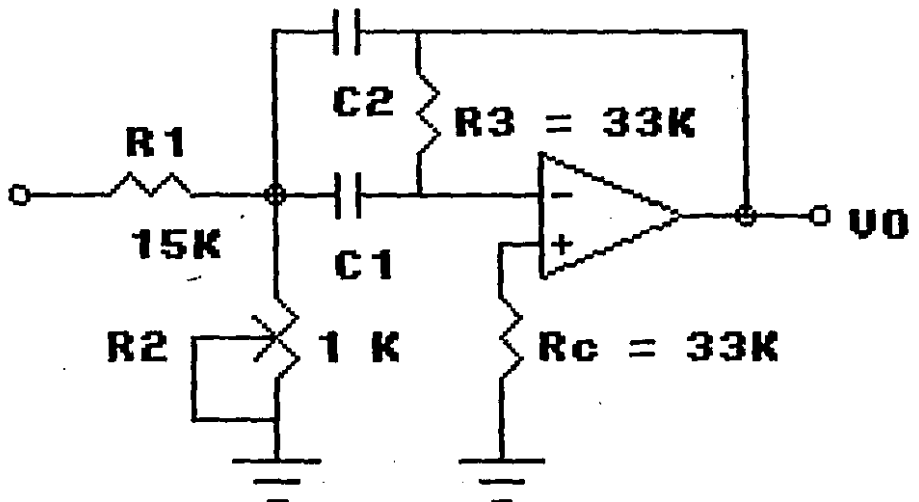
$$Kb = 20 \log |C1/(C3*B)|$$



# FILTRO PASA ALTO DE 2do ORDEN



## FILTRO PASA BANDA DE 2do ORDEN



$C_1 = C_2 = 0.01 \cdot 10E-6$  farads

Ajustar  $R_2$  a 365 omhs

fig 2.3

Calculo de los valores de la grafica de la funcion de transferencia partiendo de las ecuaciones de respuesta del filtro

$$H(S) = \frac{-G \omega_0 S}{Q} \frac{1}{S^2 + (\omega_0/Q) * S + \omega_0^2}$$

$$H(S) = \frac{1}{R1 C1} * S$$

$$\frac{S^2 + \frac{1}{R3} + \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} * S + \frac{1}{R3 C1 C2}}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}}$$

$$A = \frac{1}{R3} + \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2}$$

$$B = \frac{1}{R3 C1 C2} + \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}$$

$$C = 1 / (R1 * C1)$$

$$H(j\omega) = \frac{CS}{S^2 + AS + B}$$

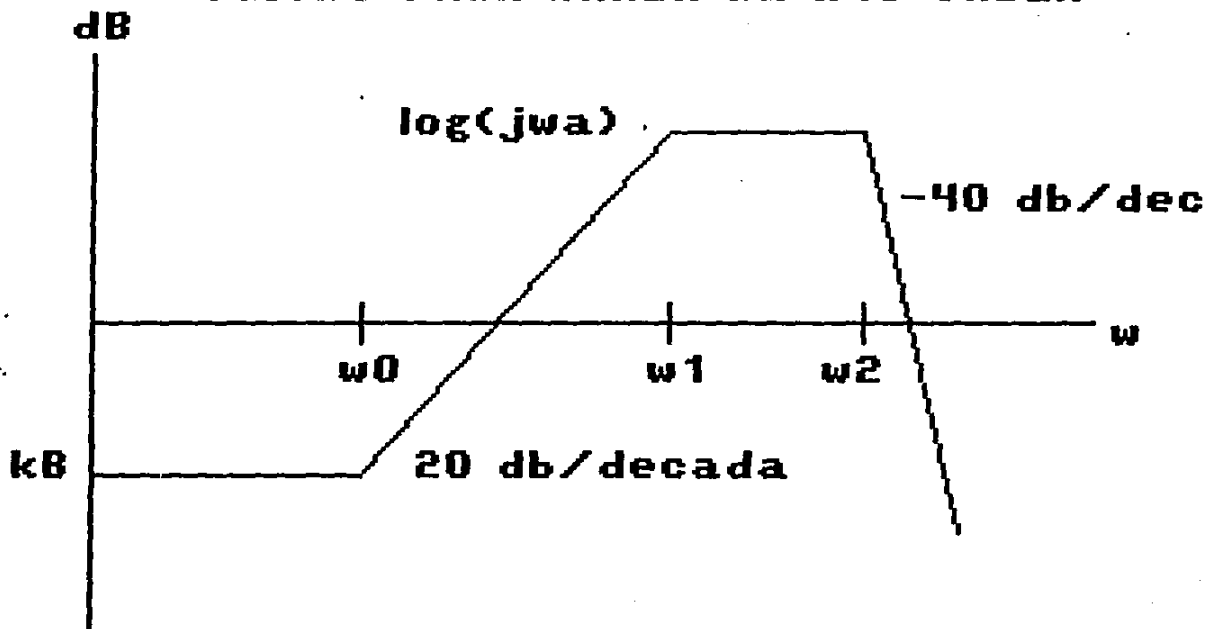
$$H(j\omega) = \frac{j\omega C}{(j\omega)^2 + j\omega A + B}$$

$$\log H(j\omega) = 20 \log | j\omega C | - 40 \log | j\omega | - 20 \log | A j\omega | - 20 \log | B |$$

$$\log H(j\omega) = -20 \log | B | + 20 \log | j\omega C | - 20 \log | A j\omega | - 40 \log | j\omega |$$

$$Kb = -20 \log | B |$$

# FILTRO PASA BANDA DE 2do ORDEN



FILTRO PASA BANDA DE 2º ORDEN. CONFIGURACION DE RETROALIMENTACION MULTIPLE

En esta práctica se pretende diseñar un filtro activo de 2º orden. Los datos del diseño del filtro de la figura 2.D son :

- G = 1
- $f_p = 5000 \text{ Hz}$
- $E = 1000 \text{ Hz}$

Arme el circuito de la figura 2.E, asegúrese de ajustar el potenciómetro R2 a 265 ohms. Utilice una señal de entrada de forma senoidal con un voltaje de pico a pico de 2 a 4 V, el cual deberá de mantener constante durante el desarrollo de la práctica.

1. Modifique la frecuencia a 5000 Hz y coloque el osciloscopio en el modo X-Y. Observará una elipse con su eje inclinado en la pantalla del osciloscopio. Modifique ligeramente la frecuencia hasta que observe una línea recta inclinada. En este instante el desfase entre  $V_o$  y  $V_i$  es de  $180^\circ$  y esto se cumple solo cuando la frecuencia es igual a la frecuencia del central  $f_o$  del filtro, tome la lectura de  $f_o$ .

$f_o = \underline{\hspace{2cm}}$

2. Sin modificar la frecuencia, elimine el modo X-Y del osciloscopio y tome la lectura de la ganancia de voltaje a la frecuencia central.

$V_i = \underline{\hspace{2cm}} \quad V_o = \underline{\hspace{2cm}} \quad G = \underline{\hspace{2cm}}$

Obtenga el desfase entre  $V_o$  y  $V_i$  .

Angulo de desfaseamiento ( $\phi$ ) =  $\underline{\hspace{2cm}}$

3. Ajuste nuevamente la frecuencia de entrada a 5000 Hz. Coloque el osciloscopio en el modo X-Y y observará nuevamente la elipse no alineada. Varie ligeramente el valor de la resistencia variable R2, hasta que en la pantalla observe una recta inclinada. En este instante la frecuencia central del filtro es de 5000Hz.

Para determinar la respuesta a la frecuencia del filtro complete la siguiente tabla. Procure mantener una amplitud de la señal constante a 2 V de pico a pico :

f- Hz :      600    1200    2500    3000    3500    5000    7000 :

$V_i$ p-p							
$V_o$ p-p							
$A_v$							

Donde  $A_v$  es la ganancia de voltaje  $V_o/V_i$

4. Grafique en papel semilogarítmico la ganancia de voltaje vs frecuencia y de la grafica anterior determine la ganancia y la frecuencia central y el ancho de banda de -3db.

5.  $G =$  \_\_\_\_\_  $f_1 =$  \_\_\_\_\_  $f_2 =$  \_\_\_\_\_  $B =$  \_\_\_\_\_

Para determinar el ancho de banda. E trace una horizontal a la altura del 70.7 % del valor de la ganancia  $G$  y determine las frecuencias de corte  $f_1$  y  $f_2$  en la intersección con la curva de respuesta a la frecuencia.

#### RESULTADOS

- Grafica de la función de transferencia en diagrama de Bode en papel semilogarítmico
- Explique brevemente el funcionamiento del filtro
- Compare los resultados obtenidos con los datos del diseño
- Conclusiones.
- Después de haber realizado las tres prácticas haga un análisis comparativo de las tres prácticas.

#### MULTIVIBRADOR ASTABLE O DE CARRERA LIBRE.

Un multivibrador estable o de carrera libre es un generador de onda cuadrada. El circuito de la (Fig. 28) es un multivibrador y tiene la apariencia de un comparador con histéresis, excepto que el voltaje de entrada está reemplazado por un capacitor. Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  forman un divisor de voltaje que realimenta una fracción de la salida a la entrada no-inversora. Cuando  $V_o$  está a  $+V_{sat}$ , como se muestra, el voltaje de realimentación se denomina voltaje superior de umbral  $V_{ut}$ .  $V_{ut}$  está dado como:

$$V_{ut} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (+V_{sat})$$

La resistencia  $R_f$  proporciona una trayectoria de realimentación a la entrada inversora. Cuando  $V_o$  está a  $+V_{sat}$ , la corriente  $I_f$  fluye a través de  $R_f$  para cargar el capacitor  $C$ . Siempre que el voltaje del capacitor  $V_c$  sea menor que  $V_{ut}$  el voltaje de salida permanecerá en  $+V_{sat}$ .

Cuando  $V_c$  carga a un valor ligeramente más grande que  $V_{ut}$ , la entrada inversora se va a positivo con respecto a la entrada no-inversora. Esto

# MULTIVIBRADOR DE CARRERA LIBRE

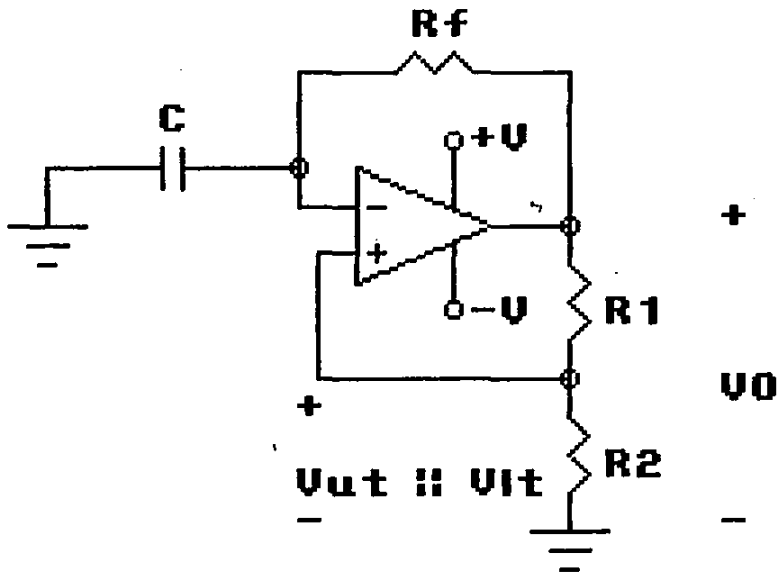


fig 28

# FORMAS DE ONDA PARA EL MULTIVIBRADOR DE CARRERA LIBRE

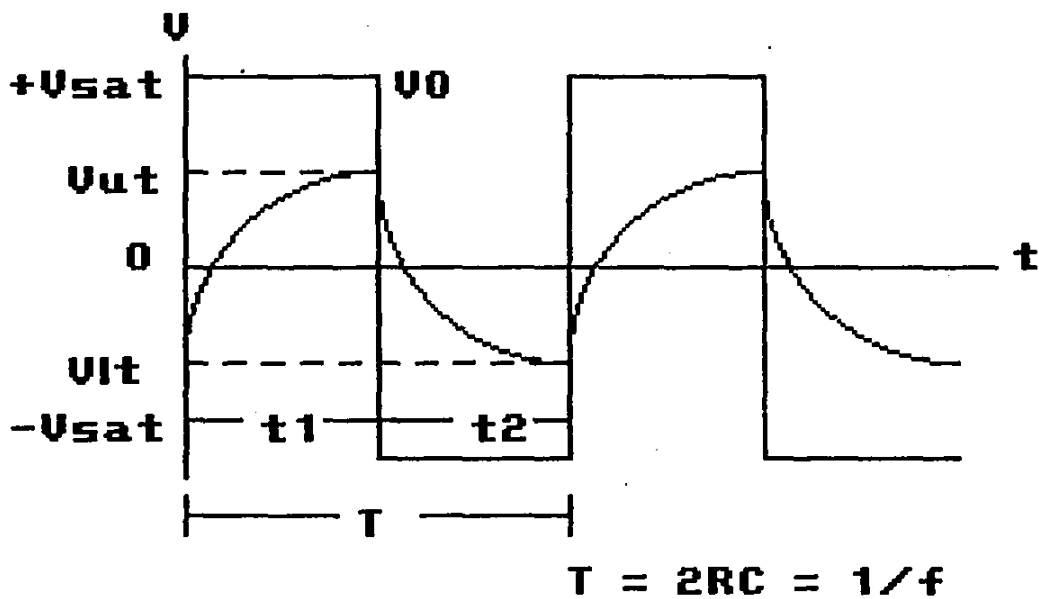


fig 29



conmuta la salida de  $+V_{sat}$  a  $-V_{sat}$ . La retroalimentación ahora se sostiene en negativo con respecto a tierra debido a que el voltaje de realimentación es negativo y está dado por:

$$VLT = \frac{R2}{R1 + R2} (-V_{sat})$$

La ecuación anterior es la misma que la del ejemplo anterior. Precisamente después de que  $V_o$  se cambia a  $-V_{sat}$  el capacitor tiene un voltaje inicial igual a  $V_{ut}$ . Ahora la corriente  $I$  descarga  $C$  a  $0$  V y recarga  $C$  a  $VLT$ . Cuando  $V_c$  llega a ser ligeramente más negativo del voltaje de realimentación  $VLT$ , el voltaje de salida  $V_o$  cambia a  $+V_{sat}$ . La condición se reestablece, excepto que  $C$  ahora tiene una carga inicial igual a  $VLT$ . El capacitor se descargará de  $VLT$  a  $0$  V, y entonces se recargará a  $V_{ut}$ , y el proceso se repite.

La acción del multivibrador estable se resume como sigue:

1. Cuando  $V_o = +V_{sat}$ ,  $C$  carga desde  $VLT$  a  $V_{ut}$  y conmuta  $V_o$  a  $-V_{sat}$ .
2. Cuando  $V_o = -V_{sat}$ ,  $C$  carga desde  $V_{ut}$  a  $VLT$  y conmuta  $V_o$  a  $+V_{sat}$ .

El tiempo necesario para que  $C$  cargue y descargue determina la frecuencia de oscilación del multivibrador.

#### FRECUENCIA DE OSCILACION

Las formas de onda en el capacitor y en el voltaje de salida para el multivibrador de carrera libre se muestran en la (fig. 29). La resistencia  $R2$  se elige igual a  $0.68R1$  para simplificar el cálculo del tiempo de carga del capacitor. Los intervalos de tiempo  $t_1$  y  $t_2$  muestran como  $V_c$  y  $V_o$  cambian con el tiempo. Los intervalos de tiempo  $t_1$  y  $t_2$  son iguales al producto de  $Rf$  y  $C$ .

El periodo de oscilación  $T$ , es el tiempo necesario para un ciclo completo, ya que  $T$  es la suma de  $t_1$  y  $t_2$ .

$$T = 2RfC \text{ para } R2 = 0.68R1$$

La frecuencia de oscilación  $f$  es la recíproca del periodo  $T$  y está expresada por:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RfC}$$

en donde  $T$  está en segundos,  $f$  en hertz,  $Rf$  en ohms, y  $C$  en farads.

#### PRACTICA 3

#### MULTIVIBRADOR ESTABLE

Objetivo : Utilizar el amplificador operacional como elemento principal en circuitos generadores de onda. Aplicar el diodo Zener como limitador de voltaje.

#### MATERIAL

- 1 Osciloscopio
- 1 protoboard
- 1 fuente de alimentación de  $\pm 12V$
- 1 LM741
- 3 resistencias de  $10k$
- 1 capacitor de  $0.001 \mu F$
- 1 capacitor de  $0.01 \mu F$
- 1 capacitor de  $0.1 \mu F$
- 2 diodos Zener de  $5.1 V$
- 1 resistencia de  $1.2k$

#### PROCEDIMIENTO

Proceda a armar el circuito de la figura D.1 .

Una vez armado el circuito proceda a conectar el osciloscopio en los puntos A y B. Observe las formas de onda. Obtenga sus amplitudes y sus frecuencias.

$V_o =$  \_\_\_\_\_  $V_c =$  \_\_\_\_\_  $f =$  \_\_\_\_\_

Cambie el capacitor de  $0.001 F$  por uno de  $0.01 F$  vuelva a obtener las formas de onda .

$V_o =$  \_\_\_\_\_  $V_c =$  \_\_\_\_\_  $f =$  \_\_\_\_\_

Cambie el capacitor de  $0.01$  por uno de  $0.1 F$  vuelva a obtener sus formas de onda.

$V_o =$  \_\_\_\_\_  $V_c =$  \_\_\_\_\_  $f =$  \_\_\_\_\_

Si la ganancia de voltaje es  $= R_1 / ( R_1 + R_2 )$  compruebe que el valor de voltaje en  $R_1$  es el voltaje de salida por la ganancia .

#### RESULTADOS

- † Grafique las formas de onda de salida
- † Indique de que manera afecto el cambio del valor del capacitor y explique porque.
- † En base al funcionamiento del amplificador diferencial explique el funcionamiento del multivibrador estable.
- † Conclusiones

## MULTIVIBRADOR ASTABLE

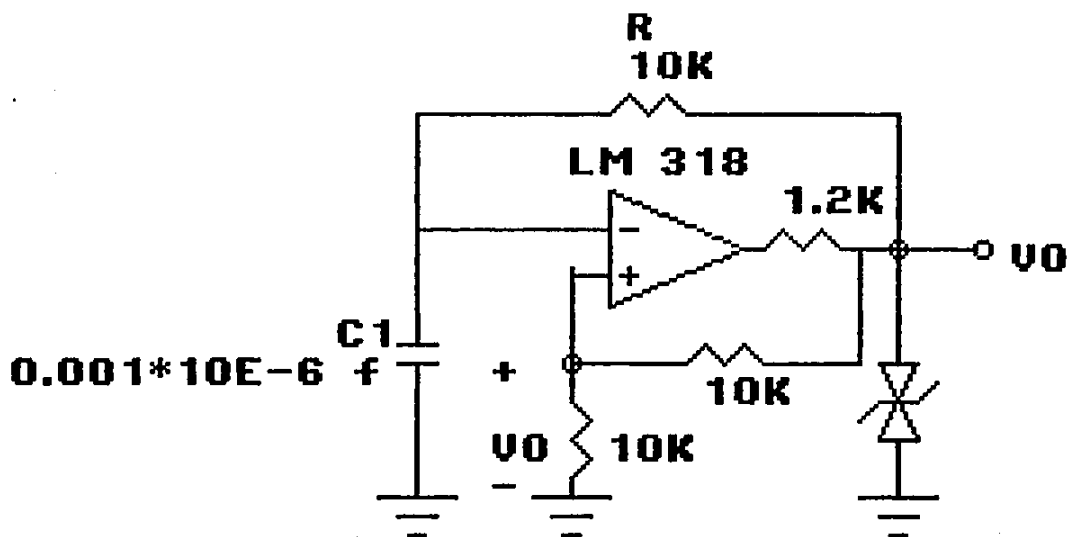


fig 3.1

## REGULADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE.

El suministro de potencia sin regulación tiene dos características indeseables: el voltaje de cc disminuye y el voltaje ondulado (ripple) de cc se incrementa conforme aumenta la corriente de carga. Ambas desventajas pueden minimizarse con la adición de una sección de regulación de voltaje al suministro no regulado. El suministro de potencia resultante se clasifica como suministro de voltaje regulado.

### OP-AMP REGULADOR

El op-amp regulador de la (fig. 30) muestra que el voltaje de carga  $V_o$  se establece por el voltaje de batería de referencia  $V_{ref}$  y resistencias de realimentación  $R_f$  y  $R_i$  de acuerdo con:

$$V_o = \frac{R_f + R_i}{R_i} V_{ref}$$

Conforme la corriente de carga  $I_L$  varía,  $V_o$  se mantiene constante de acuerdo con la ecuación anterior. El voltaje de ondulación y el voltaje de cc cambiante del suministro no regulado se absorben por el op-amp. El voltaje entre las terminales no debe exceder de  $V$ . La terminal de salida y la de entrada no-inversora siempre deben de estar a  $\pm V$  abajo de la terminal de alimentación positiva de otra manera el op-amp, se irá a saturación negativa o positiva, respectivamente.

Ya sea la resistencia  $R_i$  o  $R_f$  o el voltaje de batería  $V_{ref}$  pueden localizarse lejos del op-amp y variarse para cambiar el voltaje a cc de salida  $V_o$ . Tal arreglo se le denomina de programación remota.

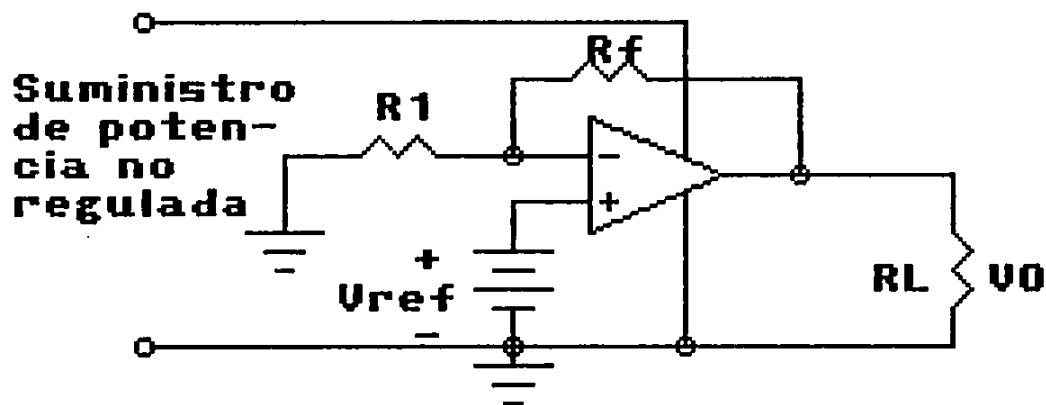
### OP-AMP REGULADOR CON REFERENCIA ZENER

En la (fig. 31), la batería se reemplaza por un diodo zener y una resistencia de polarización  $R_D$ . La resistencia  $R_D$  se determina por el arreglo de la ecuación:

$$I_z = \frac{E_i - V_z}{R_D}$$

Por tanto, el voltaje en la terminal de salida debe tener unos pocos volts más positivo que la terminal de entrada no-inversora para mantener el diodo zener operando en su región de ruptura.

## OP-AMP REGULADOR BASICO



$$U_0 = \frac{R_f + R_1}{R_1} * U_{ref}$$

fig 30

# SUMINISTRO DE POTENCIA PRACTICO CON VOLTAJE REGULADO POR OP-AMP

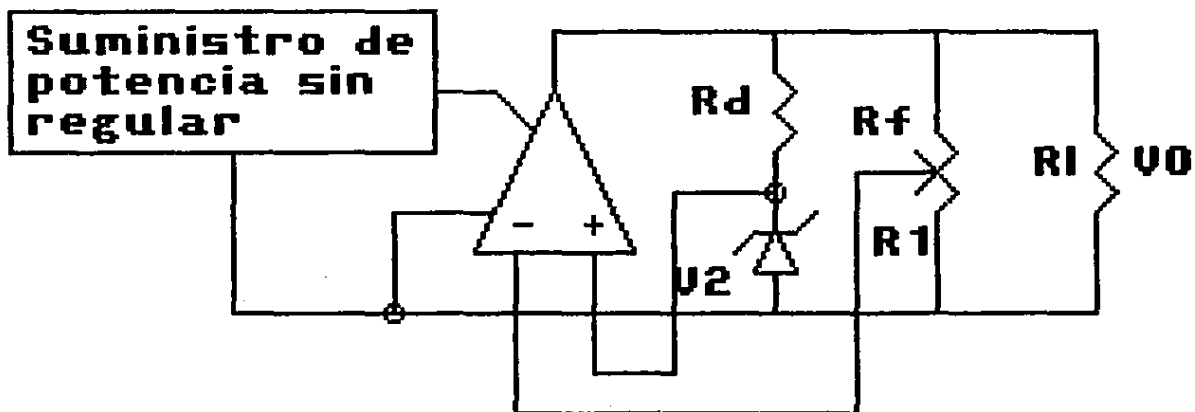


fig 31.

## PRACTICA 4

### REGULADOR DE VOLTAJE SERIE CON LIMITADOR DE CORRIENTE

OBJETIVO : Utilizar el amplificador operacional en circuitos de uso común implementándolo como elemento regulador de error en el circuito.

#### MATERIAL :

##### Fuente no regulada

- 1 transformador de 110 / 15 V, 2 a 3 A
- 1 fusible de 1 A
- 1 interruptor 1FLT para 110 V, 3 A
- 1 puente rectificador de 2 A, 50 V o más.
- 1 Capacitor de 2000  $\mu$ F, 50 V o más.

##### Regulador de voltaje

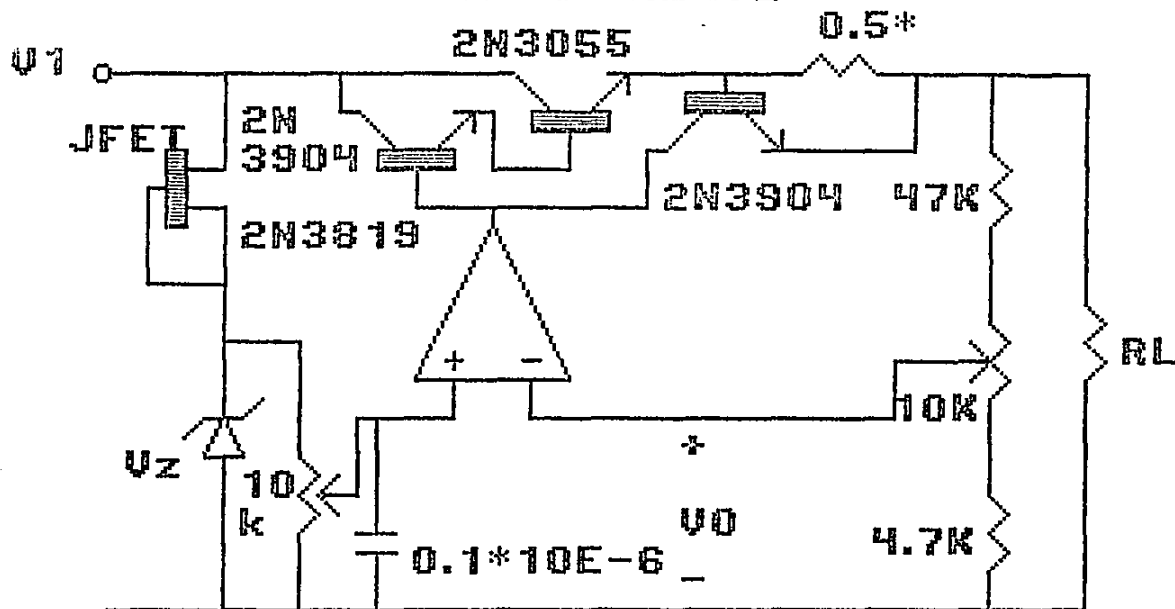
- 1 Procto
- 1 Multímetro
- 1 LM741
- 1 Transistor JFET 2N 3819
- 1 Diodo Zener de 3.9 V, 1W
- 2 Potenciómetro de 10 K
- 1 Capacitor de 0.1  $\mu$ F
- 2 Transistores 2N 1904
- 1 Transistor de potencia 2N 3055
- 2 resistencias de 1 ohm, 5 W
- 1 Resistencia de 47 K
- 1 Resistencia de 4.7 K
- 1 Disipador de aluminio de 25 pulg. cuadrados

#### PARTES FUNDAMENTALES

Las partes fundamentales de un regulador de voltaje serie como el de la figura son :

- \* La red de muestreo de voltaje formada por las resistencias Ra, Rb y el potenciómetro de 10 K
- \* La fuente de voltaje de referencia está formada por el diodo zener, el transistor de efecto de campo JFET y el condensador C1
- \* El amplificador de error en este circuito, lo constituye el amplificador operacional LM741
- \* El transistor de paso Q1, transistor de potencia de silicio NPN. ( 2N 3055 ).
- \* Un preamplificador de corriente formado por el transistor NPN de

# REGULADOR DE VOLTAJE SERIE CON LIMITADOR DE CORRIENTE



\* Use 2 de 1 ohm en paralelo

fig 4.2



silicio 02 ( 2N 3904 ).

- \* Un circuito limitador de corriente formado por el transistor NPN de silicio 03 ( 2N 3904 ) y la resistencia  $R_{sc}$  que muestrea la corriente de salida del regulador.

#### EXPRESION DE VOLTAJE DE SALIDA

El voltaje retroalimentado  $V_f$  esta dado por la siguiente expresion :

$$V_f = \beta V_o$$

En donde el factor de retroalimentación depende de las resistencias ajustables  $R_1$  ,  $R_2$ .

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

El Voltaje de salida del regulador puede aproximarse al voltaje de salida del amplificador de error, es decir :

$$V_o = A (V_z - V_f) \quad \text{en donde:}$$

- $A$  = Ganancia de lazo abierto del amplificador operacional.
- $V_z$  = Voltaje del diodo Zener o de referencia.

Sustituyendo el valor de  $V_f$  y despejando  $V_o$  se obtiene

$$V_o = \frac{A V_z}{1 + \beta A}$$

Como la ganancia del amplificador es extremadamente alta ( $A = 100,000$ ) resulta

$$V_o = \frac{V_z}{\beta} \quad \text{o bien} \quad V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_z$$

La expresion anterior constituye la ecuacion fundamental del regulador de voltaje serie.

#### PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DEL REGULADOR DE VOLTAJE SERIE

1. Especificar los datos del regulador.  
En nuestro experimento, deseamos un regulador con las siguientes características :  

$V_o = 5$ a $12$ V	Salida ajustable
$I_o = 1$ A	Corriente nominal
$I_{sc} = 1.2$ A	Corriente de corto circuito
2. Selección del voltaje de entrada no regulado  
Según de selección dese  $I_o = 1$  A, salida del voltaje de salida máximo, para asegurar que el este en la region activa, entonces  $V_i \text{ min} = 12$  V

Considere un voltaje nominal  $V_i = 20 \text{ V}$ .

3. Selección del diodo zener, del transistor JFET.

El diodo zener debe ser de un voltaje menor que el voltaje mínimo de salida:

$$V_z < V_o \text{ min} = 5 \text{ V}$$

Seleccionamos  $V_z = 1.2 \text{ V}$ , 1W. Si hay problemas de consistencia sustituyase por un zener  $V_z' = 1.8$  a  $5.6 \text{ V}$  y proyectase el arreglo del circuito de la figura, ajustando el voltaje de referencia a  $1.2 \text{ V}$ .

El transistor JFET debe de trabajar como una fuente de corriente constante, para encender, el diodo zener. Se recomienda un transistor de efecto de campo de unión canal N, cuya corriente de saturación del drenador  $I_{ds}$ , mantenga encendido el diodo zener, cuyo voltaje de ruptura sea mayor que el voltaje  $V_i$  max no regulado. De esta forma se selecciona el JFET 2N 3819.

La función del capacitor  $C_1$  es reducir el ruido en el voltaje de referencia.

4. Cálculo de las resistencias  $R_a$  y  $R_b$ .

De la forma del voltaje de salida del regulador, se tiene que el voltaje de salida es máximo cuando  $R_2 = R_b + 10$  y  $R_1 = R_a$ , entonces

$$V_o \text{ max} = \frac{R_b + R_z + 10}{R_a} \quad V_o = 15$$

mientras que el voltaje de salida es mínimo cuando  $R_1 = R_a + 10$ ,  $R_2 = R_b$ , así que:

$$V_o \text{ min} = \frac{R_a - R_b + 10}{R_a + 10} \quad V_o = 5$$

De estas dos últimas expresiones se encuentra que  $R_a = 5 \text{ K}$  y  $R_b = 47.5 \text{ K}$ , por lo tanto se selecciona  $R_a = 4.7 \text{ K}$ ,  $R_b = 47 \text{ K}$ .

5. Selección del transistor de potencia  $Q_1$ .

La potencia disipada por el transistor  $Q_1$  está dada por  $P = V_{ce} I_c$  o bien  $P = V_i I_{sc}$ .

Este elemento debe ser capaz de disipar la potencia durante un corto circuito ( $V_o = 0$ ), entonces:

$$P = V_i I_{sc}$$

Sustituyendo valores:

$$P = (20)(1.2)$$

$$P = 24 \text{ W}$$

El transistor 2N 3055 tiene una capacidad de disipación de potencia de 90 W y una ganancia de  $\beta$  corriente típica de 50.

6. Selección del transistor  $Q_2$ .

La corriente de este transistor será máxima cuando ocurra un corto circuito.

$$I_{c2} = \frac{I_{sc}}{\beta_1} = \frac{1200}{50}$$

$$I_{c2} = 24 \text{ mA}$$

La corriente suministrada por el amplificador operacional durante un cortocircuito, según base de datos es 25 mA.

De éstos 25 mA, parte se va por la base de Q2 y la mayor parte por el colector de Q2, el cual debe de estar conectado durante el cortocircuito.

Seleccionando el transistor Q2 como el 2N 2904 la corriente en su base será:

$$I_{b2} = \frac{I_{c2}}{\beta_2} = \frac{24 \text{ mA}}{50}$$

$$I_{b2} = 0.48 \text{ mA}$$

ya que su ganancia de corriente típica es  $\beta_2 = 50$ . La corriente en el colector de Q2 será:

$$I_{c2} = 25 - 0.48$$

$$I_{c2} = 24.52 \text{ mA}$$

7. Selección del transistor Q2 y la resistencia limitadora  $R_{sc}$ .

Transistor Q2 se enciende cuando el voltaje entre base y emisor es al a la caída en  $R_{sc}$  provocada por la corriente de cortocircuito.

$$R_{sc} = \frac{V_{be}}{I_{sc}} = \frac{0.6}{1.2}$$

$$R_{sc} = 0.5 \text{ ohm}$$

Conectar las resistencias de 1 ohm, 1 W en paralelo.

La selección de Q2 es en base a que debe de ser un transistor de silicio NPN y con una capacidad de corriente mayor que 24.52 mA. Se seleccione otro transistor 2N2904.

## PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE LA FUENTE NO REGULADA.

La fuente no regulada de la figura 1, está constituida por los siguientes elementos principales:

- \* Transformador reductor
- \* Rectificador de onda completa
- \* Filtro capacitivo

### 1. Datos del diseño

$$V_i \text{ min} = 18 \text{ V}$$

Voltaje mínimo de entrada al regulador

$$V_{r\text{ p-p}} = 1 \text{ V}$$

$$I = 1 \text{ A}$$

Voltaje de rizo de C.A. de pico a pico  
Corriente nominal del regulador.

### 2. Cálculo del capacitor electrolítico

Se determina de acuerdo con la siguiente expresión:

$$C = \frac{I}{2f \cdot \Delta V_{r\text{ p-p}}}$$

En donde "f" es la frecuencia de la línea. Substituyendo los datos obtenemos  $C = 1000 \text{ F}$ . Considerese un capacitor electrolítico de  $2000 \text{ F}$  y  $50 \text{ V}$ .

### 3. Voltaje del secundario del transformador.

El voltaje en el secundario del transformador se determina de

$$V_{sec} = V_{i\text{ min}} + 2V_D + V_{r\text{ p-p}}$$

En donde  $V_D$  representa la caída en un diodo, y el voltaje de rizo

$$V_{r\text{ p-p}} = \frac{I}{2fC}$$

Substituyendo valores se tiene:

$$V_{sec} = 18 - 2(0.7) + 1(1) + 20 + 0.0021$$

$$V_{sec} = 20.58 \text{ V p-p}$$

$$V_{sec} = 16.66 \text{ V rms}$$

Debe de seleccionarse un transformador de  $110 \text{ V}$  con capacidad de  $1 \text{ A}$ . Este diseño debe operar satisfactoriamente con un transformador de  $110 \text{ V}$  con una capacidad de  $1 \text{ a } 2 \text{ A}$ .

### 4. Selección del puente rectificador.

El voltaje de pico inverso en cada diodo es igual al voltaje de pico en el secundario. Considerando un factor de seguridad de 2, se selecciona un puente rectificador de  $2 \text{ A}$  y  $50 \text{ V}$  o más de pico inverso.

## PROCEDIMIENTO

Implemente los circuitos de las figuras 4.1 y 4.2. Cuidado de montar el transistor de potencia 2N3055 en un disipador de aluminio de 25 pulgadas cuadradas. Como resistencia de carga use una ajustable de 0 a  $200 \text{ ohms}$  y  $30 \text{ W}$ . El transistor de potencia, la resistencia  $R_{sc}$  así como la fuente no regulada deben de montarse fuera de la base experimental. Se recomienda usar un potenciómetro miniatura de  $10 \text{ K}$  y 10 vueltas para el ajuste del voltaje de salida.

Aplique energía al circuito y compruebe que el circuito regula en vacío (sin carga conectada).

Tome las lecturas de los voltajes de salida mínimo y máximo sin carga con la ayuda del multímetro:

$$V_{o\text{ min}} = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$V_{o\text{ max}} = \underline{\hspace{2cm}}$$

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

Ajuste la salida del regulador a 10 V con una resistencia de carga tal que la corriente de salida sea la nominal (1A).

Tome la lectura de las siguientes cantidades :

$V_o$  = \_\_\_\_\_

$V_{E1}$  = \_\_\_\_\_

$V_{E2}$  = \_\_\_\_\_

$V_o$  emp = \_\_\_\_\_

$V_{ent inv}$  = \_\_\_\_\_

$V_i$  = \_\_\_\_\_

Provoque un corto circuito en la salida y tome lectura de la corriente de corto circuito. Al terminar elimine el corto.

$I_{sc}$  = \_\_\_\_\_

Ajuste la salida del regulador a voltaje máximo (15V) y varíe la carga según sea necesario para completar la siguiente tabla.

$I_o$ , A : 0 : .1 : .2 : .3 : .4 : .5 : .6 : .7 : .8 :

$V_o$ V :									
-----------	--	--	--	--	--	--	--	--	--

**RESULTADOS**

- † Grafique el voltaje de salida-vs-corriente de salida en papel milimétrico
- † De la grafica anterior determina el valor de la resistencia de salida del regulador.
- † Describa el funcionamiento del amplificador operacional en este circuito.
- † Conclusiones

**PRACTICA 5**  
( Practica de complemento )

**FLIP-FLOP RS BIESTABLE**

**OBJETIVO :** Demostrar como un circuito ( chip ) analógico puede realizar función digital.

**MATERIAL**

- 1 Protos
- 1 Fuente de + 5 V hasta + 15 V
- 1 LM 741
- 2 Transistores 2N2222
- 2 Leds
- 2 Resistencias de 4.7 K
- 5 resistencias de 1 K
- 1 Resistencia de 47 K
- 1 Resistencia de 10 K
- 2 Diodos Zener de 5.1 V (opcionales)

La utilización del amplificador operacional como elemento lógico se basa en el uso de esta en la región no lineal del circuito. Ya que este está realizado por medio de transistores, puede ser utilizado como interruptor basándose en el paso de corriente para provocar el disparo del transistor.

La utilidad de este circuito sería en sistemas electrónicos digitales de potencia ya que un simple chip no sería capaz de soportar las demandas de corriente del circuito.

#### PROCEDIMIENTO

Proceda a armar el circuito de la figura y utilice la siguiente tabla de verdad para probar su funcionamiento:

Entrada		Salida ( Led )		
A	B	1	2	
GND	+ V	ENC.	APAG.	
GND	- V	APAG.	ENC.	← Estas salidas tienen -
+ V	GND	APAG.	ENC.	← memoria y sostienen su
- V	GND	ENC.	APAG.	estado aun cuando el -
				valor de S varie.

#### RESULTADOS

- \* Compare los valores de salida del circuito con la tabla de verdad del flip-flop RS
- \* Explique la función del amplificador operacional en este circuito
- \* Conclusiones

# FLIP-FLOP RS BIESTABLE

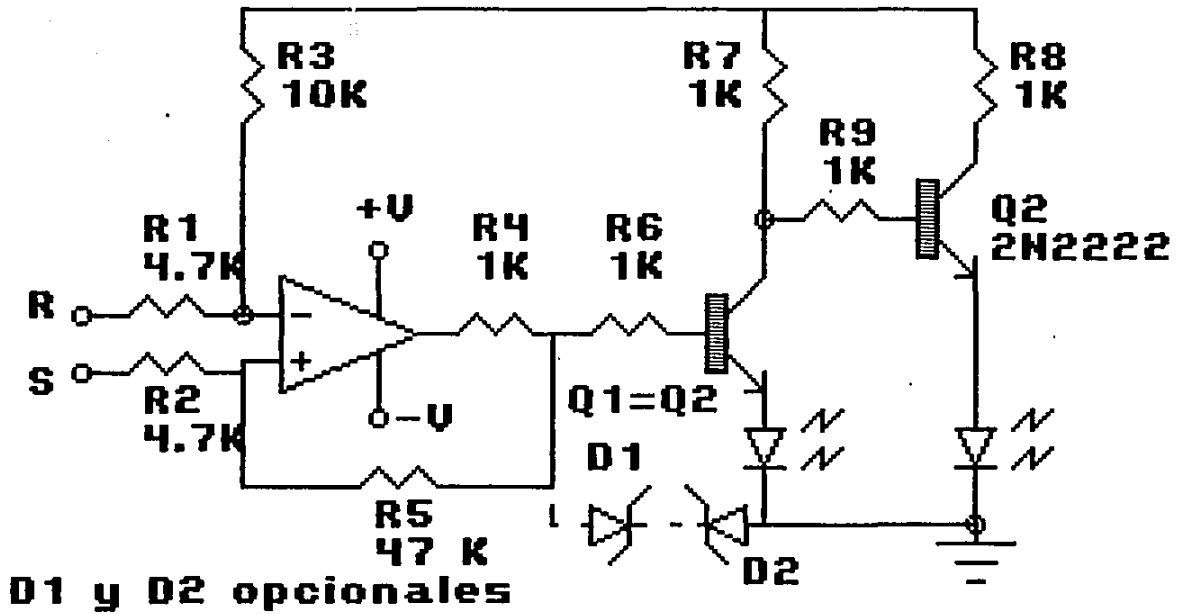


fig 5.1

## BIBLIOGRAFIA

-OPERATIONAL AMPLIFIER

Tobey - Huelsman - Gramme

Ed. Mc Graw-Hill, International Editions, 1981.

-ELECTRONICA, TEORIA DE CIRCUITOS

Boylestad Nashelsky

Prentice Hall, 1982.

-CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES Y AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Robert F. Coughlin / Frederick F. Driscoll

Prentice Hall, 1987.

-INTRODUCCION AL AMPLIFICADOR OPERACIONAL. TEORIA Y APLICACIONES.

J. V. Wait / L. P. Huelsman / G. A. Korn

Editorial Gustavo Gili, S. A., Barcelona, 1983.

-MANUAL DE SUSTITUCION, ECG

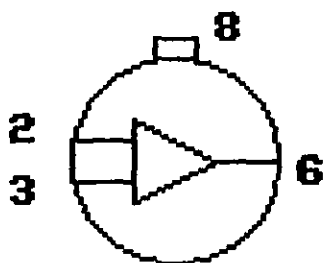
-----

-----

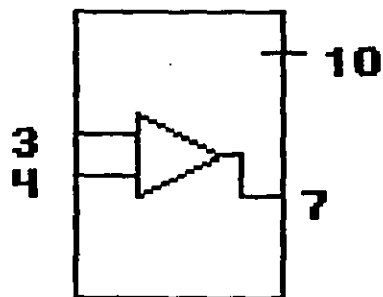


BIBLIOTECA DE CIRCUITOS INTEGRADOS

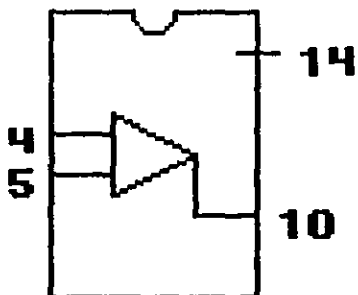
AMPLIFICADORES OPERACIONALES LOGICA TTL, DTL



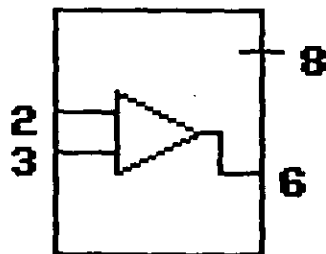
**to-99**



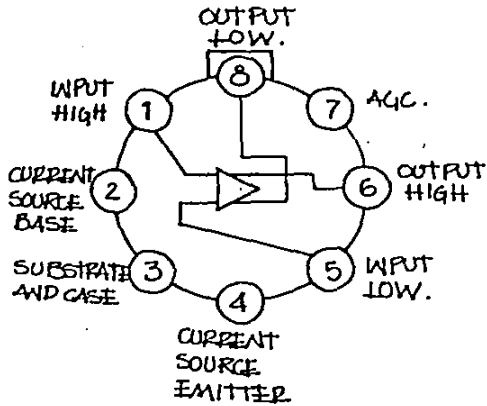
**TO-91**



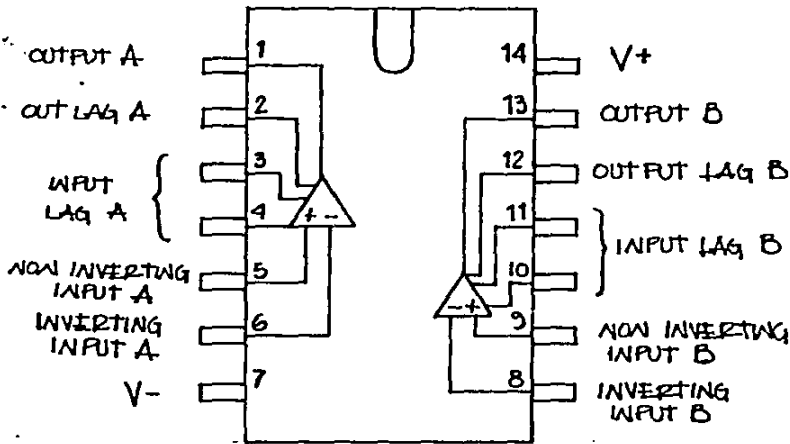
**dio TO-116**



**Mini 741**

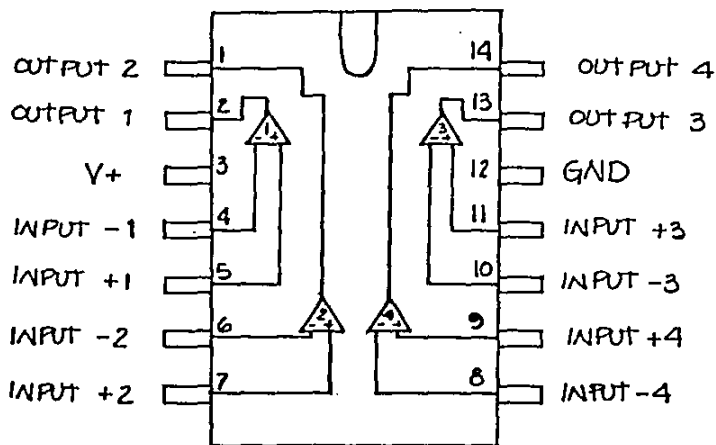


**LM 3028**  
**LM 3053**



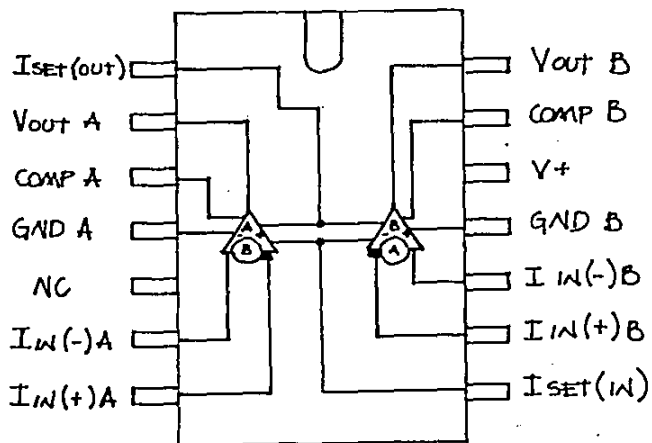
DUAL LOW NOISE  
OP-AMP.

**LM 1303**



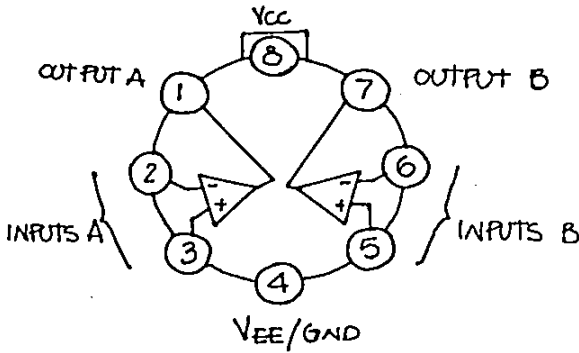
QUAD COMPARATOR.

**LM359**  
**LM387**



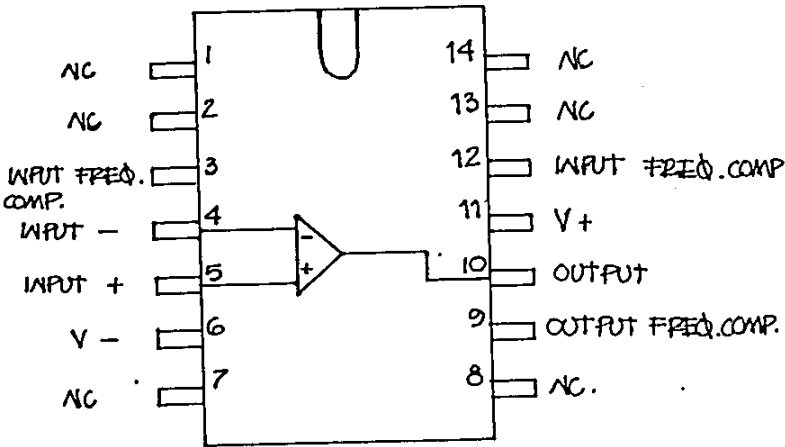
DUAL HI SPEED/PROGRAMMABLE/  
CURRENT MODE OP-AMP/  
SINGLE SUPPLY.

**LM358**



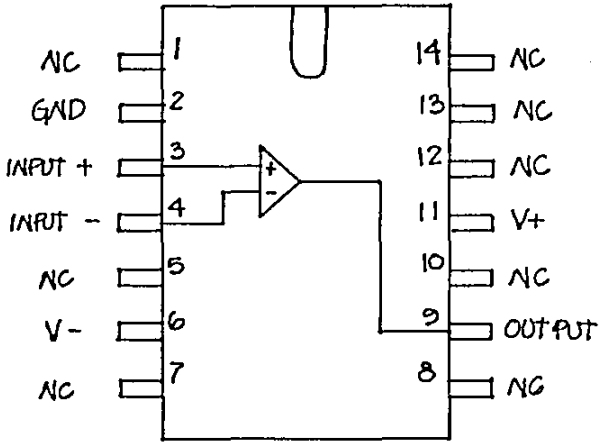
DUAL OP-AMP

**LM 3458**



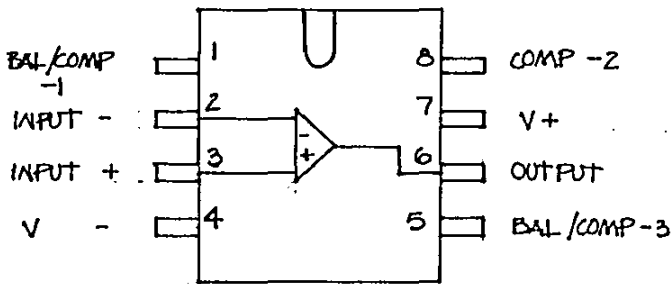
HIGH-PERFORMANCE  
OP-AMP.

**LM.709**



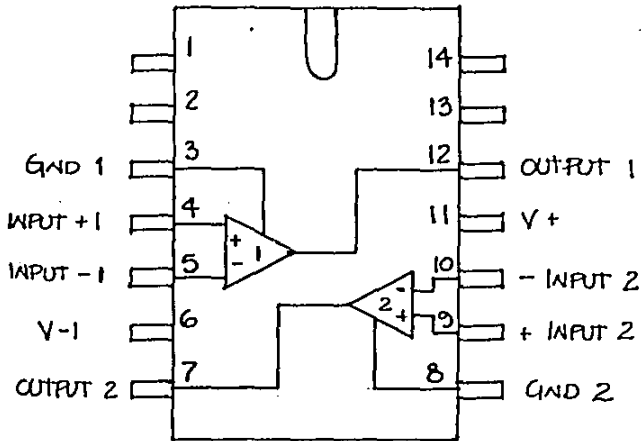
HI SPEED DIFF. COMPARTOR.

**LM710**



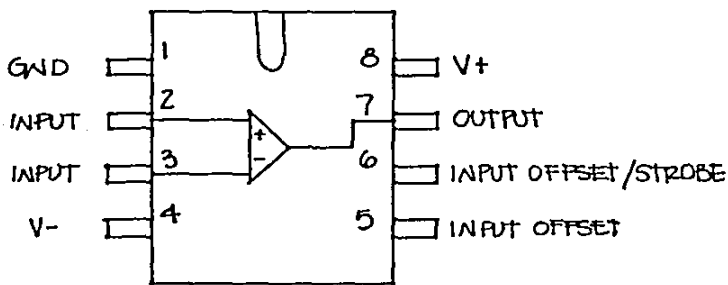
HI SPEED PRECISION  
OP - AMP.

**LM318**



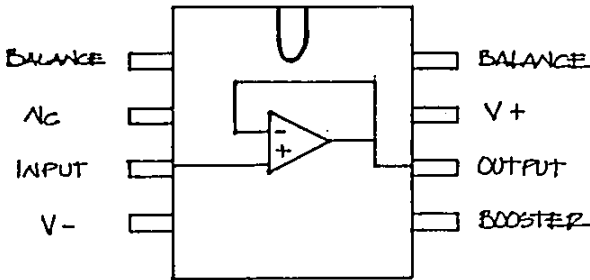
DUAL HIGH SPEED COMPARATOR

**LM319**



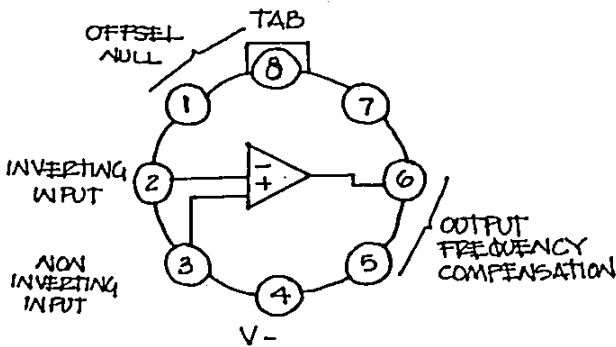
VOLTAGE COMPARATOR

**LM311**



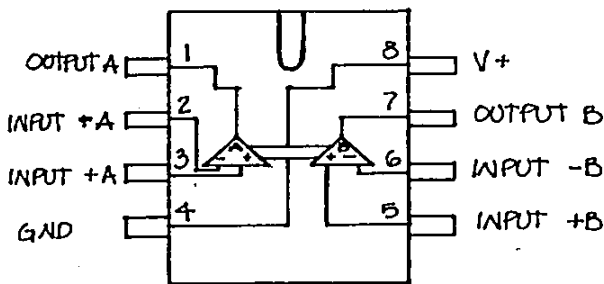
VOLTAGE FOLLOWER OP-AMP.

**LM302**  
**LM310**



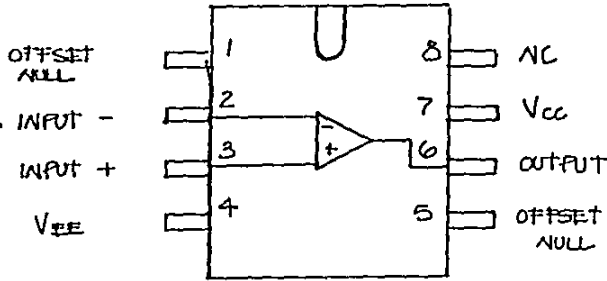
INSTRUMENTATION OP-AMP.

**LM725**



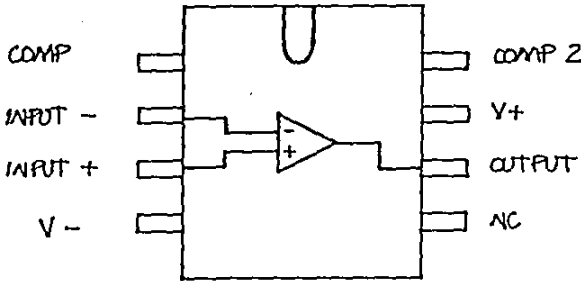
DUAL LOW POWER OP-AMP.

**LM358**  
**LM2904**



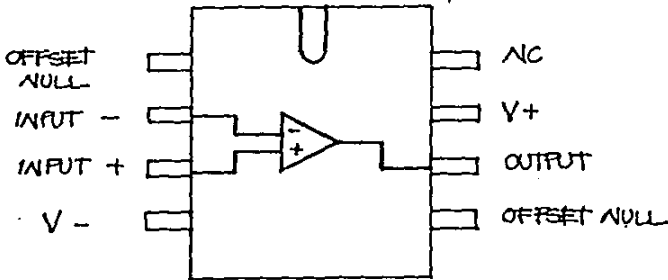
JFET INPUT  
OP-AMP.

**LM307**



PRECISION OP-AMP.

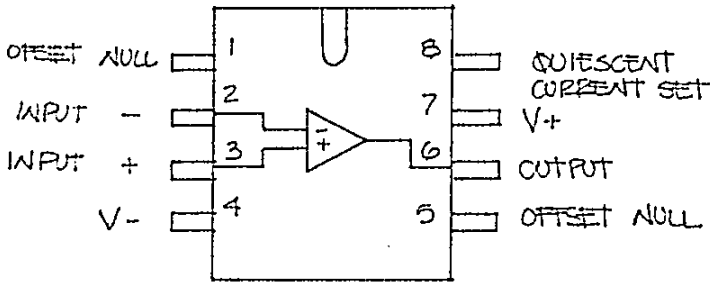
**LM308**



FREQ-COMPENSATED OP-AMP.

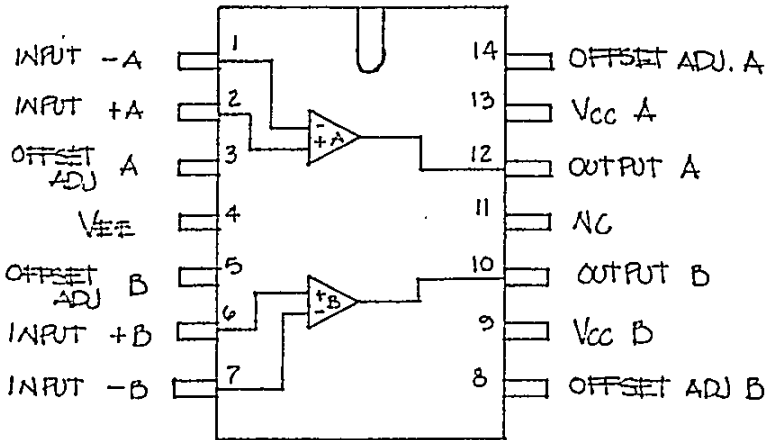
**LM741**





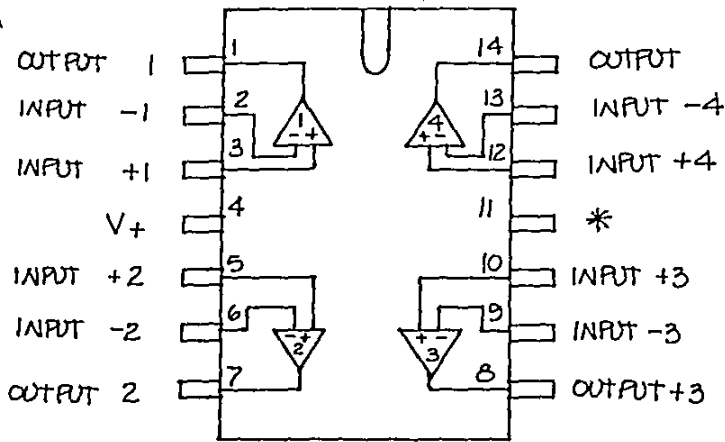
PROGRAMMABLE  
OP-AMP.

**LM4250**



DUAL, FREQUENCY-  
COMPENSATED OP-AMP.

**LM747**

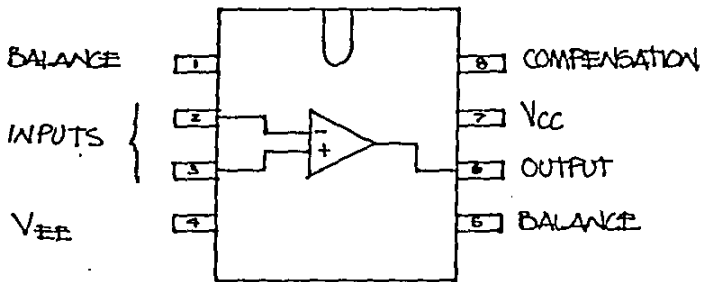


QUAD OP-AMP

\* GND  
 LM 224  
 LM 324  
 LM 3241

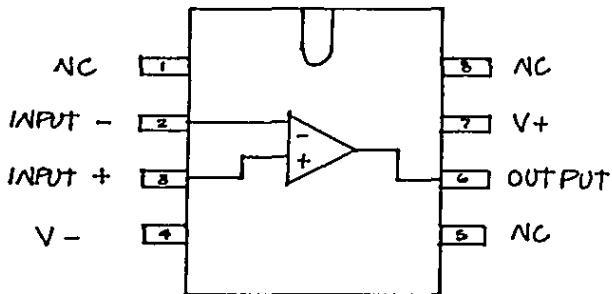
\*V-

**LM348**



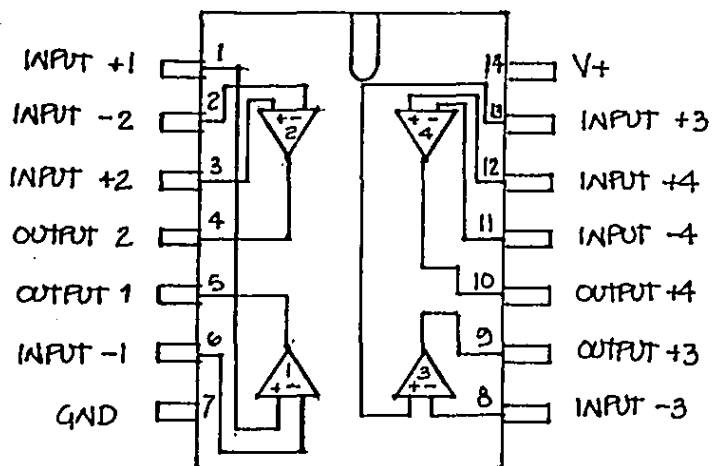
OP-AMP, EXTERNALLY  
 COMPENSATED  
 SUPPLY VOLTAGE  $\pm 18$  V MAX.

**LM301  
LM748**



OP-AMP, INTERNALLY  
COMPENSATED  
VOLTAGE  $\pm 18V$  MAX.

**LM307**



4 INDEPENDENT OP-AMP.

**LM 2900**  
**LM 3301**  
**LM 3401**  
**LM 3900**

## CONCLUSIONES

Como firmemente, que este manual que presento, contribuyó en gran medida a comprender la materia de electrónica analógica; pues a lo largo de mis cuatro años de profesor de esta materia, me enfrenté con el hecho de que el alumno o los estudiantes de las carreras de Ingeniería en Sistemas Electromecánicos y de Computación no comprendían a fondo el funcionamiento y la aplicación del amplificador operacional, principalmente por las siguientes causas:

- 1) No había en ese entonces un verdadero manual de prácticas con OPAS, donde se aplicara el funcionamiento en función de las variables tiempo y frecuencia en cuanto a la respuesta.
- 2) No había un libro de texto, donde se abarcaran todos los puntos del programa de la materia de Electrónica Analógica.

Como consecuencia de lo anterior, el alumno no tenía donde documentarse acerca de la materia y por consiguiente mucho menos como comprobar la teoría en el laboratorio. Así pues ante este panorama, fui recibiendo información al respecto para gestar lo que ahora presento a lds., como un manual de experimentos con amplificadores operacionales.

Las prácticas que se presentaron en este manual, en la totalidad fueron probadas en el laboratorio, dando resultados muy apegados a los calculados teóricamente en el salón de clases.

Considero que la aplicación de las prácticas contenidas en este manual, serán de gran utilidad para comprender los conceptos de ganancia, respuesta en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia de un sistema; temas abarcados en la materia de Ingeniería de Control Automático.

Es así, que cabe hacer la recomendación, al maestro o instructor de laboratorio de electrónica analógica, hacer énfasis que el alumno obtenga la función de transferencia, el diagrama de Bode y la ganancia del circuito. Como también presupuesto, todos los parámetros a encontrar en el desarrollo de la práctica, que se este realizando.

Como experiencia particular que obtuve, al aplicar estas prácticas a los alumnos de Ing. en Computación, me encontré con la novedad del gran interés por parte de ellos, en aplicar sus conocimientos de ingeniería de control y amplificación de señales a la materia de electrónica analógica; pues por el formato presentado de las prácticas de este manual, se enseña al alumno a diseñar circuitos electrónicos y no solo eso sino también a recalcular ganancias y respuestas en frecuencia.

Espero que este manual sirva tanto a los profesores como a los alumnos, pues sobre todo a estos últimos esta dedicada la obra. Gracias.