



Lej 21

Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán

**Manual de Circuitos Integrados
Lineales y Tiristores**

T E S I S

**PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

P R E S E N T A N :

**JOSE UBALDO RAMIREZ URIZAR
HECTOR MIGUEL SANTOYO MORALES**

**DIRECTOR DE TESIS
Ing. Antonio Herrera Mejia**

CUAUTITLAN, EDO. DE MEXICO 1981



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INTRODUCCION.....	1
--------------------------	----------

PARTE I-AMPLIFICADORES OPERACIONALES

CAPITULO I

El Amplificador Operacional Ideal.....	5
Características del Amp-Op Ideal.....	6
Circuitos Básicos con Amp-Op Ideal.....	8

CAPITULO II

El Amplificador Operacional Real.....	22
--	-----------

CAPITULO III

Errores Introducidos en Circuitos con Amp-Op Debido a los Parámetros Reales del Amp-Op.....	39
--	-----------

CAPITULO IV

Cómo Seleccionar Un Amp-Op.....	74
--	-----------

CAPITULO V

Optimización del Funcionamiento de los Amp-Op..	81
Cómo Se Alimenta el Amp-Op.....	85
Características No Lineales del Amp-Op.....	86
Precaución con Amp-Op.....	88

CAPITULO VI	
Aplicaciones del Amp-Op.....	95
CAPITULO VII	
Diseño con Amp-Op.....	126
PARTE II-TIRISTORES	
CAPITULO I	
Funcionamiento del SCR.....	163
CAPITULO II	
Características de Funcionamiento.....	175
CAPITULO III	
Otros Tipos de Tiristores.....	184
CAPITULO IV	
Aplicaciones de los Tiristores.....	195
CONCLUSIONES.....	207
BIBLIOGRAFIA.....	208

INTRODUCCION.

INTRODUCCION

En la década de los 50'S el principal dispositivo electrónico utilizado tanto en baja como en alta potencia fué el bulbo ó valvula de vacío, pero su principal problema era su excesivo consumo de energía; en los 60'S fué el transistor, pero su principal problema es su inestabilidad (variación de parámetros). A mediados de los 70'S - tanto la fabricación de circuitos integrados cómo el resurgimiento de la electrónica de potencia han hecho que el amplificador operacional y el tiristor sean de los más populares dispositivos electrónicos de uso actual. Esta nueva tecnología ha hecho que el bulbo quede totalmente rezagado y el transistor viva una etapa de transición entre su uso y desplazamiento, ya que actualmente el amplificador operacional y el tiristor son utilizados en sistemas de telecomunicación, sistemas de control y medición, sistemas de procesamiento de información; sistemas de transmisión y distribución de energía eléctrica, sistemas de control de máquinas eléctricas, sustitución de algunos elementos electromecánicos industriales, etc.

Ante la necesidad de contar con información técnica adecuada que no solo explique sino que también facilite el estudio de esta nueva tecnología, hemos confeccionado el presente trabajo a fin de que las futuras generaciones

tengan la suficiente información para sus estudios sobre esta rama de la electrónica ya que hemos tratado de que los conceptos aquí expuestos proporcionen una especie de penetración y comprensión especialmente útil para entender el funcionamiento de los circuitos electrónicos — que utilicen amplificadores operacionales y tiristores, — tal que dichos conceptos sirvan como guías valiosas para el diseño de los mismos, procurando ante todo contar con las bases científicas para su entendimiento y aplicación — sin menospreciar las experiencias empíricas obtenidas durante nuestro desarrollo profesional en el Laboratorio de Electrónica de la Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán.

Este trabajo está dividido en dos partes:

La primera parte trata sobre los amplificadores operacionales y se dividen en siete capítulos.

En el capítulo primero se dan las características ideales del amplificador operacional y se estudian los circuitos básicos usando los amplificadores operacionales.

En el capítulo segundo se definen los parámetros — principales del amplificador operacional real.

En el capítulo tercero se analizan los efectos producidos por los parámetros reales del amplificador operacio

nal y se dan métodos de medición de los mismos parámetros.

En el capítulo cuarto se trata cómo seleccionar el -- amplificador operacional, según el tipo de señal de entrada, los parámetros críticos de funcionamiento propios del amplificador operacional y el costo del mismo.

En el capítulo quinto se analiza como minimizar los - efectos producidos por los parámetros reales del am.plicica dor operacional.

En el capítulo sexto se estudian las aplicaciones más comunes del amplificador operacional.

En el capítulo séptimo se estudian los principios de diseño de circuitos electrónicos usando amplificadores ope racionales

La segunda parte de este trabajo trata sobre los tiris tores y se divide en cuatro capítulos.

En el capítulo primero se estudia la estructura básic a del tiristor

En el capítulo segundo se estudian las características de funcionamiento del tiristor.

En el capítulo tercero se estudian los diversos tipos de tiristores

En el capítulo cuarto se dan aplicaciones de tiris-

tores en circuitos eléctricos así como análisis de los -
mismos.

PARTE I

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

CAPITULO I

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

El amplificador operacional ideal es un amplificador de acoplamiento directo y de alta ganancia, está - construido internamente por una serie de transistores - conectados en cascada como amplificadores. El amplificador operacional (amp-op) tiene una salida controlada por dos entradas, que son designadas con los signos (+) y (-). Al signo positivo (+) se le conoce como entrada no inversora y al signo negativo (-) como entrada inversora. Los símbolos básicos del amp-op que se pueden encontrar en libros y revistas son como se ilustra en la fig. 1.1, el símbolo del amp-op es un triángulo, en la base del triángulo se dibujan las entradas y en la punta posterior se encuentra la salida.



fig. 1.1

La ecuación de funcionamiento del amp-op ideal es:

$$V_s = A_{id} V_{id} \text{ ----- 1.1}$$

donde: $V_{id} = V_p - V_n$

V_s = Voltaje de salida

V_p = Voltaje de entrada no inversora

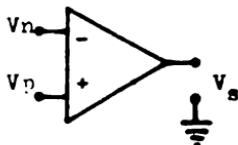
V_n = Voltaje de entrada inversora

A_{id} = Ganancia de voltaje diferencial

CARACTERISTICAS DEL AMP-OP IDEAL

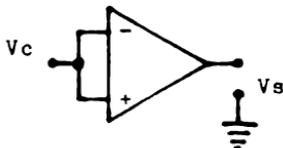
Las características del amp-op ideal son:

1.- Ganancia de voltaje diferencial infinita.



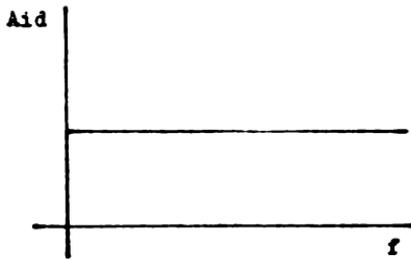
$$A_{vd} = \frac{V_s}{V_p - V_n} = \frac{V_s}{V_{id}} \longrightarrow \infty$$

2.- Ganancia de voltaje a modo común de cero.



$$A_{vc} = \frac{V_s}{V_c} \longrightarrow 0$$

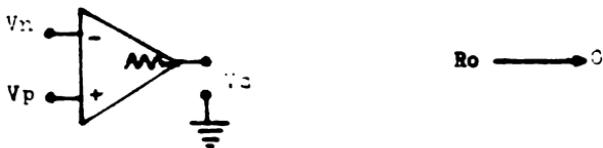
3.- Ancho de banda infinito.



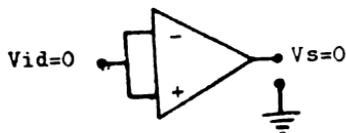
4.- Impedancia de entrada infinita.



5.- Impedancia de salida cero.



6.- Voltaje de salida $V_s = 0$ cuando el voltaje de entrada diferencial es cero $V_{id} = 0$.



CIRCUITOS BASICOS CON AMP-OP IDEAL

Para estabilizar el funcionamiento del amp-op se utiliza realimentación, considerando sus características ideales, como ganancia de voltaje y resistencia de entrada infinita, así, podemos deducir dos propiedades muy importantes en los amp-op con realimentación:

- 1.- Si la ganancia de voltaje es infinita, la señal de salida desarrollada será el resultado de una pequeña señal de entrada; entonces, el voltaje diferencial de entrada es cero.

$$V_s = A_{id}V_{id}$$

$$A_{id} \longrightarrow \infty$$

$$V_{id} = \frac{V_s}{A_{id}} = \frac{V_s}{\infty} \longrightarrow 0$$

- 2.- Si la resistencia es infinita entonces:

No hay flujo de corriente a través de las terminales de entrada.

Estas dos propiedades en amp-op con realimentación pueden ser consideradas como reglas y serán usadas respectivamente.

El amp-op es conectado en dos circuitos de amplificación; el inversor y el no inversor. Todos los otros circuitos con amp-op son basados de alguna manera en estos dos circuitos.

CIRCUITO AMPLIFICADOR INVERSOR

En este circuito, la entrada (+) es conectada a tierra y la señal de entrada es aplicada a la entrada (-) - a través de R_1 y por medio de R_f es realimentada la entrada (-) como se ilustra en la fig. 1.2

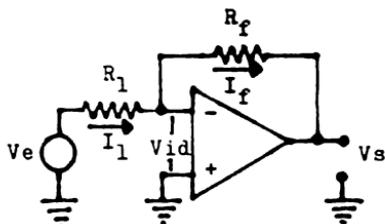


fig. 1.2

Haciendo un análisis de malla de este circuito tenemos:

$$V_e = I_1 R_1 + V_{id} \text{ ----- } 1.2$$

$$0 = -V_{id} + R_f I_f + V_s \text{ ----- } 1.3$$

Aplicando las propiedades del amp-op ideal previamente establecidas:

- a) Ganancia de entrada infinita, voltaje de entrada diferencial cero.

$$V_e = I_1 R_1 \text{ ----- } 1.4$$

$$0 = R_f I_f + V_s \text{ ----- } 1.5$$

- b) Resistencia de entrada infinita $I_{id} = 0$ entonces:

$$I_f = I_1 \text{ ----- } 1.6$$

- Despejando las corrientes de las ecuaciones 1.4 y 1.5 y sustituyendo las corrientes en 1.6 tenemos:

$$I_1 = \frac{V_e}{R_1}$$

$$I_f = - \frac{V_s}{R_f}$$

$$\frac{V_e}{R_1} = - \frac{V_s}{R_f} \text{ ----- } 1.7$$

- Acomodando la ecuación 1.7 en terminos de ganancia de voltaje tenemos:

$$\Delta v = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{R_f}{R_1}$$

- Esta es la característica de ganancia del amplificador inversor.

Hay características adicionales de este circuito - que deben ser notadas. La ganancia puede ser variada - ajustando R_f o R_1 . Si R_f es ajustada desde cero a infinito, la ganancia tambien variará desde cero a infinito entonces es directamente proporcional a R_f .

La entrada del amplificador, o punto de unión de la señal de entrada y la señal realimentada, es un nodo de-

voltaje cero, no obstante la magnitud de I_1 . Este punto de unión es una tierra virtual, un punto que estará siempre al mismo potencial de la entrada (+). Entonces la señal de entrada y de salida se suman en este nodo, es conocido como punto de suma (PS). Esta característica lleva a una tercera regla en amplificadores operacionales, la cual se aplica en sistemas de malla cerrada:

3.- Con la malla cerrada, la entrada (-) será manejada al mismo potencial de entrada (+) o entrada de referencia.

Esta propiedad es muy útil en el entendimiento de -- circuitos con el amp-op, al referirse la entrada (+) como una terminal de referencia la cual ordenará el nivel que ambas entradas asumirán. Este voltaje puede ser cero (tierra como se muestra en el amplificador inversor) o al potencial deseado.

Porque:

$$A_{id} \rightarrow \infty \text{ y}$$

$$R_{in} \rightarrow \infty$$

AMPLIFICADOR NO INVERSOR

En este circuito se ilustra claramente la validez de la regla No. 3, el voltaje V_e es aplicado a la entrada (+), y una fracción de la señal de salida es aplicada a la entrada (-) por el divisor de voltaje formado por la resistencia R_f y R_1 fig. 1.3

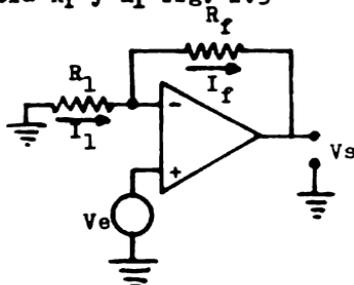


fig. 1.3

Por medio de análisis de mallas obtenemos:

$$-V_e = V_{id} + R_1 I_1 \text{ ----- } 1.8$$

$$0 = + (R_1 I_1 + R_f I_f) + V_s \text{ ----- } 1.9$$

Como $A_{id} \rightarrow \infty$ entonces $V_{id} = 0$

$$V_e = R_1 I_1 \text{ ----- } 1.10$$

En la ecuación 1.10 se demuestra la validez de la regla No. 3, en donde la entrada se aplica el voltaje de referencia y es igual al voltaje aplicado a la entrada (-), en este amplificador el voltaje de referencia es V_e

Como $R_{in} \rightarrow \infty$ entonces $I_{id} = 0$

$$I_1 = I_f \text{ ----- } 1.11$$

Por lo tanto.

$$V_e = -R_1 I_1$$

$$V_s = -(R_1 I_1 + R_f I_1)$$

$$I_1 = -\frac{V_e}{R_1}$$

$$I_1 = -\frac{V_s}{R_1 + R_f}$$

$$\frac{V_e}{R_1} = \frac{V_s}{R_1 + R_f}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \text{----- 1.12}$$

La ecuación 1.12 es la característica de ganancia de malla cerrada para el amplificador no inversor.

Características adicionales de este circuito, pueden deducirse también. La mínima ganancia ocurre cuando $R_f = 0$, el cual produce una ganancia unitaria. En el amplificador inversor la corriente I_1 siempre determina I_f la cual es independiente de R_f , esto ocurre también al amplificador no inversor. R_f permite ser usado como un control de ganancia lineal capaz de incrementar la ganancia desde un mínimo hasta una ganancia infinita. La impedancia de entrada de este circuito es infinita, entonces este circuito es conocido como un amplificador ideal

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL.

Un tercer circuito con amp-op conocido como amplificador diferencial, es una combinación de los dos circuitos antes mencionados. Aunque es basado en esos dos circuitos, el amplificador diferencial tiene una característica propia. Este circuito mostrado en la fig. 1.4, se le aplican señales a ambas entradas y usa la amplificación diferencial propia del amp-op.

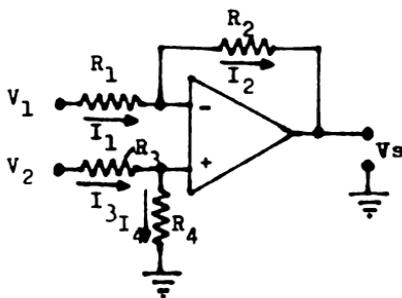


fig. 1.4

Utilizando análisis de mallas y las reglas de diseño en amp-op deducimos la ecuación de funcionamiento de este circuito.

$$V_1 = I_1 R_1 + V_{id} + I_4 R_4 \text{ ----- } 1.13$$

$$V_2 = I_3 R_3 + I_4 R_4 \text{ ----- } 1.14$$

$$0 = - I_4 R_4 + V_{id} + I_2 R_2 + V_s \text{ ---- } 1.15$$

Si $A_{id} \rightarrow \infty$ entonces $V_{id} = 0$

$$V_1 = I_1 R_1 + I_4 R_4 \text{ ----- } 1.16$$

$$V_2 = I_3 R_3 + I_4 R_4 \text{ ----- } 1.17$$

$$V_s = I_4 R_4 - I_2 R_2 \text{ ----- } 1.18$$

Ahora si $R_1 \rightarrow \infty$ entonces $I_1 = 0$

$$I_1 = I_2$$

$$I_3 = I_4$$

$$V_1 = I_1 R_1 + I_3 R_4 \text{ ----- } 1.19$$

$$V_2 = I_3 R_3 + I_3 R_4 \text{ ----- } 1.20$$

$$V_s = I_3 R_4 - I_1 R_2 \text{ ----- } 1.21$$

Despejando I_3 de la ecuación 1.20 y sustituyendo en la ecuación 1.19 y 1.21

$$I_3 = \frac{V_2}{R_3 + R_4}$$

$$V_1 = I_1 R_1 + V_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \text{ ----- } 1.22$$

$$V_s = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 - I_1 R_2 \text{ ----- } 1.23$$

Despejando I_1 de la ecuación 1.22 y sustituyendo en 1.23

$$I_1 = \left[V_1 - \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 \right] \frac{1}{R_1}$$

$$V_s = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 - \left[V_1 - \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 \right] \left[\frac{1}{R_1} \right] R_2$$

$$V_s = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

$$V_s = \frac{R_4}{R_1} \left[\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right] V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 \text{ --- } 1.24$$

Si $R_1 = R_3$ y $R_2 = R_4$ la ecuación 1.24 queda como sigue:

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} [V_2 - V_1] \text{ ----- } 1.25$$

$$\frac{V_s}{V_2 - V_1} = \frac{R_2}{R_1} \text{-----} 1.26$$

La ecuación 1.26 es la ganancia a modo diferencial.

Este circuito es unico porque puede rechazar una se~~ñ~~al común a ambas entradas. Esto debido a la propiedad de voltaje de entrada a modo diferencial cero.

Quando se aplican señales idénticas en V_1 y V_2 , V_2 será dividido por R_3 y R_4 en un pequeño voltaje V_{mc2} - a través de R_4 , por la primera regla con realimentación - del amp-op, un voltaje igual V_{mc1} debe aparecer en PS. Si la malla R_3-R_4 es idéntica a R_1-R_2 , entonces el mismo voltaje es aplicado a ambas entradas inversora y no in--versora del amp-op, por lo tanto V_s debe ser cero. Está propiedad del amplificador diferencial es muy útil, puede ser usada para discriminar componentes a modo común - de ruido mientras que las señales aplicadas a V_1 y V_2 - aparecen diferenciándose, si la relación:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad \text{se cumple.}$$

La ganancia para señales a modo común es cero, por definición, el amp-op no tiene ganancia para señales - idénticas aplicadas a ambas entradas.

Las resistencias de entrada son, para la entrada - (+), la resistencia $R_3 + R_4$. La resistencia en la entra da (-) es R_1 . La resistencia diferencial es la resisten cia entre las entradas o $R_1 + R_3$.

EL SUMADOR INVERSOR.

Para utilizar la característica del amplificador inversor en el punto de suma, una modificación útil es realizada. En este circuito como en el amplificador inversor, $V_{id} = 0$, $I_{id} = 0$ e $I_f = I_{in}$. Sin embargo en el sumador inversor I_{in} esta sumando algebraicamente un número de entradas tal como I_1 , I_2 , I_3 , etc. fig. 1.5 entonces.

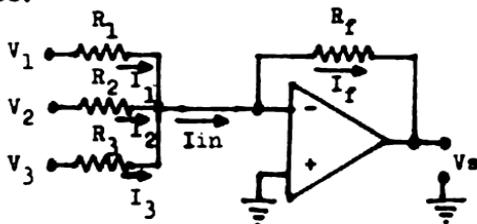


fig. 1.5

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1}, I_2 = \frac{V_2}{R_2}, I_3 = \frac{V_3}{R_3} \text{ ----- 1.27}$$

$$I_{in} = I_1 + I_2 + I_3$$

$$I_f = - \frac{V_s}{R_f}$$

$$- \frac{V_s}{R_f} = I_1 + I_2 + I_3 \text{ ----- 1.28}$$

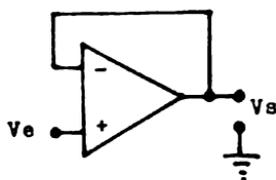
Sustituyendo 1.27 en 1.28 y reagrupando terminos nos queda.

$$V_s = - R_f \left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right] \text{ ----- 1.30}$$

El voltaje de salida es la suma algebraica de los voltajes de entrada, divididas cada una por sus respectivas resistencias de entrada, multiplicadas por $(-R_f)$.

Al circuito se le conoce también como sumador de escala, la ganancia total del circuito está compuesta por R_f y como se comporta igual al amplificador inversor. La ganancia de los canales individuales son escalados independientes por R_1 , R_2 , R_3 , etc. Similarmente R_1 , R_2 y R_3 son las resistencias de entrada de los respectivos canales.

EL SEGUIDOR DE VOLTAJE.



$$V_s = V_e$$

Es una modificación especial del amplificador no inversor. En este circuito R_1 se incrementa a infinito y R_f se hace cero, la realimentación es 100%. Entonces V_s es exactamente igual a V_e , si $V_{id} = 0$, por lo tanto la ganancia es unitaria, y el circuito es conocido como un seguidor de voltaje. También el voltaje de salida está en fase con el voltaje de entrada. La resistencia de entrada de este circuito es infinita.

Aunque el procedimiento de los circuitos anteriores han sido descritos en términos de resistencias de entrada y realimentación, estos pueden ser reemplazados por elementos complejos como se muestra en los siguientes circuitos.

EL INTEGRADOR.

Una modificación del amplificador inversor, el integrador usa un capacitor como elemento de realimentación como se muestra en la fig. 1.6. El voltaje de entrada es aplicado por medio de R_1 que desarrolla una corriente I_1 . Así como en el amplificador inversor, $V_{id} = 0$, $I_{id} = 0$ e $I_f = I_1$ entonces:

$$I_1 = \frac{V_e(t)}{R_1}$$

$$I_f = -C \frac{dV_s(t)}{dt}$$

$$\frac{V_e(t)}{R_1} = -C \frac{dV_s(t)}{dt}$$

$$\frac{dV_s(t)}{dt} = -\frac{1}{R_1 C} V_e(t)$$

$$V_s(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int V_e(t) dt \text{ ----- 1.30}$$

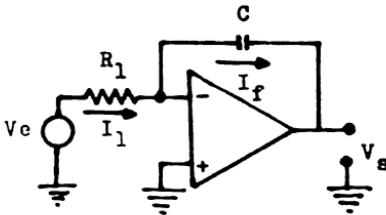


fig. 1.6

EL DIFERENCIADOR

En este circuito las posiciones de R_1 y C son cambiadas como se ilustra en la fig. 1.7.

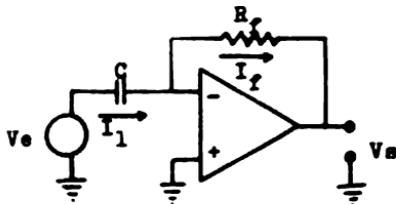


fig. 1.7

El elemento capacitivo está ahora en la malla de entrada, y conociendo que la corriente a través del capacitor es la derivada del voltaje de entrada, como el circuito es un inversor entonces; I_f es igual a la corriente a través del capacitor I_1 .

$$I_1 = C \frac{dV_e(t)}{dt}$$

$$I_f = - \frac{V_s(t)}{R_1}$$

$$I_1 = I_f$$

$$V_s(t) = - CR_1 \frac{dV_e(t)}{dt} \text{ ----- } 1.31$$

APITULO II

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL

El análisis de circuitos con amp-op se simplifica bastante asumiendo las características ideales del amp-op. Sin embargo en la práctica el amp-op no existe, en muchas de las aplicaciones se requieren niveles de funcionamiento que son limitados por algunas de las características reales del amp-op. Para dar una mejor aplicación de las características reales del amp-op, examinaremos la hoja de datos hecha por el fabricante, la cual puede cubrir varias páginas en un manual de circuitos integrados como se muestra en la fig. 2.1, la hoja de datos contiene usualmente la siguiente información.

- a.- Una descripción general del amp-op.
- b.- Un circuito equivalente de la configuración interna del amp-op.
- c.- Colocación de las patas del circuito integrado.
- d.- Valores absolutos máximos de operación.
- e.- Características eléctricas.
- f.- Curvas típicas de funcionamiento.

Las especificaciones de funcionamiento del amp-op pueden ser divididas en dos categorías generales: 1) Valores absolutos máximos de operación y 2) Características eléctricas. Estas especificaciones proporcionan dos diferentes clases de información sobre un amp-op y ambas son muy importantes. Valores absolutos de operación dan las máximas condiciones de operación bajo la cual reco-

μA741

FREQUENCY COMPENSATED OPERATIONAL AMPLIFIER

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

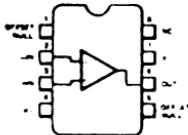
GENERAL DESCRIPTION - The μA741 is a high performance monolithic Operational Amplifier constructed using the Fairchild Planar™ epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of latch-up tendencies make the μA741 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. Electrical characteristics of the μA741A and B are identical to MIL-MS10/101B1.

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

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

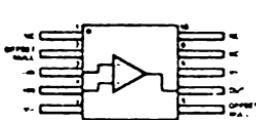
Supply Voltage	±22 V
μA741A, μA741, μA741B	±18 V
μA741C	
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can	800 mW
Molded and Hermetic DIP	670 mW
Metal DIP	370 mW
Flatpak	670 mW
Differential Input Voltage	±20 V
Input Voltage (Note 2)	±18 V
Storage Temperature Range	
Metal Can, Hermetic DIP, and Flatpak	-65°C to +150°C
Metal DIP, Molded DIP	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
Military (μA741A, μA741)	-65°C to +125°C
Commercial (μA741B, μA741C)	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering)	
Metal Can, Hermetic DIPs, and Flatpak 480 d	300°C
Molded DIPs 140 d	380°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite

8-LEAD MSHDIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 8T 8T
PACKAGE CODES T A



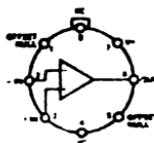
ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA741C	μA7417C
μA741C	μA7419C

16-LEAD FLATPAK
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 3F



ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA741A	μA741AFM
μA741	μA741FM

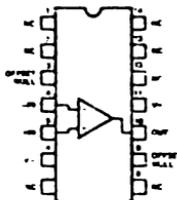
CONNECTION DIAGRAMS
8-LEAD METAL CAN
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 8B



Note: Pin 4 connected to case

ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA741A	μA741AM
μA741	μA741M
μA741B	μA741BM
μA741C	μA741CM

14-LEAD DIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 6A, 8A



ORDER INFORMATION	
TYPE	PART NO.
μA741A	μA741ADM
μA741	μA741DM
μA741B	μA741BDM
μA741C	μA741CDM

fig. 2.1

µA741A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = +15V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified)

PARAMETERS (see definitions)		CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage		$R_S < 500$		0.3	3.0	mV
Average $\pm 10\mu s$ Offset Voltage Drift					± 2	$\mu V/C$
Input Offset Current				3.0	30	nA
Average Input Offset Current Drift					0.5	nA/C
Input Bias Current				30	80	nA
Power Supply Rejection Ratio		$V_S = +10, -20; V_S = +20, -10V, R_S = 500$		18	80	$\mu V/V$
Output Short-Circuit Current			10	25	35	mA
Power Dissipation		$V_S = \pm 20V$		80	150	mW
Input Impedance		$V_S = +20V$	1.0	5.0		M Ω
Large-Signal Voltage Gain		$V_S = +20V, P_L = 2nW, V_{OUT} = +15V$	50			V/mV
Transient Response	Rise Time			0.25	0.8	μs
	Overshoot			6.0	20	%
Slew Rate (Unity Gain)			437	1.5		V/ μs
Slew Rate (Unity Gain)		$V_{IN} = +10V$	0.3	0.7		V/ μs
The following specifications apply for $-55^\circ C < T_A < +125^\circ C$						
Input Offset Voltage					4.0	mV
Input Offset Current					70	nA
Input Bias Current					210	nA
Common-Mode Rejection Ratio		$V_S = +20V, V_{CM} = +15V, R_S = 800$	80	95		dB
Adjustment For Input Offset Voltage		$V_S = +20V$	10			mV
Output Short-Circuit Current			10		40	mA
Power Dissipation		$V_S = +20V$			185	mW
		$+125^\circ C$			135	mW
Input Impedance		$V_S = +20V$		0.5		M Ω
Output Voltage Swing		$R_L = 10k\Omega$		± 18		V
		$R_L = 2k\Omega$		± 18		V
Large-Signal Voltage Gain		$V_S = +20V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = +15V$		32		V/mV
		$V_S = +15V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = +7.5V$	10			V/mV

NOTES

1. Rating applies to ambient temperatures up to $70^\circ C$. Above $70^\circ C$ and on duty cycles less than 50% at $6.5mW/C$ for $\phi = 0.1$ and $7.1mW/C$ for the package.
2. For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Short-circuit may be to ground or to other supply. Rating applies to $+125^\circ C$ case temperature or $75^\circ C$ ambient temperature.
4. Calculated value from $\frac{0.25}{\text{Rise Time (ms)}}$

μA741

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ$ C unless otherwise specified)

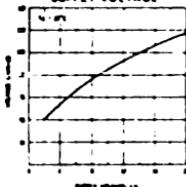
PARAMETERS (see pin 1-10s)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S < 10$ k Ω		1.0	5.0	mV
Input Offset Current			20	250	nA
Input Bias Current			80	300	nA
Input Bias Current		0.3	2.8		nA
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			±18		mV
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2$ k Ω , $V_{OUT} = \pm 10$ V	50,000	300,000		
Output Resistance			75		Ω
Output Short-Circuit Current			25		mA
Supply Current			1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85	mW
Transient Response (Unity Gain)	Rise time		0.3		μ s
	Overshoot	$V_{IN} = 20$ mV, $R_L = 2$ k Ω , $C_L = 100$ pF		5.0	%
Slew Rate	$R_L \geq 2$ k Ω		0.5		V/ μ s

The following specifications apply for -55° C $< T_A < +125^\circ$ C

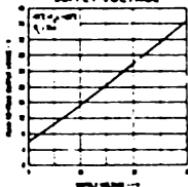
Input Offset Voltage	$R_S < 10$ k Ω		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = +125^\circ$ C		7.0	200	nA
	$T_A = -55^\circ$ C		85	300	nA
Input Bias Current	$T_A = +125^\circ$ C		0.62	3.5	μ A
	$T_A = -55^\circ$ C		0.3	1.5	μ A
Input Voltage Range		±12	±12		V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S < 10$ k Ω	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S < 10$ k Ω		30	150	μ V/V
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2$ k Ω , $V_{OUT} = \pm 10$ V	75,000			
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10$ k Ω	±12	±14		V
	$R_L \geq 2$ k Ω	±10	±13		V
Supply Current	$T_A = +125^\circ$ C		1.5	2.5	mA
	$T_A = -55^\circ$ C		2.0	3.3	mA
Power Consumption	$T_A = +125^\circ$ C		45	75	mW
	$T_A = -55^\circ$ C		60	120	mW

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR μA741A AND μA741

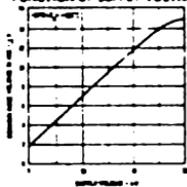
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

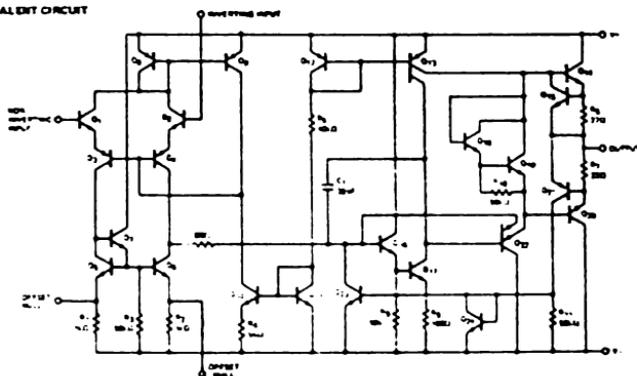


μA741E

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified)

PARAMETERS (see definitions)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S < 50\Omega$		0.8	3.0	mV
Average Input Offset Voltage Drift				10	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current			3.0	30	nA
Average Input Offset Current Drift				0.3	nA/°C
Input Bias Current			30	80	nA
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 10, \pm 20, V_S = \pm 20, -10V, R_S = 50\Omega$		15	90	$\mu V/V$
Output Short Circuit Current		10	25	35	mA
Power Dissipation	$V_S = \pm 20V$		80	150	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20V$		1.0	5.0	M Ω
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = \pm 10V$		80		V/mV
Transient Response	Rise Time		0.25	0.8	μs
	Overshoot		5.0	20	%
Bandwidth (Unity Gain)		437	1.5		MHz
slew Rate (Unity Gain)	$V_{IN} = \pm 10V$	0.3	0.7		V/ μs
The remaining specifications apply for $0^\circ C < T_A < 70^\circ C$					
Input Offset Voltage				4.0	mV
Input Offset Current				70	nA
Input Bias Current				210	nA
Common Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 20V, V_{IN} = \pm 15V, R_S = 50\Omega$	80	95		dB
Adjustments \bar{I} or Input Offset Voltage	$V_S = \pm 20V$		10		mV
Output Short Circuit Current		10		40	mA
Power Dissipation	$V_S = \pm 20V$			180	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20V$		0.5		M Ω
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V, R_L = 10k\Omega$			11.5	V
		$R_L = 2k\Omega$		11.5	V
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = \pm 10V$			32	V/mV
		$V_S = \pm 5V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = \pm 2V$		10	V/mV

EQUIVALENT CIRCUIT



µA711C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

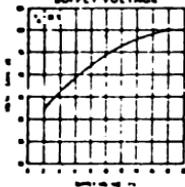
PARAMETERS (per definition)		CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage		$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$		2.0	6.0	mV
Input Offset Current				20	200	nA
Input Bias Current				80	500	nA
Input Resistance			8.3	2.0		M Ω
Input Capacitance				1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range				± 15		mV
log v Voltage Range			± 12	± 13		V
Common Mode Rejection Ratio		$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$		30	190	$\mu\text{V/V}$
Large Signal Voltage Gain		$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10$ V	20,000	200,000		
Output Voltage Swing		$R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	± 12	± 14		V
		$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	± 10	± 13		V
Output Resistance				75		Ω
Output Short-Circuit Current				25		mA
Supply Current				1.7	2.8	mA
Power Consumption				50	85	mW
Transient Response (Unity Gain)	Rise time	$V_{IN} = 20 \text{ mV}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L < 100 \text{ pF}$		0.3		μs
	Overshoot			5.0		%
Slew Rate		$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$		0.5		V/ μs

The following specifications apply for $0^\circ\text{C} < T_A < 70^\circ\text{C}$

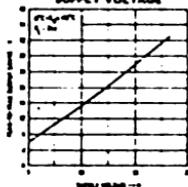
Input Offset Voltage					7.5	mV
Input Offset Current					300	nA
Input Bias Current					800	nA
Large Signal Voltage Gain		$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10$ V	15,000			
Output Voltage Swing		$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	± 10	± 13		V

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR µA741E AND µA741C

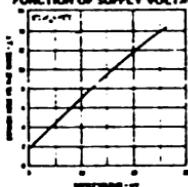
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



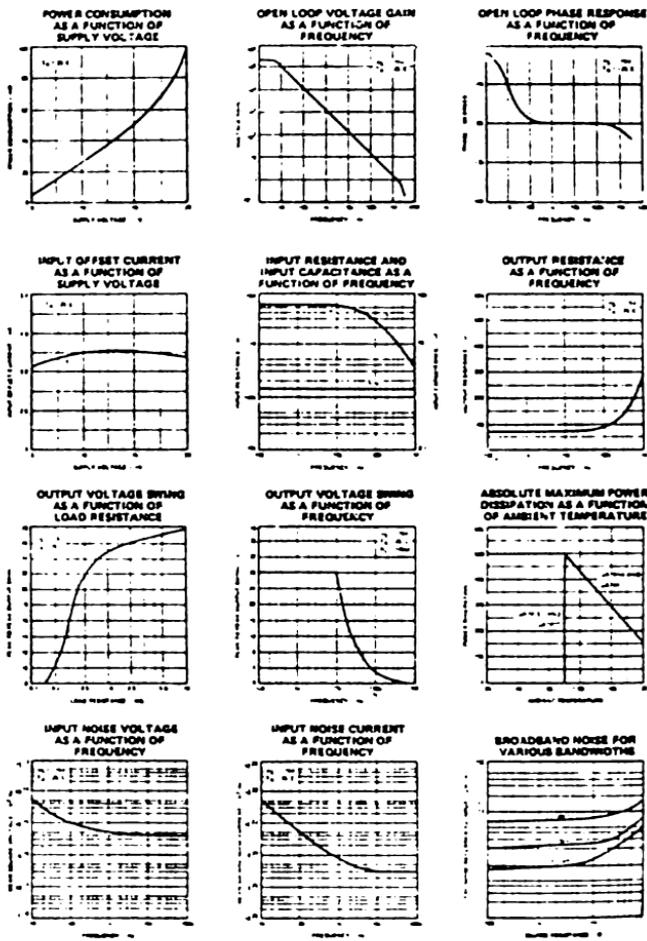
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



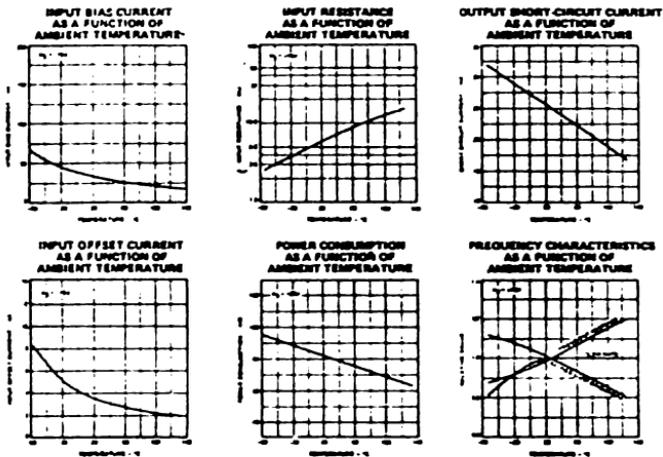
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



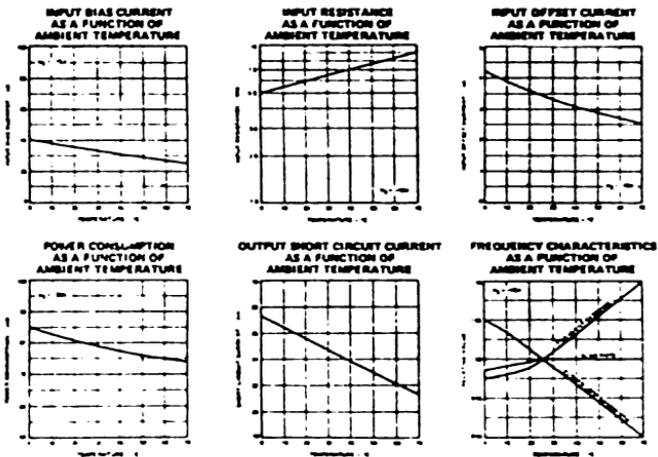
TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu A741A$, $\mu A741$, $\mu A741E$ AND $\mu A741C$



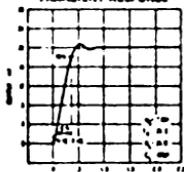
TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu A341A$ AND $\mu A741$



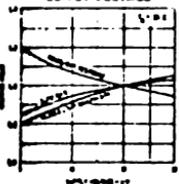
TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu A741E$ AND $\mu A741C$



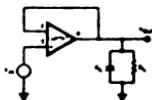
TRANSIENT RESPONSE



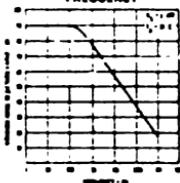
FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



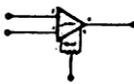
TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT



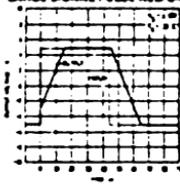
COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



VOLTAGE OF PSET NULL CIRCUIT

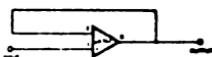


VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



TYPICAL APPLICATIONS

UNITY-GAIN VOLTAGE FOLLOWER



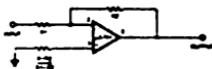
$R_{12} = 400 \text{ k}\Omega$
 $C_{12} = 1 \text{ pF}$
 $R_{OUT} < < 1 \Omega$
 S.W. = 1 MHz

NON-INVERTING AMPLIFIER



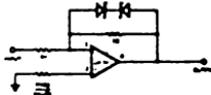
GAIN	R1	R2	S.W.	R_{12}
10	1 k Ω	9 k Ω	100 kHz	400 k Ω
100	100 Ω	99 k Ω	10 kHz	200 k Ω
1000	100 Ω	999 k Ω	1 kHz	80 k Ω

INVERTING AMPLIFIER



	R1	R2	S.W.	R_{12}
1	10 k Ω	10 k Ω	1 MHz	10 k Ω
10	1 k Ω	10 k Ω	100 kHz	1 k Ω
100	1 k Ω	100 k Ω	10 kHz	1 k Ω
1000	100 Ω	100 k Ω	1 kHz	100 Ω

CLIPPING AMPLIFIER

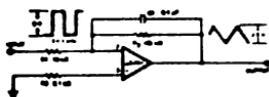


$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R2}{R1} \quad | \quad V_{OUT} < V_Z + 0.7V$$

where V_Z = Zener breakdown voltage

TYPICAL

SIMPLE INTEGRATOR



$$E_{OUT} = - \frac{1}{R_1 C_1} \int E_{IN} dt$$

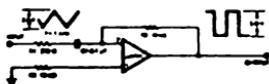
LOW DRIFT LOW NOISE AMPLIFIER



Voltage Gain = 10^3
 Input Offset Voltage Drift = $0.8 \mu V/^\circ C$
 Input Offset Current Drift = $2.8 \mu A/^\circ C$

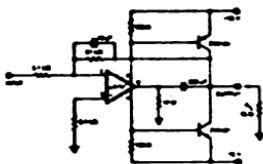
(Cont'd)

SIMPLE DIFFERENTIATOR

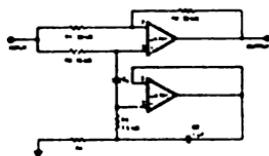


$$E_{OUT} = - R_1 C_1 \frac{dE_{IN}}{dt}$$

HIGH SLEW RATE POWER AMPLIFIER



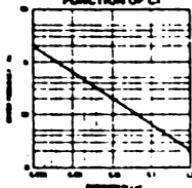
NOTCH FILTER USING THE $\mu A741$ AS A QUADRATOR



Then R_3 such that

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{2 R_4}$$

NOTCH FREQUENCY AS A FUNCTION OF C_1



mienda el fabricante que sea operado el elemento. Excediendo los rangos máximos pueden llevar a la destrucción inmediata del elemento. Las características eléctricas dan más detalles acerca del elemento, se hace funcionar bajo condiciones de operación típicas de temperatura, - voltaje de alimentación, carga, etc. Estas especificaciones pueden ser definidas en términos de ciertos límites mínimos o máximos dependiendo del parámetro, un valor típico es también dado en muchos casos. En adición a estos datos se proporciona el dato suplementario en - forma de grafica y circuitos.

VALORES ABSOLUTOS MAXIMOS

VOLTAJE DE ALIMENTACION ($\pm V$).

Es el voltaje máximo positivo y negativo que puede soportar un amp-op.

POTENCIA DISIPADA (P_d).

Es la potencia máxima que el amp-op. es capaz de disipar a una temperatura especificada.

VOLTAJE DE ENTRADA DIFERENCIAL (V_{di}).

Es el voltaje máximo que puede ser aplicado através de las entradas (+) y (-).

VOLTAJE DE ENTRADA A MODO COMUN (V_{icm}).

El voltaje máximo que puede ser aplicado simultáneamente a ambas entradas. En general este voltaje es igual al del voltaje de alimentación.

RANGO DE TEMPERATURA.

Es el rango de temperatura para la cual el amp-op operará dentro de las especificaciones del fabricante.

DURACION DE CORTO CIRCUITO EN LA SALIDA.

Es la duración de tiempo en que la salida puede ser corto circuito a tierra o ambas fuentes de voltaje.

TEMPERATURA DE CONDUCCION.

La temperatura de conducción es la que el elemento -

¡ durante el proceso de soldar por un tiempo de
w segundos.

separará durante el proceso de soldar por un tiempo de 60 segundos.

CARACTERISTICAS ELECTRICAS

Las características eléctricas de un amp-op proporcionan más detalles del funcionamiento para definir el límite de su comportamiento, usualmente en términos de malla abierta. Un elemento es generalmente caracterizado por un rango de límites de funcionamiento. Estos límites son definidos bajo condiciones de temperatura ambiente y voltaje de alimentación. Algunas más son especificadas en detalles con medición individuales, por ejemplo: resistencias de la fuente, frecuencia, carga, rango de temperatura, etc. Los valores típicos de funcionamiento son frecuentemente acompañadas por un límite mínimo y un límite máximo, algunas veces es dado un valor típico.

1.- PARAMETROS DE ENTRADA.

VOLTAJE DE ENTRADA OFFSET (V_{io}).

Es el voltaje de entrada que debe aplicarse a través de las terminales de entrada para obtener a la salida un voltaje de cero volts.

COEFICIENTE DE VARIACION DEL VOLTAJE DE ENTRADA OFFSET (V_{io}/T).

Es la relación de cambio en el voltaje offset a un cambio de la temperatura del circuito para un voltaje de salida constante.

CORRIENTE DE ENTRADA OFFSET (I_{io}).

Es la diferencia de las corrientes que entran a las terminales de entrada con la salida a cero volts.

COEFICIENTE DE VARIACION DE LA CORRIENTE OFFSET (I_{io}/T).

Es la relación de cambio de la corriente offset a un cambio en la temperatura del circuito para una salida de voltaje constante.

CORRIENTE DE ENTRADA DE POLARIZACION.

Es la corriente promedio que fluye dentro de ambas entradas.

COEFICIENTE DE VARIACION DE LA CORRIENTE DE POLARIZACION

Es la relación de cambio de la corriente de polarización a un cambio de la temperatura del circuito.

VOLTAJE DE ENTRADA (V_{cm}).

Es el voltaje de entrada a modo común.

RESISTENCIA DE ENTRADA (R_{in}).

Es la resistencia entre ambas terminales de entrada con una referida a tierra.

CAPACITANCIA DE ENTRADA (C_{in}).

Es la capacitancia entre ambas terminales de entrada con una referida a tierra.

RELACION DE RECHAZO A MODO COMUN (CMRR).

Es la habilidad del amp-op a rechazar señales que son simultaneamente aplicadas en ambas entradas. Relaciona la ganancia diferencial de malla abierta y la ganancia de modo común de malla abierta.

RELACION DE RECHAZO DE VOLTAJE DE ALIMENTACION (PSRR).

Es la relación de cambio del voltaje de entrada offset a un cambio en la fuente de alimentación, con las fuentes variando simétricamente.

2.- PARAMETROS DE SALIDA.

RESISTENCIA DE SALIDA.

Es la resistencia entre la salida y tierra.

CORRIENTE DE CORTO CIRCUITO A LA SALIDA (I_{sc}).

Es la máxima corriente que puede suministrar el amp-op con la salida en corto circuito a tierra o ambas fuentes.

MAXIMO VOLTAJE DE SALIDA (V_{smax}).

Depende de la carga resistiva, es el máximo voltaje de pico a pico que el amp-op puede suministrar sin que se corte o se sature.

FRECUENCIA DE GANANCIA UNITARIA (0 db).

Es la frecuencia cuando la ganancia es uno (0 db).

PARAMETROS DINAMICOS.

Ganancia de malla abierta. Es la ganancia entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada sin realimentación externa.

GANANCIA DE VOLTAJE A SEÑALES GRANDES.

Es la relación del voltaje máximo de salida a el cambio del voltaje de entrada requerida para manejar la salida desde cero a un voltaje especificado.

SLEW RATE (SR).

Este parametro relaciona el ancho de banda y el amp-op a plena carga. Cuando un amp-op es manejado a alta frecuencia senoidal, su salida parece ser una onda triangular es el slew rate.

TIEMPO DE LEVANTAMIENTO.

Es el tiempo requerido para que el voltaje de salida pase del 100% al 90% de su valor final.

CAPITULO III

ERRORES INTRODUCIDOS EN CIRCUITOS CON AMP-OP DEBIDO A LOS PARAMETROS REALES DEL AMP-OP

Hasta ahora hemos considerado los parámetros ideales del amp-op para el análisis de circuitos. De estos circuitos observamos que la ganancia de malla cerrada de cada circuito A_{vf} está en función de elementos externos al amp-op. En esta sección se analizará el efecto que tiene cada parámetro real en el funcionamiento del circuito, para mejor entendimiento de cada parámetro y su efecto. Se asumirá que el amp-op es ideal excepto para el parámetro que se está estudiando.

ERROR DEBIDO A LA GANANCIA DE MALLA ABIERTA FINITA

La ganancia de malla abierta A_{id} es uno de los factores de error que afectan la ganancia de malla cerrada A_{vf} . Usualmente la ganancia de c.d. y baja frecuencia de c.d. es grande 90db ó 3.2×10^4 v/v para amp-op de uso general y 140db ó 1×10^7 v/v para amp-op de precisión.

En la fig. 3.1 se ilustra un amplificador inversor.

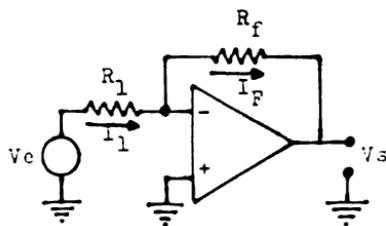


fig. 3.1

Las ecuaciones de malla de entrada y salida son:

Malla de entrada:

$$V_e = R_1 I_1 + V_{id} \text{ ----- } 3.1$$

Malla de salida:

$$0 = -V_{id} + I_f R_f + V_s \text{ ----- } 3.2$$

Recordando que todos los otros parametros son ideales excepto A_{vd} entonces:

$$R_{in} \rightarrow \infty \text{ por lo tanto } I_1 = I_f \text{ ----- } 3.3$$

$$V_{id} = -\frac{V_s}{A_{vd}} \text{ ----- } 3.4$$

Sustituyendo la ecuación 3.4 en 3.1 y en 3.2

$$V_e = R_1 I_1 - \frac{V_s}{A_{vd}}$$

$$I_1 = \frac{V_e + \frac{V_s}{A_{vd}}}{R_1} \text{ ----- } 3.5$$

$$0 = \frac{V_s}{A_{vd}} + I_f R_f + V_s$$

$$I_f = -\left(1 + \frac{1}{A_{vd}}\right) \frac{V_s}{R_f} \text{ ----- } 3.6$$

Sustituyendo las ecuaciones 3.5 y 3.6 en 3.3 obtenemos:

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{\frac{R_f}{R_1}}{\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{1}{A_{vd}} + 1} \text{ ----- } 3.7$$

siguiendo el mismo procedimiento para el amplificador no inversor fig. 3.2.

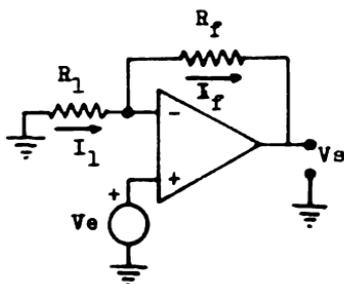


fig. 3.2

Las ecuaciones de malla de entrada y salida son:

Malla de entrada:

$$-V_e = -V_{id} + R_1 I_1 \quad \text{-----} \quad 3.8$$

Malla de salida:

$$V_e = V_{id} + I_f R_f + V_s \quad \text{-----} \quad 3.9$$

$$\text{Si } R_{in} \rightarrow \infty \text{ entonces } I_1 = I_f \quad \text{-----} \quad 3.10$$

$$V_{id} = \frac{V_s}{A_{id}} \quad \text{-----} \quad 3.11$$

V_{id} es positivo ahora porque se aplica a la entrada positiva la señal.

Despejando las corrientes de 3.8 y 3.9 y sustituyendo en 3.10 obtenemos:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{1}{A_{id}}\right) + 1} \quad \text{-----} \quad 3.12$$

Analizando las ecuaciones 3.7 y 3.12 se observa que ambas ecuaciones tienen la componente de ganancia de ma-

lla cerrada ideal y un factor $(1 + \frac{R_f}{R_1}) \frac{1}{A_{id}}$, entonces - la ganancia de malla cerrada considerando el efecto de - ganancia de malla abierta del amp-op, podemos generalizarla como:

$$\frac{V_s}{V_o} = \frac{\text{ganancia de malla cerrada ideal}}{(1 + \frac{R_f}{R_1})(\frac{1}{A_{id}}) + 1} \quad \text{--- 3.13}$$

En conclusión el factor de error debido a la ganancia de malla abierta es simplemente $(1 + \frac{R_f}{R_1}) \frac{1}{A_{id}}$.

A la relación $(1 + \frac{R_f}{R_1})$ se le conoce como ganancia de ruido porque influye en todos los parámetros reales - del amp-op produciendo errores en el voltaje de salida.

ERROR DEBIDO A LA IMPEDANCIA DE ENTRADA

Otro factor que tiene efecto sobre la ganancia de malla cerrada de circuitos con amp-op, es la impedancia de entrada. La impedancia de entrada es la resistencia que se ve a la entrada del amp-op, su representación esquemática es como se ilustra en la fig. 3.3. Se representa como una resistencia en paralelo con un amp-op ideal.

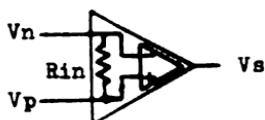


fig. 3.3

En el capítulo 1 vimos que si R_{in} tiende a infinito entonces la corriente de entrada al amp-op tiende a cero y se supuso que $I_1 = I_f$. Veamos cual es el efecto de la resistencia de entrada del amp-op en la ganancia de voltaje de malla cerrada. Considerando el amplificador de la fig. 3.4

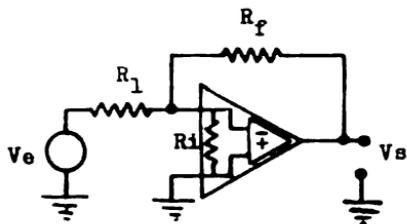


fig. 3.4

Simplificando el circuito de la fig. 3.4, aplicando el teorema de norton a la fuente de voltaje de entrada, fig. 3.5.

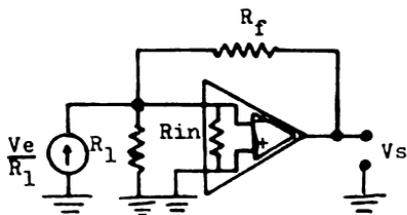
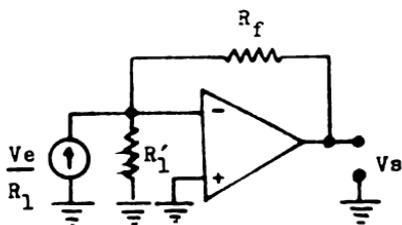
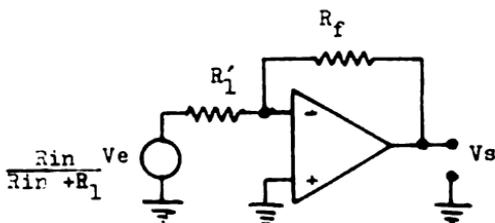


fig. 3.5

La resistencia R_1 esta en paralelo con la resistencia R_{in} de entrada del amp-op. Podemos simplificar más el circuito, fig. 3.6a.



(a)



(b)

$$R'_1 = \frac{R_1 R_{in}}{R_1 + R_{in}}$$

fig. 3.6

En la fig. 3.6a se aplica el teorema de thevenin a la fuente de corriente y obtenemos el amplificador inversor, considerando la resistencia R_{in} como un parámetro - externo, teniendo nuevamente un amp-op ideal fig. 3.6b. Haciendo el analisis de malla.

Malla de entrada:

$$\frac{R_{in}}{R_{in} + R_1} V_e = \frac{R_{in} R_1}{R_{in} + R_1} I'_1 + V_{id} \quad \text{--- 3.14}$$

Malla de salida:

$$0 = -V_{id} + R_f I_f + V_s \quad \text{-----} \quad 3.15$$

$$V_{id} = -\frac{V_s}{A_{id}}$$

Considerando que I_1 e I_f son iguales

despejando las corrientes I_1 e I_f de 3.14 y 3.15 e igualandolas, obtenemos:

$$\frac{V_s}{V_o} = \frac{-\frac{R_f}{R_1}}{\left[1 + \frac{R_f}{R_{in} R_1}\right] \left[\frac{1}{A_{id}}\right] + 1} \quad \text{---} \quad 3.16$$

Comparando estas ecuaciones 3.16 y 3.13, tenemos - que la diferencia es la ganancia de ruido, que aparte de los elementos externos R_1 y R_f , la resistencia R_{in} del amp-op es incluida. Esto reduce la ganancia de malla cerrada.

$$\text{Ganancia de ruido} = 1 + \frac{R_f}{R_{in} R_1} \quad \text{---} \quad 3.17$$

En el amplificador no inversor se ve que también la impedancia de entrada y la resistencia R_1 están en paralelo, entonces la ganancia de ruido es igual al del amp-op inversor fig. 3.7

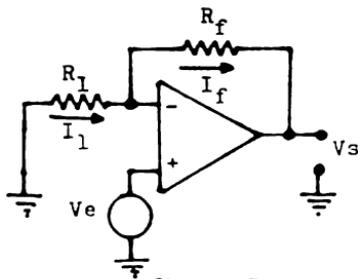


fig. 3.7

RELACION DE RECHAZO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION (PSRR)

Este parámetro es definido como la relación de un - cambio en el voltaje de entrada offset a un cambio en la fuente de voltaje de alimentación.

$$PSRR = \frac{V_{io}}{V_s} \text{ ----- } 3.18$$

Donde V_s es el voltaje ripple en ambas terminales de alimentación y el voltaje de entrada offset V_{io} es un equivalente de c.a. rms.

Para determinar el efecto de PSRR en el amplifica-- dor inversor o en el no inversor utilizaremos la siguien te ecuación.

$$V_{so} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) V_{io} \text{ ----- } 3.19$$

Combinando las ecuaciones obtenemos el voltaje ri-- pple a la salida del amp-op.

$$V_{sorms} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) V_{orms} \times PSRR \text{ --- } 3.20$$

EQUIVALENTE DE RUIDO

En los amps-ops es deseable que la salida aparezca - sin ruido. Sin embargo, en la práctica la señal de entrada adiciona componentes de ruido. Este ruido es casi casual en su naturaleza, el ruido se representa como dos fuentes de ruido, voltaje de entrada de ruido y corriente de entrada de ruido, como se muestra en la fig. 3.8.

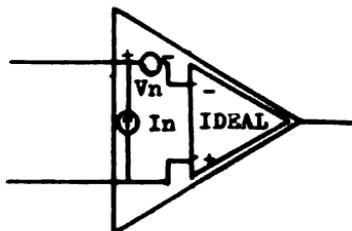


fig. 3.8

Las unidades que se utilizan son:

Volts/ $\sqrt{\text{HZ rms}}$

Amperes/ $\sqrt{\text{HZ rms}}$

Volts²/HZ rms

Amperes²/HZ rms

Para el calculo del voltaje de salida producido por el ruido utilizaremos el circuito de la fig. 3.9.

El voltaje de salida producido por el equivalente de voltaje de ruido es:

$$V_{svr} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) V_n \text{ ----- } 3.21$$

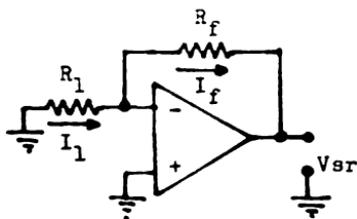


fig. 3.9

Y el voltaje de salida causado por el equivalente - de corriente de ruido es:

$$V_{sr} = R_f I_n \text{ ----- } 3.22$$

Las ecuaciones 3.21 y 3.22 por ser voltajes eficaces no se pueden sumar algebraicamente para calcular el voltaje de salida total. Entonces el voltaje de salida total es:

$$V_{sr} = \sqrt{V_{svr}^2 + V_{sir}^2}$$

RELACION DE RECHAZO A MODO COMUN (CMRR)

En el amp-op ideal cuando se aplican voltajes iguales en sus entradas, el voltaje a la salida debe ser cero volts, sin embargo en la práctica aparece un pequeño voltaje a la salida del amp-op y la ganancia a modo común es:

$$A_{cm} = \frac{V_s}{V_{icm}}$$

En la fig. 3.10 se ilustra al amp-op con un voltaje común a sus entradas.

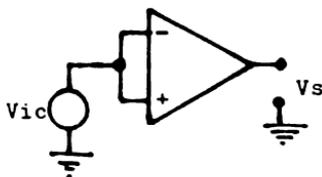


fig. 3.10

Al parámetro que mide cuanto voltaje a modo común es rechazado se llama relación de rechazo a modo común y se define como:

$$CMRR = \frac{A_{id}}{A_{cm}} \frac{v}{v} \text{ ----- } 3.23$$

El CMRR es expresado en v/v o db.

Si el CMRR es expresado en db.

$$CMRR (db) = 20 \times \log \frac{A_{id}}{A_{cm}} \text{ ----- } 3.24$$

RELACION DE GANANCIA Y FRECUENCIA

El amp-op como ya hemos visto no tiene ganancia de malla abierta infinita. La respuesta de frecuencia tampoco es infinita, esto se debe a las capacitancias internas entre las bases, colectores y emisores que se forman en los transistores que integran el amp-op. En la fig.- 3.11 se ilustra la gráfica de ganancia de malla abierta del amp-op 741 en función de la frecuencia.

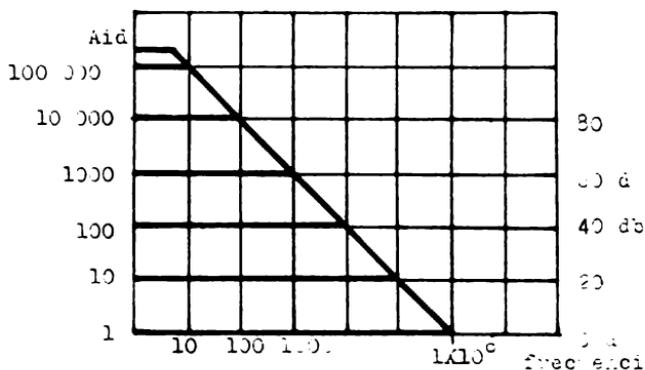


fig. 3.11

Analizando la gráfica de la fig. 3.11 vemos que la ganancia de malla abierta a muy bajas frecuencias es constante, y empieza a decender a razón de 20 db/década, Continua decreciendo, hasta que la ganancia es unitaria ó 0 db: En este punto a la frecuencia se le conoce como frecuencia unitaria f_t .

Ahora si disminuimos la ganancia aumentamos el ancho de banda (esto se logra realimentando el amp-op) -

entonces el ancho de banda es inversamente proporcional a la ganancia multiplicada por una constante, a esta constante se le conoce como producto de ganancia-ancho de banda y se define como:

$$GBP = A_{id} BW \text{ ----- } 3.25$$

El producto de ganancia-ancho de banda se calcula cuando la ganancia es de 1 ó 0 db y se multiplica por el ancho de banda.

Este producto de ganancia-ancho de banda es muy importante porque nos ayuda a conocer el ancho de banda aproximadamente a diferentes ganancias. Por ejemplo, si deseamos conocer el ancho de banda de un 741 a ganancias de 10, 20, 50 y 70.

De la fig. 3.11 a ganancia unitaria tenemos un ancho de banda de 1 MHz entonces el GBP es:

$$GBP = A_{id} BW = (1)(1 \text{ MHz})$$

A ganancia de 10 BW es:

$$BW = \frac{1 \text{ MHz}}{10} = 10^5 \text{ Hz } \text{ ó } 100 \text{ KHz}$$

A ganancia de 20 BW es:

$$BW = \frac{1 \text{ MHz}}{20} = 50 \text{ KHz}$$

A ganancia de 50 BW es:

$$BW = \frac{1 \text{ MHz}}{50} = 20 \text{ KHz}$$

A ganancia de 70 BW es:

$$BW = \frac{1\text{MHz}}{70} = 14.285\text{Hz}$$

Como podemos ver es muy sencillo conocer el ancho de banda a diferentes ganancias, esto se puede hacer graficamente.

Graficamente, el ancho de banda es el punto en donde se intercepta la ganancia de malla cerrada con la curva de malla abierta como se muestra en la fig. 3.11.

TIEMPO DE LEVANTAMIENTO (tr)

Es el tiempo que se toma la señal de salida en ir del 10% al 90% de su valor final, el tiempo de levantamiento esta relacionado con el ancho de banda.

$$BW = \frac{0.35}{tr} \text{ ----- } 3.26$$

DEFASAMIENTO EN LOS AMP-OP

Hemos visto que en el amp-op existirá un defasamiento entre la señal de entrada y la de salida cuando la señal se aplica en la entrada inversora, el defasamiento es de 180° . Ahora la señal de entrada no será defasada a la salida si la señal es aplicada a la entrada no inversora. Sin embargo esto es solo teórico, porque en la práctica no será 180° el defasamiento cuando la señal se aplica en la entrada inversora y existirá un defasamiento cuando se aplica a la no inversora. Este defasamiento es más notorio cuando la señal se aumenta en frecuencia. La causa de esto es la existencia de las capacitancias internas de los transistores que forman el amp-op. A causa del defasamiento y la realimentación negativa se producen oscilaciones en el circuito con amp-op, la manera de eliminar estos defasamientos es compensar el amp-op adicionando uno o más componentes al amp-op que por lo regular es un capacitor.

EFFECTO DEBIDO AL SLEW RATE

Cuando se aplica una señal a la entrada del amp-op, a frecuencias altas hay una máxima velocidad en la cual el voltaje de salida va de un voltaje máximo a un voltaje mínimo y viceversa distorsionando la señal y tomando la forma de una señal triangular fig.12

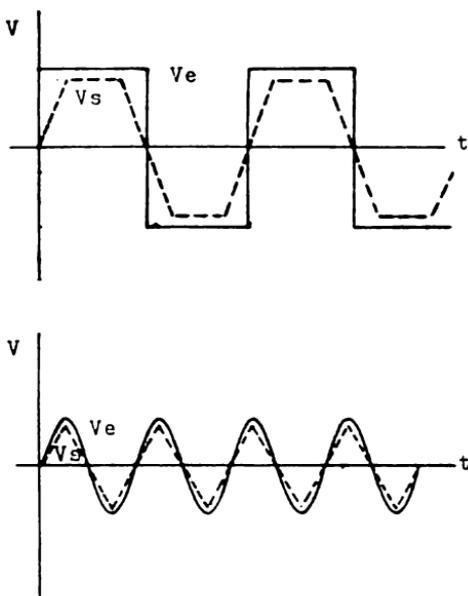


fig. 12

A esta relación máxima de cambio en el voltaje de salida es llamado SLEW RATE. Este factor se debe a la capacitancia de compensación de fase interna o externa -

del amp-op de uso común, este capacitor se encuentra entre las etapas de entrada e intermedia. Como la corriente disponible para el amplificador diferencial es pequeña la carga y descarga del capacitor no es la adecuada, provocando el SLEW RATE y se define con la siguiente ecuación.

$$SR = \frac{AV}{At} = \frac{1}{C} \text{ ----- } 3.27$$

Entonces el capacitor de compensación ayuda a eliminar las oscilaciones en los circuitos con amp-op, pero también provoca que disminuya el ancho de banda de un amp-op. Con el SLEW RATE existira el ancho de banda de potencia (Power bandwidth o full bandwidth), que es el ancho de banda real del amp-op. Y se obtiene calculando la pendiente de una señal de entrada.

$$V_e = V_p \sin 2\pi ft$$

$$\text{La pendiente es: } m = \frac{dv}{dt} = SR \text{ ----- } 3.28$$

$$SR = 2\pi f V_p \cos 2\pi ft$$

Para máximo SR ocurre cuando $t = 0$

$$SR = 2\pi f_p V_p \text{ ----- } 3.29$$

Entonces el ancho de banda del amp-op considerando el SLEW RATE es:

$$f_p = \frac{SR}{2\pi V_p}$$

ERROR DEBIDO A LA RESISTENCIA DE SALIDA

La resistencia de salida en la práctica también contribuyen con una disminución en la ganancia de malla cerrada. El amp-op con resistencia de salida R_o es modelado como un amp-op ideal con una fuente de voltaje en serie con la resistencia de salida R_o fig. 3.14

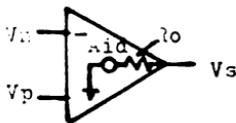


fig. 3.14

Veamos cual es el efecto de la impedancia de salida sobre la ganancia de malla cerrada en el amplificador inversor fig. 3.15

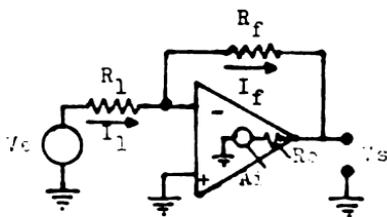


fig. 3.15

Las mallas de salida y entrada son:

Malla de entrada:

$$V_e = R_1 I_1 + V_{id} \text{ ----- } 3.30$$

Malla de salida:

$$0 = -V_{id} + R_f I_f + V_s \text{ ----- } 3.31$$

El voltaje de salida considerando R_o y A_{id} .

$$V_s = R_o I_f - A_{id} V_{id} \text{ ----- } 3.32$$

Despejando la corriente de realimentación I_f de las ecuaciones 3.31 y 3.32, y como A_{id} es finita tenemos que V_{id} es.

$$V_{id} = - \frac{R_o + R_f}{R_f + \frac{R_o}{A_{id}}} \frac{V_s}{A_{id}} \text{ ----- } 3.33$$

Como $R_f \frac{R_o}{A_{id}}$ la ecuación 3.33 se simplifica a:

$$V_{id} = - \frac{R_o + R_f}{R_f} \frac{V_s}{A_{id}} \text{ ----- } 3.34$$

Si $R_{in} \rightarrow \infty$ entonces $I_f = I_1$, por lo tanto despejando las corrientes de las ecuaciones 3.30 y 3.31, y sustituyendo V_{id} en ambas ecuaciones tenemos la ganancia de malla cerrada con el efecto producido por la resistencia de salida R_o

$$A_{Vf} = \frac{- \frac{R_f}{R_1}}{1 + \left[\frac{1}{A_{id}} \right] \left[\frac{R_f}{R_1} + 1 \right] \left[\frac{R_o}{R_f} + 1 \right]} \text{ -- } 3.35$$

Siguiendo el mismo procedimiento para el amplificador no inversor tenemos que la ganancia de malla cerrada es.

$$A_{v_f} = \frac{1 + \frac{R_f}{R_1}}{1 + \left[\frac{1}{A_{id}} \right] \left[\frac{R_f}{R_1} + 1 \right] \left[\frac{R_o}{R_f} + 1 \right]} \quad - \quad 3.36$$

Analizando las ecuaciones 3.34 y 3.35 vemos que el factor de error es más grande.

EFFECTOS EN EL VOLTAJE DE SALIDA PRODUCIDOS POR V_{io} , I_b e I_{io}

Los amp-op tienen un amplificador diferencial a su entrada, sus dos transistores se trata de hacerlos iguales pero no se puede existiendo pequeñas diferencias, provocando que se desbalance el amplificador diferencial y aparezcan corrientes y voltajes de polarización en las bases de los transistores cuando no se aplica voltaje a la entrada del amp-op, fig. 3.16

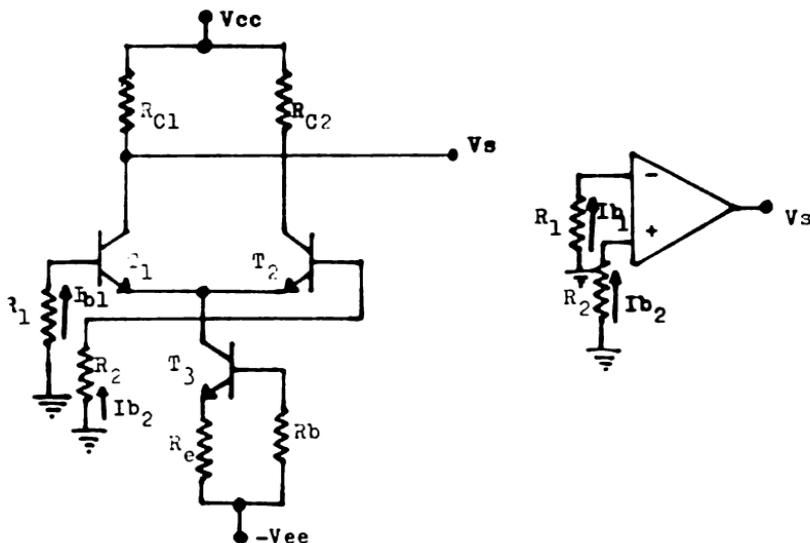


fig. 3.16

El voltaje que aparece entre las dos bases se conoce como voltaje de entrada offset y las corrientes son llamadas corrientes de polarización entrada inversora

I_{b1} y no inversora I_{b2} .

La corriente de entrada de polarización es definida como el promedio de las corrientes de entrada I_{b1} e I_{b2} .

$$I_b = \frac{I_{b1} + I_{b2}}{2} \text{ ----- 3.37}$$

El voltaje de entrada offset se representa como una fuente de voltaje en serie con cualquiera de sus entradas. La polaridad del voltaje offset puede ser negativo o positivo fig. 3.17a, las corrientes de polarización de entrada pueden ser representadas de dos maneras, como dos fuentes de corriente en cada entrada fig. 3.17b como dos corrientes que entran al amp-op fig. 3.17c.

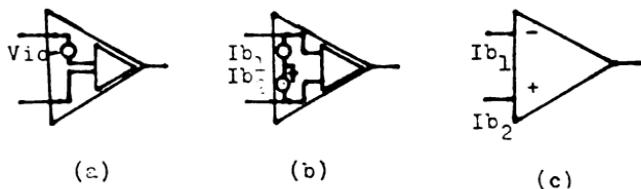


fig. 3.17

Para determinar el efecto V_{io} e I_b , consideremos el circuito de la fig. 3.18c, este circuito es equivalente para los amplificadores inversor y no inversor haciendo su voltaje de entrada V_e igual a cero fig. 3.18a y 3.18b

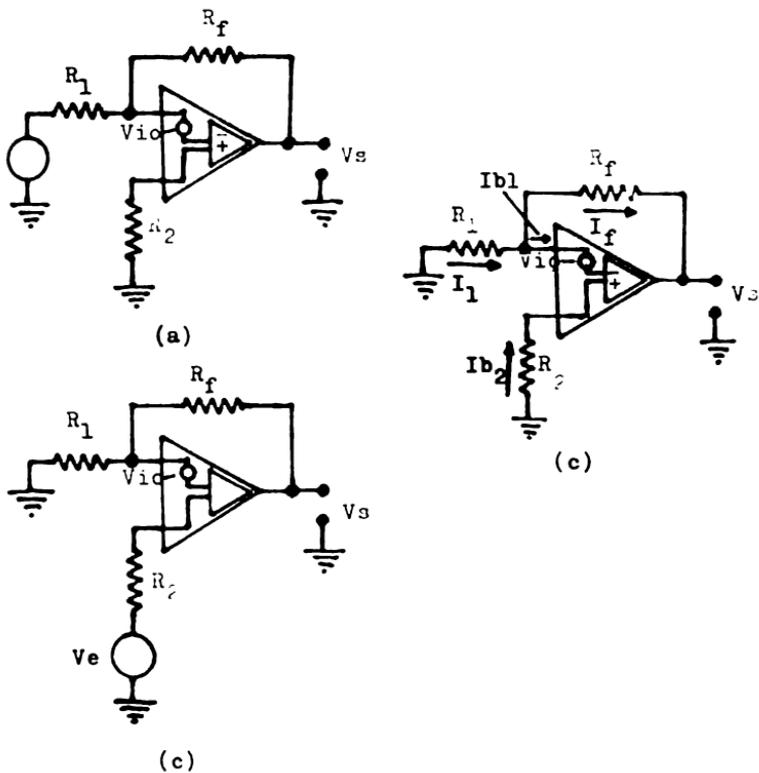


fig. 3.18

Las mallas de entrada y salida son:

Malla de entrada:

$$0 = R_1 I_{b1} - V_{io} + V_{id} - I_{b2} R_2 \quad \text{--- 3.38}$$

Malla de salida:

$$0 = I_{b1} R_1 + V_{io} + V_{id} + R_f I_f + V_s \quad \text{--- 3.39}$$

Si $A_{id} \rightarrow \infty$ el voltaje $V_{id} = \frac{V_s}{A_{id}} = \frac{V_s}{\infty} = 0$

$$R_{in} \neq 0 \quad I_f = I_1 - I_{b1} \quad \text{----- 3.40}$$

Substituyendo la ecuación 3.38 en 3.39 y acomodando parametros nos queda:

$$V_{so} = V_{io} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) + I_{b1} R_f -$$

$$\left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) R_2 I_{b2} \quad \text{----- 3.41}$$

Si hacemos R_2 igual al paralelo de R_f y R_1 .

$$V_{so} = V_{io} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) + I_{b1} R_f -$$

$$I_{b2} R_f \quad \text{----- 3.42}$$

El error debido a las corrientes de polarización es reducido a la diferencia de ambas corrientes, esta diferencia es conocida como corriente de entrada offset.

$$I_{io} = I_{b1} - I_{b2} \quad \text{----- 3.43}$$

Al voltaje de salida se le conoce como voltaje de salida offset.

$$V_{so} = V_{io} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) + I_{io} R_f \quad \text{--- 3.44}$$

El efecto que produce el voltaje de salida offset en la señal de salida cuando se aplica voltaje a la entrada del circuito con amp-op (inverting, no inverting, -

diferencial, etc.), voltajes incorrectos cuando se usa c.d. y distorsión en la señal cuando es c.a. fig. 3.19.

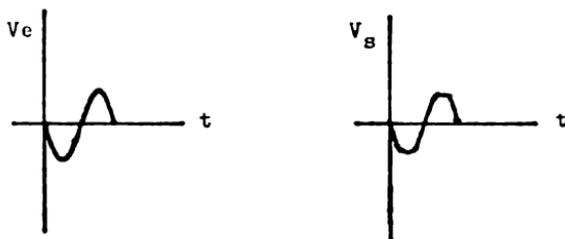


fig. 3.19

VARIACION DEL VOLTAJE DE ENTRADA OFFSET Y LA CORRIENTE DE ENTRADA OFFSET

Los cambios de temperatura sobre el amp-op alteran el estado de balance en la etapa de entrada induciéndose una variación en el voltaje de entrada offset y corriente de entrada offset, produciéndose también una variación en el voltaje de salida offset.

$$V_{30} = V_{10} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) + I_{10} R_f \quad \text{--- 3.45}$$

No existe técnica para nulificar o cancelar la variación del voltaje offset. Será mínima la variación a temperatura ambiente (25°C).

COMO MEDIR EL VOLTAJE DE ENTRADA OFFSET Y LAS CORRIENTES DE POLARIZACION

El circuito para medir el efecto producido por el voltaje de entrada offset y corriente de polarización se ilustra en la fig. 3.20.

El equipo que se necesita es un multímetro digital de preferencia y un picoamperímetro de 500-0-500.

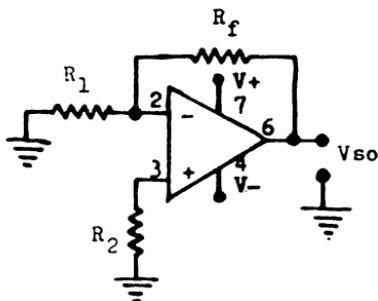


fig. 3.20

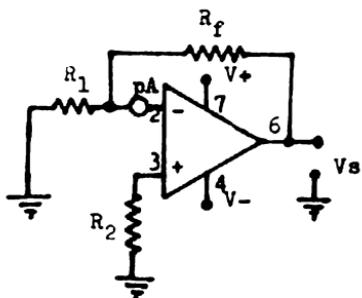
La ecuación que nos define el voltaje de salida de offset es ec. 3.44.

$$V_{so} = V_{io} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) + I_{io} R_f$$

- 1.- Con el multímetro digital mida el voltaje de salida offset.

$$V_{so} = \underline{\hspace{2cm}}$$

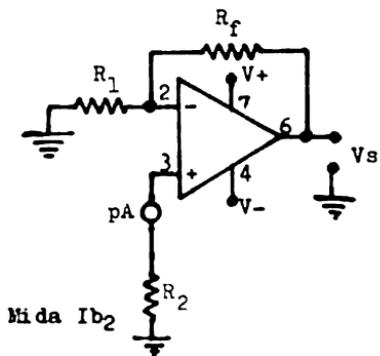
- 2.- Coloque el picoamperímetro entre la entrada inversora y \$R_1\$ y \$R_f\$



Mida la corriente I_{b1}

$$I_{b1} = \underline{\hspace{2cm}}$$

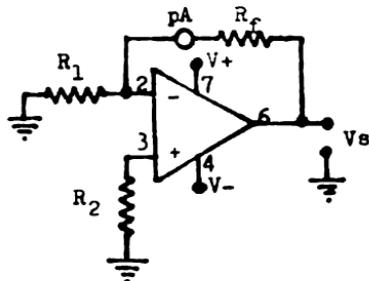
3.- Ahora conecte el picoampermetro entre la entrada no inversora y R_2 .



Mida I_{b2}

$$I_{b2} = \underline{\hspace{2cm}}$$

4.- Conecte el picoamperímetro en serie entre la entrada inversora y R_f .



Mida I_{io}

$I_{io} = \underline{\hspace{2cm}}$

5.- Despeje de la ecuación 3.44 V_{io} y sustituya los resultados de V_{so} e I_{io}

$V_{io} = \underline{\hspace{2cm}}$

Compare todos sus resultados con la hoja de datos o el manual del 741.

COMO MEDIR LA IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL AMR-OP

El circuito para medir la impedancia de entrada se ilustra en la fig. 3.21

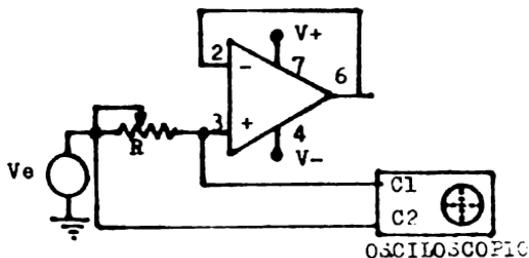


fig. 3.21

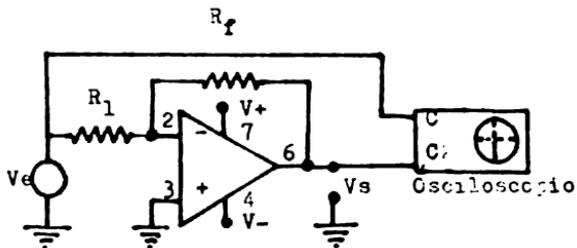
$$R_{i1} = R, \text{ cuando } V_i' = \frac{1}{2} V_i$$

- 1.- Ajustando el generador de funciones en señal senoidal con una amplitud pico a pico de 1 V_{pp} a -- 10 KHz.
- 2.- Ajuste el potenciómetro R hasta que se tenga en la entrada no inversora un voltaje de la mitad de V_e.
- 3.- Desconecte el potenciómetro R y mida la resistencia.

$$R_i = R = \underline{\hspace{2cm}}$$

Vea su manual si esta en el rango.

COMO MEDIR EL SLEW RATE



- 1.- Ponga el generador de función para obtener una señal cuadrada, ajuste esta señal a 5 Vpp y 10 KHz.
- 2.- Mida el voltaje pico a pico a la salida del amp--op.

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

- 3.- Mida el tiempo para máximo voltaje a la salida - del amp-op.

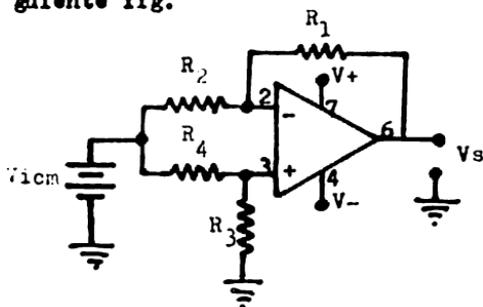
$$At = \underline{\hspace{2cm}}$$

- 4.- De las mediciones hechas en 3 y 4 calcule el slew rate AV / At .

$$SR = \underline{\hspace{2cm}} \text{ V}/\mu\text{seg.}$$

COMO MEDIR EL CMRR

El circuito para medir el CMRR se ilustra en la siguiente fig.



Equipo:

- 1 Fuente de corriente directa Vcd.
- 1 Multímetro digital.

Ecuaciones que definen el circuito:

Ganancia diferencial del circuito:

$$A_{vf} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Ganancia a modo común:

$$A_{cm} = \frac{V_{scm}}{V_{icm}}$$

$$CMRR \text{ (db)} = 20 \log_{10} \frac{A_{vf}}{A_{cm}}$$

- 1.- Ajuste la fuente de corriente directa a 5 volts.
- 2.- Mida el voltaje de salida a modo común.

Vacu = _____

3.- Calcule la ganancia a modo común.

Acm = _____

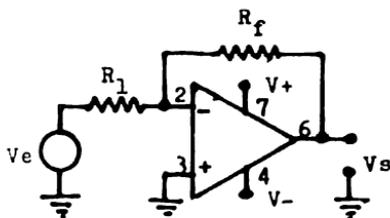
4.- Determine el CMRR.

CMRR = _____ db.

Compare este resultado con el de su manual.

COMO MEDIR EL GBP

En esta práctica primero determinaremos la respuesta de malla cerrada para calcular el GBP, se utilizará - el siguiente circuito.



Equipo:

- 1 Generador de funciones.
- 1 Osciloscopio.

Ecuaciones:

$$GBP = Av_f BW$$

$$Av_f = -\frac{R_f}{R_1}$$

- 1.- Ajuste el generador de función para obtener una - señal senoidal de 100mVpp.
- 2.- Mida el voltaje de salida a $f = 1 \text{ KHz}$.

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

- 3.- Varie la frecuencia del generador de funciones - hasta que el voltaje de salida sea 0.707 veces el voltaje de V_s a 1 KHz y anote la frecuencia.

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

Quando se cae el voltaje de salida a 0.707 V_s es - cuando ocurre

- 4.- Calcule el GBP.

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

- 5.- Sustituya R_1 de 100K por una de 10K y realice los pasos 3 y 4. Con ganancia de 10.

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

- 6.- Sustituya R_1 de 10K por una de 1K y realice - los pasos 3 y 4. Con ganancia de 100.

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

- 7.- Ahora cambie R_f de 100K por una de 1K y realice los pasos 3 y 4. Con una ganancia de 1000.

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

Todos los GBP deben ser casi iguales.

CAPITULO IV

COMO SELECCIONAR UN AMP-OP

En esta sección se explicará el procedimiento que - debe seguirse para seleccionar el amp-op adecuado para - el diseño de un circuito. Los pasos a seguir para la se - lección de un amp-op son los siguientes.

- 1.- Con que tipo de señal se va a trabajar c.a. ó c.d. o ambas.
- 2.- Conocer los parámetros críticos en el funcionamiento del amp-op.
- 3.- Costo.

Hemos considerado en primer termino el tipo de se--ñal que se va a trabajar el amp-op porque si se utiliza con c.a. se tiene que considerar ancho de banda, compen--sación de frecuencia y slew rate principalmente, enton--ces es necesario comprar un amp-op con amplio ancho de - banda, compensación de frecuencia externa para compensar a nuestro gusto y alto slew rate. Cuando se utiliza con c.d. se utiliza un amp-op con compensación de frecuencia interna.

Una vez conocido que tipo de señal se va trabajar - el amp-op es necesario determinar cuáles son los paráme--tros críticos en el funcionamiento del amp-op y cuáles - no para una aplicación determinada, por ejemplo:

En un convertidor de corriente a voltaje la ganan--cia de malla abierta y la resistencia de entrada del -

amp-op son parámetros críticos. En los comparadores el voltaje y la corriente de entrada offset son parámetros muy críticos. En los amplificadores de audio el equivalente de ruido es un parámetro bastante crítico.

Por último el costo del amp-op, este es el más importante, cabe señalar que los amp-op son más caros cuando sus características de c.a., ancho de banda, compensación de frecuencia, slew rate, settling time son mejores por lo tanto si se va usar un amp-op solamente con c.d. se puede conseguir bastante barato. Entonces se tiene que seguir el criterio de seleccionar el amp-op de más bajo costo el cual cubra los requisitos necesarios para el funcionamiento del sistema.

A continuación se proporciona como se clasifican los amp-op por el mejoramiento de algunos de sus parámetros.

Amp-op de alta impedancia de entrada:

Amp-Op	R _{in}	V _{io}	I _{io}	I _b	A _{id}	V _{cm}	CMRR	PSRR
LF155	10 ¹²	1mv	3pA	30 pA	200 $\frac{V}{mV}$	15.1v	100db	100db
LM108	70 Ω	0.7mv	0.05nA	0.8nA	110db	13.5v	100db	90db
CA3130	1.5x10 ¹²	8mv	0.5pA	5pA	110db	± 2v	90db	200 $\frac{V}{mV}$

Amp-Op con baja variación de corriente y voltaje -
offset con la temperatura:

	R_{in}	V_{io}	I_{io}	$\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}$	$\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}$	A_{id}	V_{cm}	CMRR
LF155	1×10^{12}	1mV	3pA	$3 \mu V/^{\circ}C$		$200 \frac{V}{mV}$	$\pm 15.1V$	100db
LM108A	70K	0.7mV	0.05nA	$5 \mu V/^{\circ}C$	$0.5 \frac{pA}{^{\circ}C}$	110 db	$\pm 13.5V$	100db
725	1.5K	0.5mV	2nA	$0.6 \frac{\mu V}{^{\circ}C}$	$10 \frac{pA}{^{\circ}C}$	$3000 \frac{V}{mV}$	$\pm 13.5V$	115db

Amp-Op con alto slew rate:

	R_{in}	V_{io}	I_{io}	SR	A_{id}	V_{CM}	CMRR	PSRR
LF156	1×10^{12}	7mV	3pA	$12V/\mu s$	$200 \frac{V}{mV}$	$\pm 15.1V$	100db	100dc
NR5532	300K	0.5mV	10nA	$5V/\mu s$	$100 \frac{V}{mV}$	$\pm 13V$	100db	$10^{-4} \frac{V}{V}$
LM118	3K	4mV	30nA	$70V/\mu s$	$200 \frac{V}{mV}$	$\pm 11.5V$	100db	80db
CA3130	1.5×10^{12}	8mV	0.5pA	$10V/\mu s$	110 db	$\pm 8V$	90db	$200 \frac{V}{V}$

Amp-Op con bajo consumo de potencia:

Amp-Op	Rin	Vio	Iio	Aid	Vcm	CMRR	PSRR	Pd
LM108A	70M	0.7mv	0.05nA	110db	$\pm 1.5v$	100db	96	1mw
LM124	1M	1mv	20nA	$100 \frac{V}{\mu V}$	-1.5v	85db	100db	1mw
MC3403	1M	2mv	30nA	$200 \frac{V}{\mu V}$	$\pm 1.3v$	90db	30	1mw
KR4212	1.8M	1mv	10nA	$40 \frac{V}{\mu V}$	$\pm 1.3v$	105db	10	10mw

Amp-Op de una sola fuente de alimentación:

Amp-Op	Rin	Vio	Iio	Aid	Vcm	CMRR	PSRR	+ V
LM124	1M	2mv	30nA	115db	+V-1.5v	85db	100db	4 a 32v ± 2 a $\pm 1.5v$
LM158	1.5M	2mv	5nA	100db	+V-1.5v	85db	100db	0 - 32v $\pm 1.6v$
LM10	1M		30nA	70db	+V -1v	65db	70db	4 a 36v ± 2 a $\pm 1.5v$
LM3045	1.5M	5mv	0.5nA	100db	+V -1v -V-0.5v	100db	80db	4 a 44v 2 a 22v

Amp-Op con alto voltaje de alimentación:

Amp-Op	$\pm V$	V_{io}	I_{io}	I_b	V_{CM}	$-A_{id}$	CMRR	PSRR	v_{SR}
LM143	$\pm 40v$	2 mv	1.0na	8.0 na	26 v	105 db	90 db	200 v/	
LM144	$\pm 40v$	2 mv	1.0 na	8.0 na	26 v	105 db	90 db	200 v	
AD1408	$\pm 44v$	0.8 mv	0.5 na	10 na	-15 a 11v	95 db	94 db	90 db	

Amp-Op programable:

Amp-Op	V_{io}	I_{io}	I_b	V_{CM}	$-A_{id}$	CMRR	PSRR	v_{SR}
LM146	0.5 mv	2 na	50 na	$\pm 14 v$	120 db	100 db	100 db	0.4 v
AD776	2.0 mv	0.7 na	2.0 na	$\pm 10 v$	$250 \times 10^{\frac{3V}{V}}$	90 db	25 v/v	7.1 v
XR-4202	0.8 mv	10 na	80 na	$\pm 14 v$	98 db	110 db	150 v/v	20 v

Amp-Op con corriente de salida alta:

Amp-Op	I _{sc}	V _{io}	I _{io}	I _b	V _{CM}	A _{id}	CMRR	P _d
μ13080	250 mA	± 3 mV	± 30 nA	100 nA	V _e = -1.5 V	98 dB	85 dB	1 W
A759	325 mA	1 mV	5 nA	50 nA	+ 13.5 V - V(+)	95 dB	100 dB	100 dB

Amp-Op compensados externamente:

Amp-Op	V _{io}	I _{io}	I _b	R _{in}	V _{CM}	A _{id}	CMRR	PSRR
LM101	0.7 mV	1.5 nA	30 nA	4 MΩ	± 15 V	108 dB	96 dB	96 dB
LM108	3.7 mV	0.05 nA	0.8 nA	70 MΩ	± 14 V	108 dB	100 dB	96 dB
μ709	0.6 mV	10 nA	100 nA	700 KΩ	± 8 V	60 dB	110 dB	40 dB
μ748	0.5 mV	2.0 nA	20 nA	10 MΩ	± 13 V	105 dB	95 dB	13 V/V

Amp-Op no compensados internamente:

Amp-Op	V _{io}	I _{io}	I _b	r _{in}	V _{CM}	A _{id}	CMRR	PSRR
HA741	0.8 mV	3.0 nA	30 nA	6 M	± 17 V	200 × 10 ⁵ V/V	95 dB	15 V/V
CA3140	0.8 mV	0.5 pA	10 pA	1.5 × 10 ¹²	- 15.5 + 12.5	100 dB	94 dB	80 dB
LM107	0.7 mV	1.5 nA	30 nA	4 M	± 15 V	105 dB	96 dB	96 dB
LM148	1.0 mV	4.0 nA	30 nA	2.5 M	± 12 V	98 dB	90 dB	96 dB

CAPITULO V

OPTIMIZACION DEL FUNCIONAMIENTO DE LOS AMP-OP

Una vez seleccionado el amp-op para alguna aplicación en particular es necesario mejorar su funcionamiento, esto se logra minimizando los errores debido a los parámetros reales del amp-op, se darán en esta sección algunas técnicas.

AJUSTE DEL VOLTAJE DE ENTRADA OFFSET Y LA CORRIENTE DE ENTRADA OFFSET

En algunos circuitos con amp-op es importante que exista una gran precisión en el voltaje de salida, estudiando el efecto que produce el voltaje y la corriente de entrada offset en la ecuación 3.44

$$V_{so} = V_{io} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) I_{io} R_f \quad \text{--- 3.44}$$

El voltaje de salida esta en función de las resistencias de realimentación, esto nos indica que el voltaje a la salida será grande, si R_f es grande, entonces una manera para minimizar el efecto del voltaje y la corriente de entrada offset es que R_f sea pequeña o sea que la ganancia no sea muy grande. Sin embargo es necesario que el voltaje de salida offset sea cero, entonces se aplica un voltaje en una de las entradas del amp-op de la misma magnitud pero de polaridad contraria fig. 5.1.

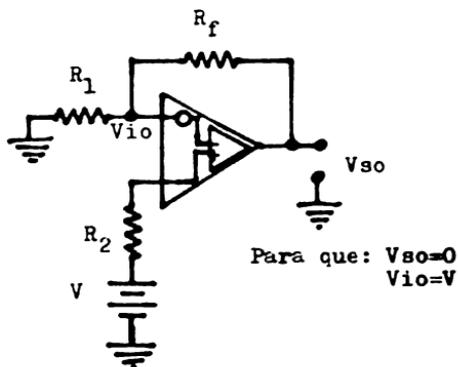


fig. 5.1

En la práctica muchos amp-op tienen terminales de ajuste de offset especial tal como se muestra en la fig 5.2.

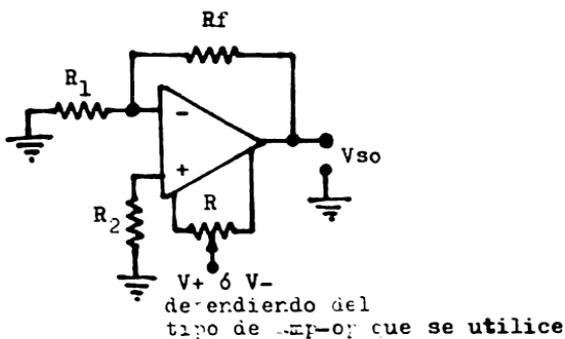


fig. 5.2

Si el amp-op no tiene terminales de offset el circuito de la fig. 5.3a se utiliza para eliminar el offset en un amplificador inversor y el circuito de la fig 5.3b se utiliza para eliminar el offset en un amplificador no inversor. Para el amplificador diferencial el circuito de la fig. 5.3c.

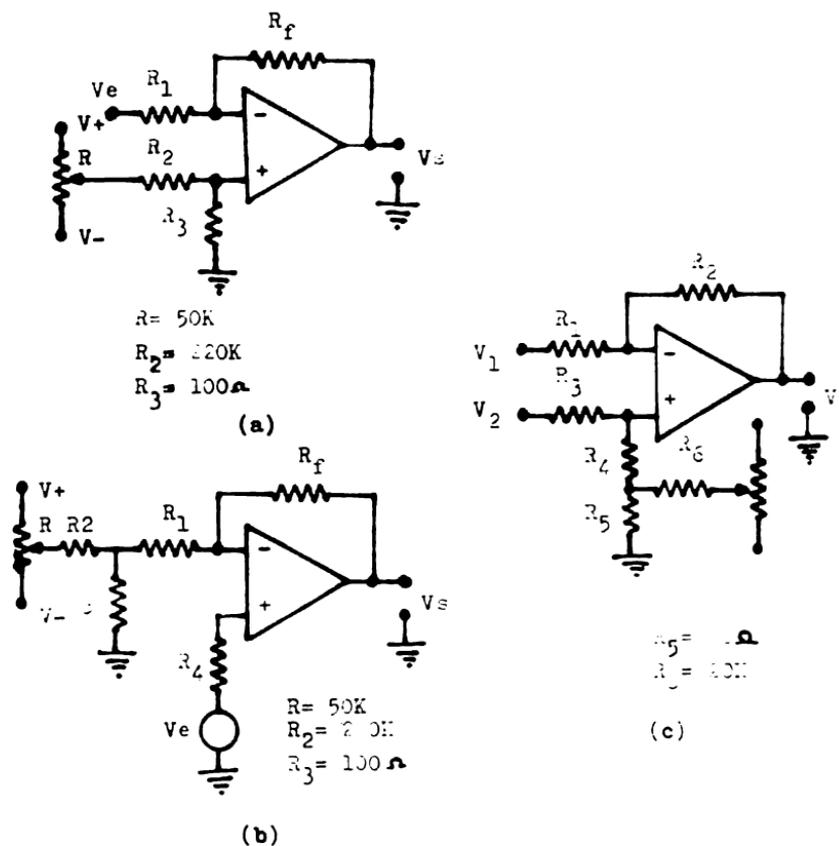


fig. 5.3

Otros parámetros que influyen en el voltaje lida offset es la relación de rechazo de la fuente de alimentación, como se vio anteriormente, el voltaje

pple de la fuente de alimentación hace que varíe el voltaje de entrada offset y por lo tanto el voltaje de salida, ecuación 3.20. Los efectos producidos por el - PSRR se pueden minimizar de la siguiente manera.

- 1.- Que el amp-op tenga un pequeño PSRR.
- 2.- Reduciendo el ripple de la fuente de alimentación
- 3.- Disminuyendo la ganancia.

COMO MINIMIZAR EL ERROR DESIDO AL RUIDO

De la ecuación

$$V_{sr} = \sqrt{V^2_{svr} + V^2_{sir}}$$

El minimo valor será cuando $V_{svr} = V_{sir}$ entonces -
tenemos que.

$$V_n \frac{R_1 + R_f}{R_1} = R_f I_n \text{ ----- } 5.1$$

Acomodando terminos obtenemos que:

$$\frac{V_n}{I_n} = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} \text{ ----- } 5.2$$

Entonces para mínimo ruido se logra cuando las resistencias en paralelo es hecha igual a la relación V_n/I_n , a esta relación se le conoce también como resistencia de ruido.

COMO SE ALIMENTA EL AMP-OP

En general todos los amp-op son diseñados para ser alimentados por dos fuentes de voltaje de c.d., una negativa y la otra positiva, o una fuente de voltaje bipolar. El rango que existe entre el voltaje menor y mayor que puede ser aplicado al amp-op, es muy amplio por la gran variedad de amp-op que existe en el mercado.

fig. 5.4a

Algunos amp-op pueden ser usados con una simple fuente de alimentación como el LM324, LM3900, CA3130, etc. Cuando se utiliza de esta manera se aplica un voltaje de referencia del amp-op como se ilustra en la fig. 5.4b y 5.4c

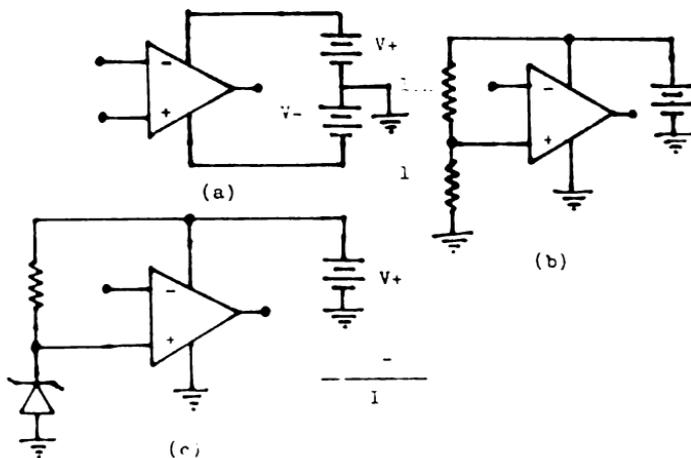


fig. 5.4

CARACTERISTICAS NO LINEALES DEL AMP-OP

Quando se aplica una señal de ciertas características a la entrada del amp-op y no obtenemos la respuesta deseada, el amp-op esta funcionando no linealmente. Estas respuestas a la salida son indeseables cuando se hace funcionar linealmente el amp-op. A continuación se explicará su origen y como se elimina.

LATCHUP

Esta característica se presenta cuando la salida del amp-op es cero y se esta aplicando el máximo voltaje diferencial a su entrada.

CORRIENTE CLAMPING

Esta distorsión de la señal a la salida del amp-op fig. 5.5 por la falta de corriente a la salida. Esto ocurre en los amp-op que están protegidos contra corte circuito.

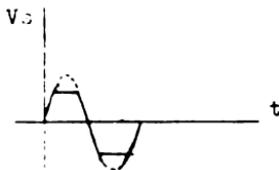


fig. 5.5

VOLTAJE DE RECORTE CLIPPING

Es cuando la señal de salida se distorciona debido al límite de las fuentes de alimentación. En teoría el amp-op debe amplificar cualquier señal que se aplica a su entrada y de cualquier magnitud sin distorcionarla, pero en la práctica la máxima magnitud a la salida será un volt menos que el de la fuente de alimentación. El voltaje de recorte se ilustra en la fig. 5.6

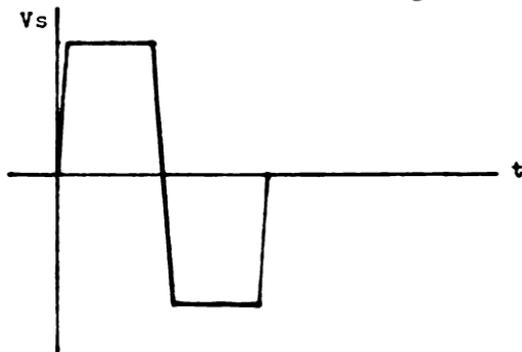


fig. 5.6

PRECAUCION CON AMP-OP

Algunos amp-op se dañan al exceder los límites máximos por error del diseñador o por una falla del circuito. Las causas de destrucción de un amp-op son:

- 1.- Sobrevoltaje de la fuente de alimentación.
- 2.- Sobrevoltaje en la etapa de entrada.
- 3.- El voltaje de la fuente de alimentación conectada al revés en el amp-op.
- 4.- Corto circuito en la salida del amp-op.
- 5.- Descarga de electricidad estática.

SOBREVOLTAJE EN LA FUENTE DE ALIMENTACION

Existe en los manuales de amp-op un voltaje máximo y un voltaje mínimo, el cual debe trabajar la fuente bipolar. Si el voltaje es menor que el mínimo el amp-op no funcionará adecuadamente. Ahora si se excede el voltaje máximo, las uniones que existen en los transistores que integran el amp-op se romperán causando la destrucción.

SOBREVOLTAJE EN LA ETAPA DE ENTRADA DEL AMP-OP

El voltaje excesivo en la etapa diferencial romperá las uniones de los transistores de entrada, el circuito que frecuentemente provoca este tipo de daño es el integrador, cuando se utiliza un capacitor de alto -

valor. En la fig. 5.7 se muestran las diferentes maneras de proteger la entrada del amp-op.

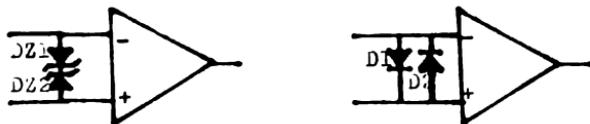


fig. 5.7

Aunque algunos amp-op ya vienen protegidos como el LM308 y LM318.

El amp-op se daña su entrada cuando se utiliza como regulador de voltaje o corriente, en el momento que se hace funcionar la fuente existe un gran voltaje diferencial.

EL VOLTAJE DE ALIMENTACION CONECTADO AL REVES

Por la forma de aislamiento que existe entre los elementos de un circuito integrado, los amp-op frecuentemente se destruyen con el voltaje de alimentación conectado al revés, la destrucción ocurre porque existen corrientes excesivas entre las uniones de aislamiento. Una manera de proteger los amp-op es poner un diodo que conduzca solamente cuando el voltaje sea positivo o ne-

gativo en las conexiones de alimentación del amp-op -
fig. 5.8

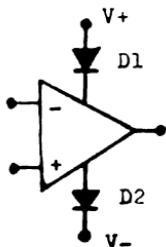


fig. 5.8

O conectando los diodos entre tierra y las fuentes
de alimentación fig. 5.9

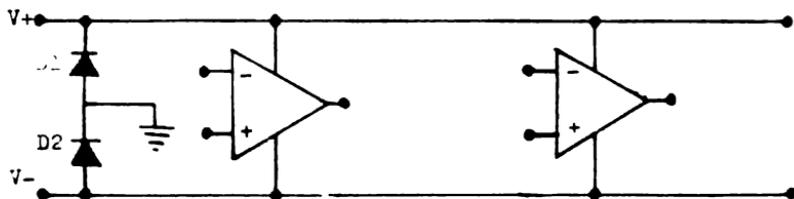


fig. 5.9

CORTO CIRCUITO A LA SALIDA DEL AMP-OP

Algunos amp-op no tienen protección contra corto -
circuito interno. Estos amp-op, su duración de corto -
circuito antes que se destruyan es de segundos.

Para proteger estos amp-op se le adiciona una resistencia de bajo valor en serie con la salida. Esta resistencia debe ser conectada dentro de la malla de realimentación fig. 5.10

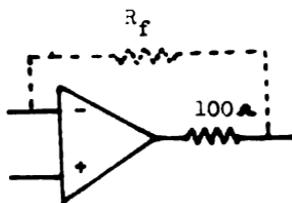


fig. 5.10

DESCARGAS ELECTROSTÁTICAS

La destrucción por descargas electrostáticas ocurre solamente con amp-op que están fabricados con transistores MOS, porque hay una delgada capa de óxido de silicio que se rompe. Los amp-op que se fabrican con transistores MOS son CA3130, 3140 y 3160. Hay que tener mucho cuidado cuando se utiliza estos tipos de amp-op.

COMPENSACION DE FRECUENCIA

A causa del defasamiento en el amp-op y la realimentación negativa se producen oscilaciones. Estas oscilaciones se pueden eliminar compensando el amp-op. La compensación se realiza de dos maneras externa e interna. - En la compensación externa se adicionan uno o más componentes al amp-op como se ilustra en la fig. 5.11.

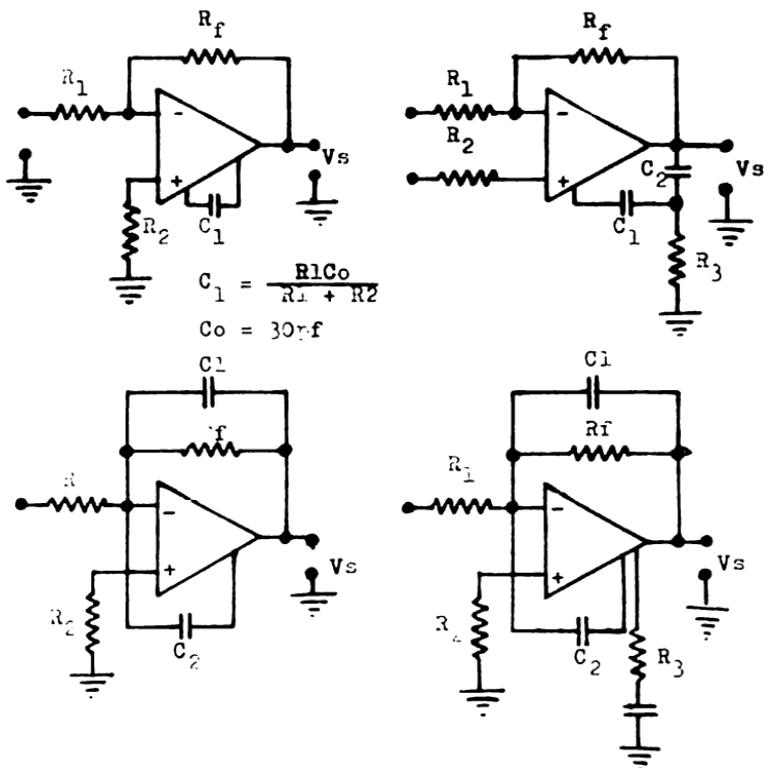


fig. 5.11

Los valores de los componentes de compensación dependen de la ganancia de malla cerrada del circuito, estos valores son dados en la hoja de datos del amp-op. - En algunos amp-op son compensados internamente y no requieren compensación externa, como el μ A741, LM107, - LM148, RC4136, CA3130, CA3140, CA3160, etc.

CAPITULO VI

APLICACIONES DEL AXP-OP

El amp-op ha tenido un gran desarrollo en los últimos años en la electrónica, esto se debe a su gran facilidad de manejo, pequeño espacio y bajo costo. Como - las características del amp-op se acercan a lo ideal, - el diseño de cualquier circuito es bastante sencillo.

En este capítulo se darán los circuitos más comunes, los parámetros que afectan directamente a cada circuito y como minimizarlos.

AMPLIFICADORES DE VOLTAJE Y CORRIENTE

Los amplificadores inversor y no inversor estudiados en secciones anteriores son amplificadores de voltaje, pero su funcionamiento se basa en las corrientes I_1 e I_f . De esta propiedad se deducen los siguientes circuitos.

Convertidor de corriente a voltaje.

Convertidor de voltaje a corriente con carga flotante.

Convertidor de voltaje a corriente con carga conectada a tierra.

Amplificadores de corriente.

Este tipo de amplificadores son muy usuales en sistemas de control y medición.

CONVERTIDOR DE CORRIENTE A VOLTAJE (I - V)

El convertidor de corriente a voltaje es conocido también como amplificador de transresistencia. Este amplificador proporciona un voltaje a la salida que es proporcional a una corriente de entrada. Haciendo un breve recordatorio del funcionamiento del amplificador inversor, las corrientes I_1 e I_f son iguales e $I_1 = \frac{V_e}{R_1}$ si esta corriente se cambia por una fuente de corriente (que puede ser un foto diodo, un transductor de temperatura, etc.) obtenemos el circuito de la fig. 6.1, que es el amplificador de transresistencia ó convertidor de I - V.

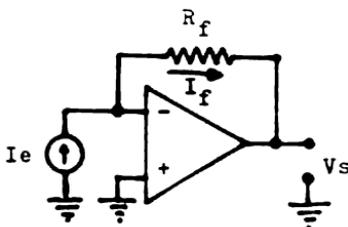


fig. 6.1

La ecuación de funcionamiento de este circuito es:

$$V_s = -R_f I_e \text{ ----- } 6.1$$

$$A_{Rf} = -R_f \text{ ----- } 6.2$$

CONVERTIDOR DE VOLTAJE A CORRIENTE (V - I) CON
CARGA FLOTANTE

Es conocido también como amplificadores de transductancia, amplificadores de transadmitancia ó fuente de corriente. Hay dos convertidores de voltaje a corriente, el inversor y el no inversor, en ambos circuitos se tiene el objetivo de suministrar una corriente a la carga proporcional al voltaje de entrada. El convertidor voltaje-corriente inversor se deriva del amplificador inversor se sustituye R_f por una carga que puede ser un relay o un medidor de corriente etc. como se ilustra en la fig. 6.2

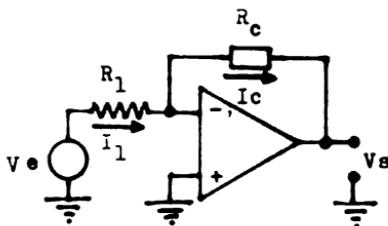


fig. 6.2

La ecuación de funcionamiento es:

$$I_c = - \frac{V_e}{R_1} \text{-----} 6.3$$

ó

$$A_{GF} = - \frac{1}{R_1} \text{-----} 6.4$$

Donde I_c es independiente de R_c .

El convertidor V - I no inversor se deduce del amplificador no inversor, se toma las mismas consideraciones que el convertidor V-I inversor, el circuito es el que se ilustra en la fig. 6.3 y la ecuación de funcionamiento es la 6.5 ó 6.6.

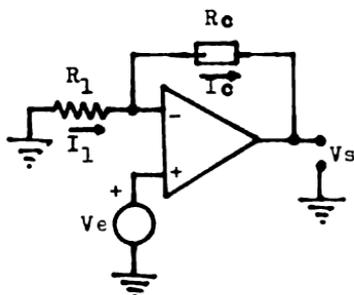


fig. 6.3

$$I_c = \frac{V_e}{R_c} \text{ ----- } 6.5$$

$$A_{Gf} = \frac{1}{R_c} \text{ ----- } 6.6$$

Si por alguna razón los circuitos 6.2 y 6.3 aumentan la corriente de carga I_c , se exigirá un mayor voltaje V_e o el daño del amp-op. Con el convertidor de la fig. 6.4, siempre la corriente de carga será constante. Esto se logra manteniendo un voltaje fijo en R_s , y como R_f es al menos 100 veces mayor que R_s se cumple que $V_s = I_c R_s$. Si existe un cambio de I_c se reflejara un cambio en V_s , la variación de V_s es realimentada por medio de R_f y R_1 , reajustando el valor de I_c .

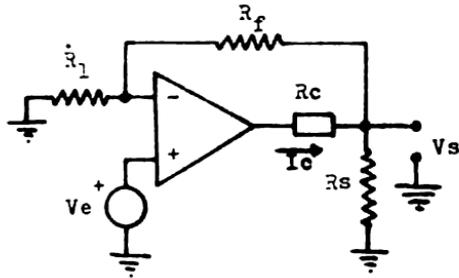


fig. 6.4

Ecuación de funcionamiento:

$$I_c = \frac{R_1 + R_f}{R_1 R_s} V_e \text{ ----- } 6.7$$

$$A_{GP} = \frac{R_1 + R_f}{R_1 R_s} \text{ ----- } 6.8$$

CONVERTIDOR DE VOLTAJE A CORRIENTE (V-I) CON CARGA CONECTADA A TIERRA

En este convertidor la carga esta conectada a tierra y R_s es flotante fig. 6.5. La resistencia R_s registra las variaciones de corriente de carga I_c en la entrada inversora, por medio de R_1 y R_f , produciendo un voltaje, en la entrada no inversora también existe otra malla de realimentación para producir un voltaje de referencia a través de R_3 y R_4 . Con este voltaje y el voltaje de la entrada inversora se controla la corriente de carga.

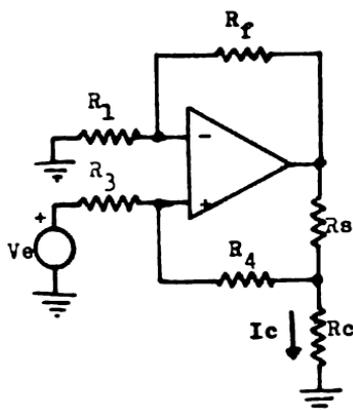


fig. 6.5

Ecuación de funcionamiento de:

$$I_c = \frac{V_e R_f}{R_1 R_s}$$

$$\text{Si } R_f = R_4 \text{ y } R_1 = R_3$$

$$\frac{I_c}{V_e} = \frac{R_f}{R_1 R_3} \text{ ----- } 6.9$$

Para el convertidor V-I no inversor, se toma las mismas consideraciones que el convertidor V-I de la fig 6.6, la corriente a la salida es negativa con respecto al voltaje V_e .

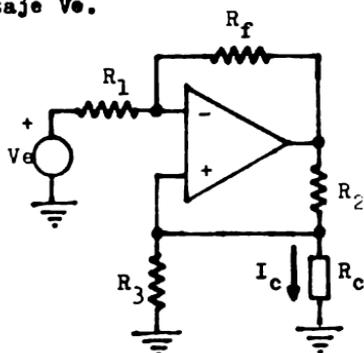


fig. 6.6

$$I_c = - \frac{V_e}{R_3} \quad \text{si} \quad \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_f}{R_1}$$

AMPLIFICADOR DE CORRIENTE

También conocido como convertidor de corriente a corriente o transformador de impedancias. La corriente a través de R_c es proporcional a la corriente de entrada e independiente de la carga. Idealmente el amplificador de corriente debe tener cero impedancia de entrada y la impedancia de salida infinita fig. 6.7 y ecuación

de funcionamiento 6.10.

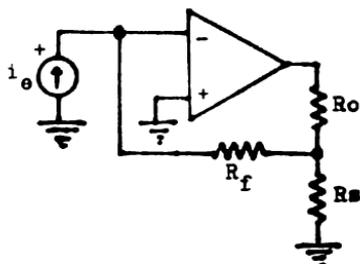


fig. 6.7

$$A_{ic} = \frac{i_o}{i_e} = 1 + \frac{R_f}{R_s} \text{ ----- } 6.10$$

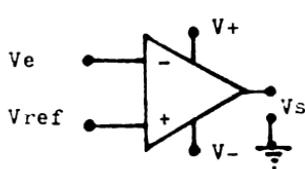
Los amplificadores descritos en esta sección se utilizan por lo regular con c.d., los parámetros de c.d. del amp-op afectan por lo tanto el voltaje de salida. Para este tipo de circuitos, el amp-op a utilizar debe tener bajo voltaje y corriente de entrada offset y muy baja variación de estos parámetros con la temperatura.

COMPARADOR

Quando en el amp-op se aplica un voltaje de entrada V_e en una de sus entradas y un voltaje fijo en la otra entrada y basndose en la ecuación de funcionamiento del amp-op.

$$V_s = (V_p - V_n) A_{id} \text{ ----- } 6.11$$

El amp-op se utiliza en una aplicación básica que es de comparador en la fig. 6.8 se ilustra el comparador inversor y no inversor.

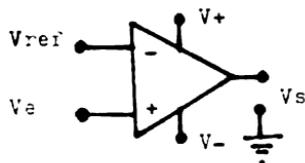


Comparador inversor

$$V_s = (V_{ref} - V_e)A_{id} \text{ -- } 6.12$$

$$\text{Si } V_e > V_{ref} \quad V_s \approx V_-$$

$$V_e < V_{ref} \quad V_s \approx V_+$$



Comparador no inversor

$$V_s = (V_e - V_{ref})A_{id} \text{ --} 6.13$$

$$\text{Si } V_e > V_{ref} \quad V_s \approx V_+$$

$$V_e < V_{ref} \quad V_s \approx V_-$$

fig. 6.8

Como la salida en amp-op va ser casi el voltaje de alimentación ($\pm V$). Si se desea interfasar con circuitos TTL, el voltaje de salida puede ser limitado por

un diodo zener de 5.1 volts como se ilustra en la fig. 6.9 que es el voltaje con que funcionan los TTL.

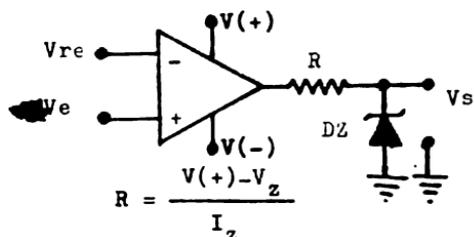


fig. 6.9

COMPARADOR DE VENTANA

Combinando los comparadores inversor y no inversor antes vistos, teniendo cada uno su voltaje de referencia como se ilustra en la fig. 6.10.

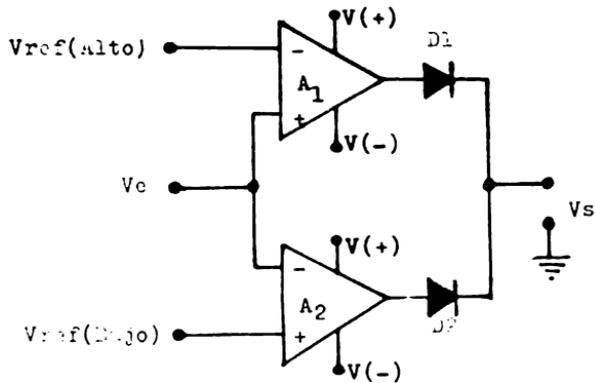


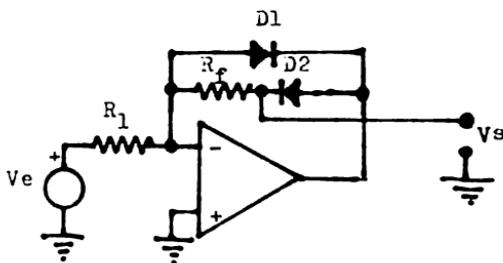
fig. 6.10

A este comparador se le conoce como comparador de ventana. Y su funcionamiento es el siguiente cuando el voltaje V_e es mayor que el voltaje $V_{ref\ alto}$ en A_1 , el voltaje a la salida será aproximadamente V_+ y si el voltaje V_e es menor que el voltaje $V_{ref\ bajo}$ de A_2 el voltaje a la salida es V_+ . Cuando el voltaje V_e está entre el intervalo $V_{ref\ alto}$ y $V_{ref\ bajo}$ (que es la ventana) el voltaje a la salida será aproximadamente cero volts.

Cuando se diseña un comparador debe considerarse tres parámetros para mejorar su funcionamiento. Primero que el voltaje de entrada diferencial sea grande o si no proteger las entradas. Segundo si se utiliza con c.a o corriente pulsante debe tener un slew rate grande para evitar al mínimo la distorsión de la señal. Y por -- ultimo el voltaje y corriente offset y sus variaciones con la temperatura, estos parámetros ocasionan que varíe el voltaje de referencia

RECTIFICADORES DE PRECISION

El diodo ideal tiene la característica de rectificar voltajes desde cero volts, lo cual no se logra con el diodo real que empieza a conducir a partir de 0.2 -- volts para diodos de germanio y 0.7 volts para diodos de silicio con lo cual no es posible rectificar señales de voltaje pequeño. El circuito de la fig. 6.11 se aprovechan las características del amp-op y las del diodo para obtener un rectificador de media onda que se aproxima al diodo ideal.



$$V_s = - \frac{R_f}{R_1} V_e \quad \text{Cuando } V_e = - V_{e\text{pico}}$$

fig. 6.11

En este circuito cuando la señal es positiva la corriente I_f fluirá a través de D_1 y el voltaje a la salida será cero volts, cuando el voltaje de entrada se hace negativo, la corriente de realimentación fluirá a través de D_2 y R_f produciéndose una caída de voltaje en R_f el cual será el voltaje de salida.

Adicionándole un amplificador sumador inversor al circuito de la fig. 6.11, se obtiene un rectificador de onda completa fig. 6.12.

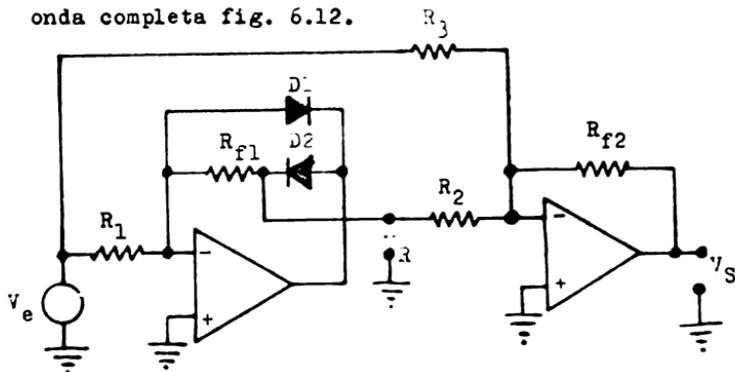


fig. 6.12

En este circuito se va a sumar el voltaje rectificado con el voltaje de entrada, la resistencia que va de la fuente de voltaje V_e a la entrada inversora R_3 debe ser dos veces mayor que R_2 , esto se hace para que el voltaje rectificado no se anule con el voltaje de entrada cuando la polaridad es contraria como se ilustra en la fig. 6.13.

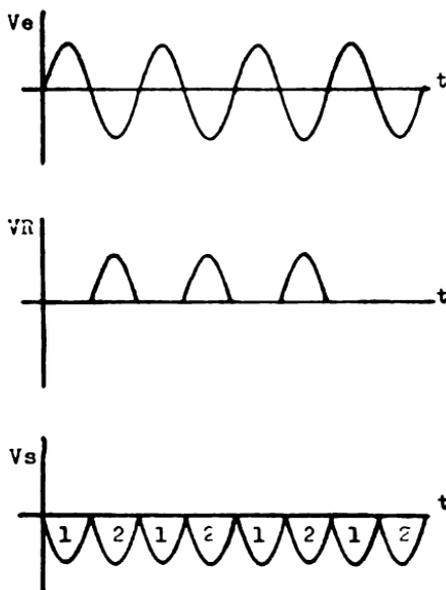


fig. 6.13

1- Pulso:

$$V_s = - \frac{R_{f2}}{R_2} V_e \quad \text{cuando } V_R = 0$$

2- Pulso:

$$V_s = - \left(\frac{V_R}{R_2} + \frac{V_e}{R_3} \right) R_{f2} \quad \text{cuando } V_R = V_{R(\text{máx})} \quad \text{y} \\ V_e = - V_{e(\text{Pico})}$$

Para que exista rectificación:

$$R_3 = 2R_2$$

AMPLIFICADORES LOGARITMICOS Y ANTILOGARITMICOS

Estos amplificadores son muy utiles en sistemas de medición y control porque se pueden construir multiplicadores, divisores, funciones de potencia (x^2 , x^{-3} , etc.), y desarrollar convertidores de decibeles, medidores de RMS etc.

El funcionamiento de los amplificadores logaritmicos y antilogaritmicos se basa en la propiedad no lineal del diodo o del transistor. El voltaje V_d del diodo esta definido por el logaritmo de la corriente atraves del diodo.

$$V_d = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_d}{I_0} \text{ ----- } 6.14$$

Donde: K - Constante de Boltzman, $1.38 \times 10^{-23} \frac{\text{Joule}}{^\circ\text{K}}$

T - Temperatura absoluta $^\circ\text{K}$.

I_0 - Corriente inversora de saturación.

q - Carga del electron 1.6×10^{-19} Coulomb.

Para el transistor la función logaritmica se obtiene del voltaje base-emisor considerando el voltaje colector base igual a cero volts.

$$V_{BE} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_c}{I_{oc}} \text{ ----- } 6.15$$

Donde: I_c - Corriente de colector.

I_{oc} - Corriente inversa de colector.

Para construir amplificadores logaritmicos y anti-logaritmicos, los transistores son usualmente preferidos sobre los diodos, porque se puede controlar la corriente I_c .

AMPLIFICADOR LOGARITMICO

En la fig. 6.14 se muestra un amplificador logaritmico en donde I_1 es igual a la corriente de colector I_c la base del transistor esta conectada a tierra, el voltaje de salida V_s es igual al voltaje base emisor V_{BE} .

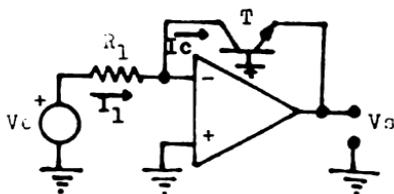
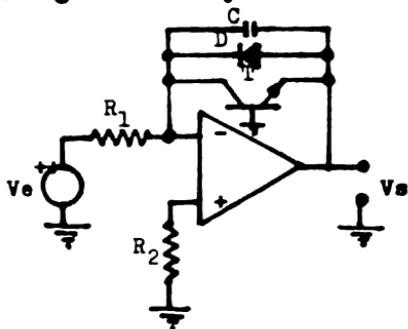


fig. 6.14

$$V_s = 0.025 \ln \left(\frac{I_1}{I_{oc}} \right) \text{ volts. --- 6.16}$$

La corriente de polarización y el ruido afectan el funcionamiento del amplificador logaritmico, se adiciona una resistencia R_2 en la entrada no inversora para reducir el efecto de la corriente de polarización, un capacitor para reducir la ganancia de c.a. y el diodo

para proteger el voltaje inverso base-emisor.

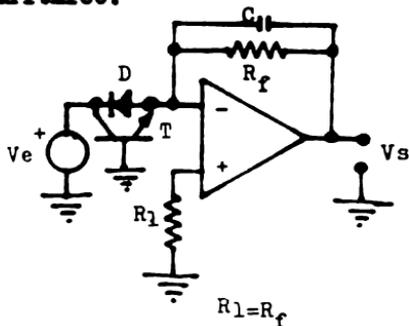


$$R_1 = R_2$$

fig. 6.15

AMPLIFICADOR ANTILOGARITMICO

Combinando la posición de los elementos de entrada y realimentación del amplificador logaritmico, se obtiene el amplificador antilogaritmico o amplificador inversor logaritmico.



$$R_1 = R_f$$

fig. 6.16

El capacitor C se coloca para eliminar la ganancia de c.a., como sabemos en la etapa de realimentación es donde realmente se lleva la amplificación.

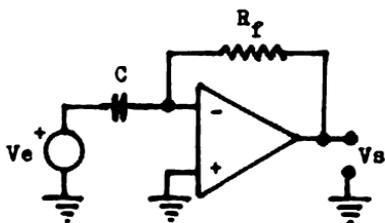
DIFERENCIADOR E INTEGRADOR

Cada uno de estos circuitos ejecuta una función matemática que es la inversa una de la otra. Aunque están relacionadas matemáticamente estos circuitos, tienen diferentes problemas, ocasionados por los parámetros reales del amp-op . El diferenciador tiene problemas de -- ruido e inestabilidad, el integrador los tiene con el - offset y con la variación de temperatura.

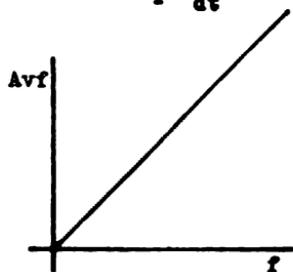
DIFERENCIADOR

En este circuito el voltaje de salida es la derivada del voltaje de entrada, también se puede utilizar como filtro pasa altas, los problemas que tiene este circuito es a altas frecuencias, los cuales aparecen derivadas a la salida del circuito. En la fig. 6.17 se ilustra el diferenciador ideal y su curva característica.

Analizando la ecuación 6.18 vemos que aumentando la frecuencia, aumenta la ganancia del diferenciador, - por lo tanto el ruido será amplificado. La manera de eliminar este problema es adicionar una resistencia antes del capacitor C como se ilustra en la fig. 6.18.



$$V_s = -R_f C \frac{dV_e}{dt} \quad \text{-----} \quad 6.17$$



$$|A_{vf}| = -j2\pi R_f C f \quad \text{-----} \quad 6.18$$

fig. 6.17

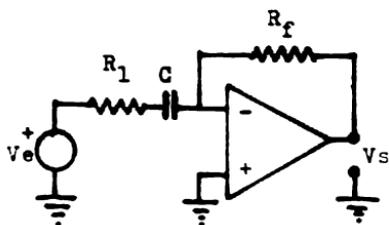
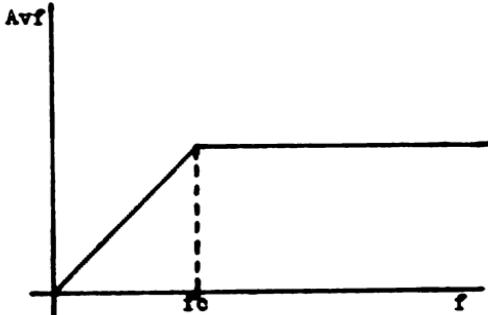


fig. 6.18

$$V_o = -R_f C \frac{dV_e}{dt} \quad \text{-----} \quad 6.19$$

Esta ecuación se cumplirá antes que la frecuencia sea $\frac{1}{2\pi R_f C}$



$$|Av_f| = - \frac{R_f C \omega}{R_f C \omega + 1} \quad \text{-----} \quad 6.20$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C}$$

fig. 6.19

Concluyendo el circuito solamente derivará antes de la frecuencia de corte f_c después de esta frecuencia es un filtro pasa alta. Ahora si se desea derivar frecuencias altas se necesita un amp-op de muy bajo ruido.

INTEGRADOR

En el integrador el capacitor es el elemento de realimentación como se ilustra en la fig. 6.20.

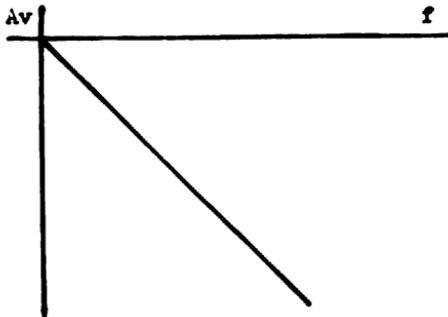
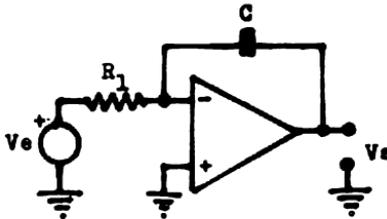


fig. 6.20

La ecuación de funcionamiento del circuito es:

$$V_s = -\frac{1}{R_1 C S} V_e = -\frac{1}{R_1 C} \int V_e(t) dt \quad \text{--- 6.21}$$

El principal problema que tiene el integrador es la corriente y voltaje de entrada offset y sus variaciones con la temperatura, el voltaje de salida considerando estos parámetros es.

$$V_s = - \frac{1}{R_1 C} \int V_{ed} dt + \frac{1}{R_1 C} \int V_{i0} dt + \frac{1}{C} \int I_b dt + V_{i0} \text{ ----- } 6.22$$

$$V_s = - \frac{1}{R_1 C} \int V_{ed} dt + \frac{1}{R_1 C} \int \frac{\Delta V_{i0}}{\Delta T} dt + \frac{1}{C} \int \frac{\Delta I_b}{\Delta T} dt + \frac{\Delta V_{i0}}{\Delta T} \text{ ----- } 6.23$$

Se observa que en estas ecuaciones que la corriente y voltaje de entrada offset se integran produciéndose errores a la salida del circuito.

Para eliminar estos errores es necesario que el -amp-op tenga conexiones para ajuste de offset y se adicionan dos resistencias en el circuito como se ilustra en la fig. 6.21.

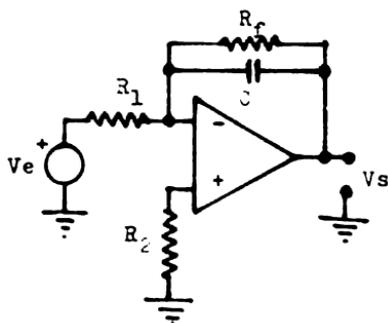
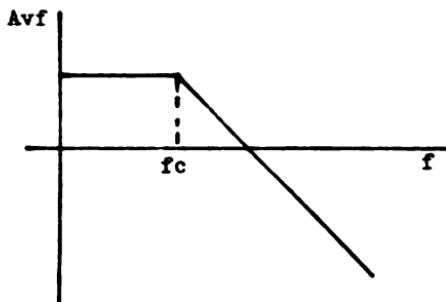


fig. 6.21

R_2 se conecta en paralelo con el capacitor para evitar que el offset se integre y R_2 se conecta para mi nimir el voltaje de salida offset producido por I_b . El circuito de la fig. 6.22 empezara a integrar hasta que la frecuencia sea mayor de $\frac{1}{2\pi R_2 C_1}$, antes de esta frecuencia se comporta como un filtro pasa bajas.



$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

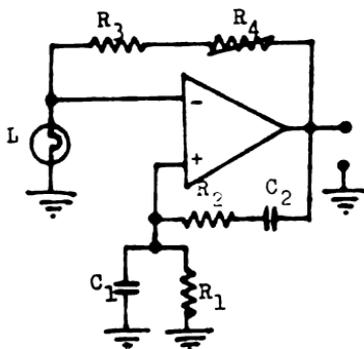
fig. 6.22

En esta sección se analizará el amp-op como oscilador. En la sección 3 se vio que el amp-op tiende a oscilar cuando se realimenta. Con el amp-op se pueden construir osciladores que son muy utilizados en la electrónica como el de onda senoidal, cuadrada y triangular.

OSCILADOR DE ONDA SENOIDAL

El oscilador senoidal más popular es el de puente de wein. Este oscilador esta compuesto por una red for

mada por R_1-C_1 y C_2-R_2 que proporcionan una realimentación positiva, esta es la que produce la oscilación y - por L , R_3 y R_4 que forman una realimentación negativa - que controla y utiliza el voltaje de salida, fig. 6.23.



$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad \text{donde}$$

$$C_1 = C_2$$

$$R_1 = R_2$$

fig. 6.23

La característica que debe tener la lampara es de resistencia no lineal. Por esta razón en este tipo de osciladores también se usa un termistor, el funciona-
miento de estos elementos es el siguiente aumenta su re-
sistencia cuando el voltaje de salida aparece con rizados y la resistencia decrece cuando el voltaje de salida -
disminuye. Se puede analizar de otra manera, conside-
rando la realimentación negativa un amplificador no in-
versor y suponiendo la resistencia R_1 a la lampara o el

termistor, entonces R_1 variara dependiendo de la amplitud de voltaje de salida y así ajustar la ganancia de la malla.

Otra característica importante que tiene el circuito es que la realimentación positiva y negativa tienen que ser iguales, para que el puente este balanceado y - el voltaje de entrada diferencial sea mínimo, porque si la realimentación positiva es muy grande el oscilador - empezará a oscilar rápidamente hasta saturar el amp-op, o si es más grande la realimentación negativa la oscilación desaparecerá lentamente.

Para mejorar el oscilador puente de wein la malla de realimentación negativa se construye con un circuito con amp-op. Este amp-op A_2 fuerza a que la realimentación positiva sea igual a la negativa para todo valor de R_1 fig. 6.24.

El circuito formado por los diodos R_6 , D_1 y D_2 para mantener la salida V_s estable. Si el voltaje de salida se incrementa los diodos D_1 y D_2 , haciendo que el paralelo R_3 y R_6 sea pequeño, disminuyendo la ganancia de A_1 disminuye restableciendo el voltaje de salida a su valor correcto.

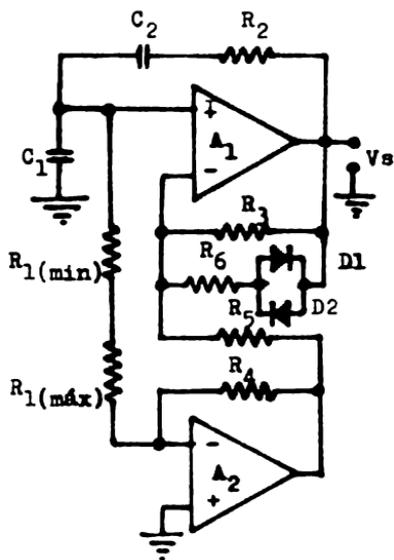


fig. 6.24

Ecuaciones de diseño:

$$f_o = \frac{1}{2\pi (R_1 R_2 C_1 C_2)^{1/2}} \text{-----} 6.24$$

$$R_1(\text{max}) = \frac{V_{s0}}{I_{b1}} \text{-----} 6.25$$

$$R_1(\text{min}) = \frac{R_4^2}{4\pi R_2 C_1 C_2 f_o^2} \text{-----} 6.26$$

$$R_2 = R_4 = R_5 = (R_{1\max})^{1/2} \text{-----} 6.27$$

$$R_3 = 1.1R_2 \text{-----} 6.28$$

$$R_6 = 100R_3 \text{-----} 6.29$$

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 R_2} \text{-----} 6.30$$

$$f_0(\max) = \frac{fT2}{4\pi R_2 R_4 C_1 C_2} \text{-----} 6.31$$

$$f_0(\min) = \frac{f_{bl}}{2\pi R_2 C_1 C_2 AV_{so}} \text{-----} 6.32$$

AV_{so}; Variación del voltaje de salida off
set en A₁

fT₂; Frecuencia de ganancia unitaria de A₂

OSCILADORES DE ONDA CUADRADA Y TRIANGULAR

En el oscilador senoidal se utilizan circuitos para controlar la amplitud del voltaje de salida, no así en el oscilador de onda cuadrada también conocido como multibrador estable.

En la fig. 6.25 se ilustra el oscilador de onda cuadrada y los voltajes de salida, en el capacitor y en la entrada no inversora del amp-op. El circuito de la fig. 6.25a está compuesto por tres circuitos: 1) El primer circuito está formado por C y R_f ; 2) Por un comparador, que lo constituye el amp-op y 3) por una red de referencia formada por R_1 y R_2 .

El funcionamiento del circuito es de la siguiente manera: Consideremos que el V_s cambia al máximo voltaje de alimentación positivo V^+ . En ese momento el voltaje del capacitor es $\beta V(-)$ (V^- es el máximo voltaje de alimentación negativo) y el voltaje en la entrada no inversora V_p del amp-op es $\beta V(+)$, provocando que esta entrada sea más positiva que V_c , de tal manera que el amp-op permanezca en ese estado hasta que el capacitor se carga totalmente a $\beta V(+)$ fig. 6.25b. Cuando el voltaje V_c es igual a $+\beta V(+)$, el voltaje de salida cambia a $-V(-)$, produciéndose también en ese momento que V_p cambie a $\beta V(-)$, el voltaje de salida será $V(-)$ hasta que el voltaje del capacitor sea $\beta V(-)$, en ese instante V_s es otra vez $V(+)$ y así sucesivamente.

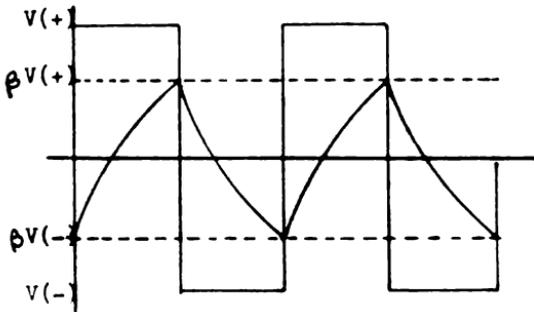
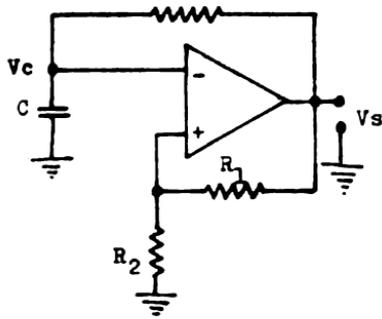


fig. 6.25

La frecuencia de oscilación del oscilador de onda -
cuadrada es:

$$T = 2R_f C \ln \left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right) \text{ ----- } 6.33$$

$$f_0 = \frac{1}{T}$$

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

$$V_p = \beta V_s \text{ ----- } 6.34$$

El oscilador de onda cuadrada se le adicionan frecuentemente dos diodos zener a la salida fig. 6.26, estos diodos tienen la función de limitar la amplitud de la señal.

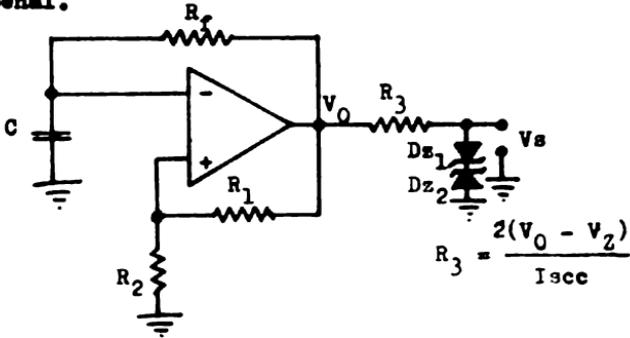


fig. 6.26

Si al oscilador de onda cuadrada le agregamos un integrador obtenemos un oscilador de onda triangular fig. 6.27.

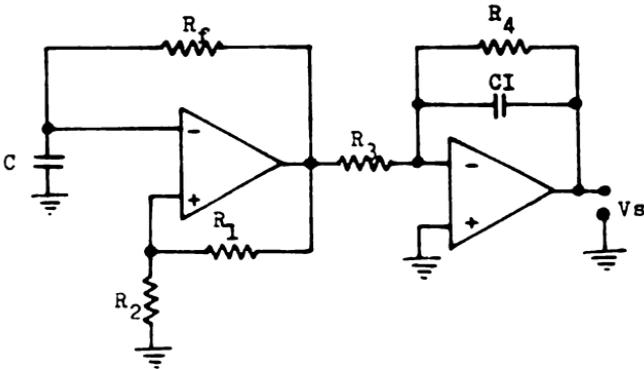


fig. 6.27

CAPITULO VII

DISEÑO CON AMP -OP

Los diseños que se realizán en este capitulo son:

Convertidor de Temperatura a Voltaje o Termómetro.

Regulador de Corriente con Carga Flotante.

Regulador de Corriente con Carga a Tierra.

Regulador de Voltaje.

Rectificador de Precisión.

Oscilador de Onda Senoidal.

Oscilador de Onda Cuadrada y Triangular.

Modulador de Ancho de Pulso.

Estos circuitos se diseñan de una manera sencilla, utilizando las características ideales del amp-op y haciendo un analisis más detallado en circuitos donde afecg algún parámetro en especial del amp-op.

En cada uno de estos circuitos se dan los resultados practicos.

CONVERTIDOR DE TEMPERATURA A VOLTAJE O TERMOMETRO

Requisitos de diseño.

- 1.- Temperatura máxima a medir de 500°K.
- 2.- Que se tenga una variación de voltaje con respecto a la temperatura de $10 \frac{mV}{\mu K}$

Como sensor de temperatura utilizaremos un LM334Z - que es una fuente de corriente. La corriente de este elemento es directamente proporcional a la temperatura - en grados Kelvin de acuerdo a la siguiente formula.

$$I_{set} = \frac{(227 \text{ v}/^{\circ}\text{K}) T}{R_{set}} \quad \text{-----} \quad 7.1$$

La configuración básica de este circuito se ilustra en la fig. 7.1.

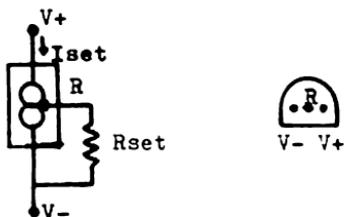


fig. 7.1

Las características del LM334Z donde se obtiene menos error son.

$$10 \mu A \leq I_{set} \leq 1 \text{ ma}$$

Y el voltaje de alimentación entre.

$$5V \leq V_+ \leq 10V$$

Como el sensor es una fuente de corriente utilizaremos un convertidor de corriente a voltaje como se ilustra en la fig. 7.2.

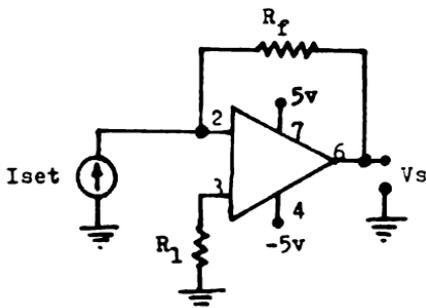


fig. 7.2

Cálculos de los elementos para el termómetro:

Voltaje máximo de salida es:

$$V_{smax} = \frac{10mV}{5K} T_{max}$$

$$T_{max} = 500^{\circ}K$$

$$V_{smax} = \frac{10mV}{5K} (500^{\circ}K)$$

$$V_{smax} = 5 \text{ volts}$$

Calculo de R_f :

El voltaje de salida del convertidor esta definido por la ecuación.

$$V_s = - R_f I_f = -R_f I_{set} \text{ ----- } 6.1$$

Despejando R_f

$$R_f = \frac{V_s}{I_{set}}$$

Si I_{set} la ajustamos a 0.5ma para máxima temperatura de 500°K entonces:

$$R_f = \frac{5v}{0.5ma} = 10000 \Omega$$

$$R_f = 10K$$

Calculo de R_{set} .

De la ecuación 7.1 despejamos R_{set} tenemos:

$$R_{set} = \frac{(227 \text{ v/}^\circ\text{K}) T}{I_{set}}$$

Sustituyendo valores

$$T = 500^\circ\text{K}$$

$$I_{set} = 0.5ma$$

$$R_{set} = \frac{(227 \text{ v/}^\circ\text{K})(500^\circ\text{K})}{0.5ma} = 227 \Omega$$

Para R_{set} utilizaremos un potenciómetro de 300 Ω .

Considerando el voltaje y las corrientes de polarización la ecuación de funcionamiento es:

$$V_s = -R_f(I_{set} - I_{b1}) - I_{b2}R_1 + V_{io} \quad \text{--- 7.2}$$

Para minimizar los voltajes producidos por las corrientes de polarización R_1 tiene que ser igual a R_f , entonces:

$$V_s = -R_f(I_{set} + I_{io}) + V_{io} \quad \text{----- 7.3}$$

Selección del amp-op.

Debe tener las siguientes características:

- 1.- Alta impedancia de entrada.
- 2.- Bajo voltaje de entrada offset.
- 3.- Baja corriente de entrada offset.
- 4.- Baja variación de voltaje y corriente de entrada - offset con la temperatura.

El CA3040 cumple con estas características.

Resultados Practicos:

$R_f = 10K$

$R_l = 10K$

$R_{set} = 226\Omega$ a $298^{\circ}K$

LM334Z

CA3040

$V_s = -2.98$ volts a $298^{\circ}K$

En la fig. 7.3 se ilustra el circuito completo

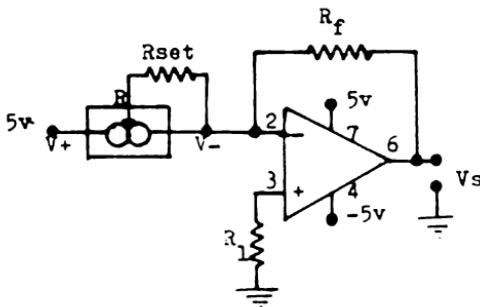


fig. 7.3

REGULADOR DE CORRIENTE CON CARGA FLOTANTE.

Requisitos de diseño:

$$V_3 = 10 \text{ volts}$$

$$I_c = 50 \text{ ma}$$

El regulador de corriente con carga flotante esta formado por un diodo zenner como fuente de voltaje constante y un convertidor de voltaje a corriente, el circuito se ilustra en la fig. 7.4

Las ecuaciones de diseño son:

$$V_3 = I_c R_3 \text{ ----- } 7.4$$

$$I_c = \frac{V_z (R_f + R_1)}{R_1 R_2} \text{ ----- } 7.5$$

Estas ecuaciones se cumplen si:

$$R_f \gg 100 R_3 \text{ ----- } 7.6$$

$$R_3 = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} \text{ ----- } 7.7$$

$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_z}{I_z} \text{ ----- } 7.8$$

Cálculos de R_3 :

Conociendo V_3 e I_c se determina R_3

$$R_3 = \frac{V_3}{I_c} = \frac{10 \text{ volts}}{0.05 \text{ amp}} = 200 \Omega$$

Cálculo de R_f :

Conociendo R_3 , el valor de R_f es.

$$R_f = 100 R_3 = 100 (200) = 20000 \Omega$$

$$R_f = 20K$$

Cálculo de R_1 :

El diodo zener que se debe utilizar tiene que ser menor que el voltaje V_3 , entonces V_z puede ser de 5.6v - 6 8.1v.

Escogeremos el diodo zener de 5.6v entonces calculamos R_1 .

$$0.05 = \frac{5.6(20000 + R_1)}{200R_1}$$

$$R_1 = 25454.54 \Omega$$

$$R_1 = 25.45K$$

Calculo de R_2 :

Para alimentar el Zener.

$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_z}{I_z} = \frac{14 - 5.6v}{0.05 \text{ amp}} = 168 \Omega$$

Selección del amp-op:

Para este circuito utilizaremos el $\mu A741$.

Selección del transistor:

Como la carga necesita 50ma y el amp-op proporciona 25ma, se conecta un transistor para proporcionar la corriente adecuada a la carga. El transistor debe cumplir con las siguientes características.

$$I_b < \frac{I_{sec}}{2} \text{ ----- } 7.9$$

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} - 1 \text{ ----- } 7.10$$

$$\beta = 2 \frac{I_c}{I_{sec}} - 1 \text{ ----- } 7.11$$

$$\beta = \frac{I_e}{I_b} - 1 = \frac{50\text{ma}}{12.5\text{ma}} - 1 = 3$$

Resultados Prácticos:

$$R_s = 220\Omega$$

$$R_1 = R_3 = 12\text{K}$$

$$R_f = R_4 = 22\text{K}$$

$$R_2 = 180\Omega$$

$$V_z = 5.6\text{v a } 1\text{w}$$

$$T = \text{TIP-31}$$

$$I_c = 52\text{ma}$$

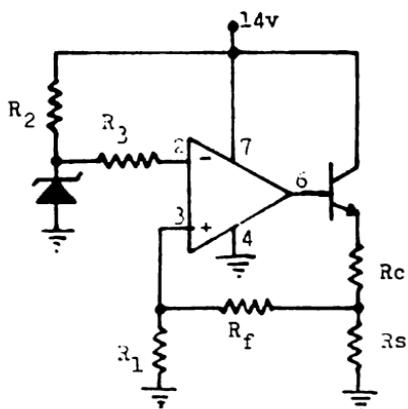


fig. 7.4

REGULADOR DE CORRIENTE CON CARGA A TIERRA

Requisitos de diseño:

$$I_c = 50\text{ma}$$

El circuito se ilustra en la fig. 7.5, esta formada por un diodo zenner como fuente de voltaje constante, un seguidor de voltaje con amp-op y un convertidor de voltaje a corriente con carga a tierra. La utilización del seguidor de voltaje es como acoplador de impedancias, pues sino se conectara este circuito el efecto producido por R_2 y la impedancia interna del diodo zenner afectando el funcionamiento del regulador.

Las ecuaciones de funcionamiento son:

$$I_c = \frac{V_z R_f}{R_1 R_s} \text{-----} 7.12$$

$$\text{Si } R_f \gg 100R_s \text{-----} 7.13$$

$$R_z = R_1 \text{-----} 7.14$$

$$R_4 = R_f \text{-----} 7.15$$

Cálculo de R_f y R_s .

$$R_f = 100R_s$$

$$\text{Si } R_s = 220 \Omega \text{ entonces}$$

$$R_f = 100(220) = 22000 \Omega$$

$$R_f = 22\text{K}$$

Cálculo de R_1 .

$$R_1 = \frac{V_z R_f}{I_c R_s}$$

$I_e = 50\text{ma}$ y $I_{sec} = 25\text{ma}$

$$\beta = 2 \frac{(50\text{ma})}{25\text{ma}} = 4$$

$$\beta = 4$$

Resultados Prácticos:

Los valores comerciales de las resistencias son:

$$R_1 = R_3 = 27\text{K}$$

$$R_2 = 180\Omega$$

$$R_4 = R_f = 22\text{K}$$

$$R_5 = 220\Omega$$

$$V_z = 5.6\text{v a } 1\text{w}$$

$$T = \text{TIP} - 31$$

$$2 \text{ amp-op} - \mu\text{A}741$$

$$I_c = 48\text{ma}$$

$$V_s = 9.28 \text{ volts.}$$

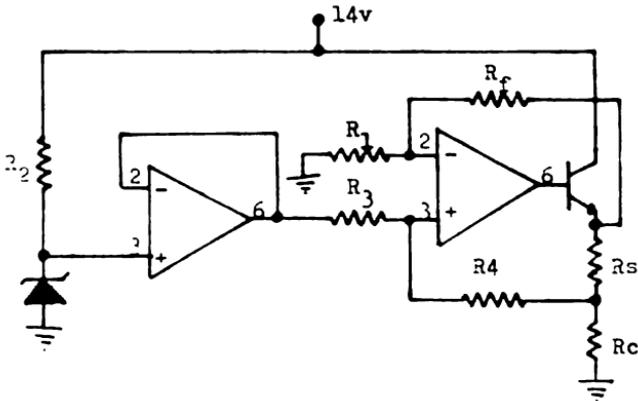


Fig. 7.5

El voltaje del diodo zener es de:

$V_z = 5.6 \text{ volts}$

$$R_1 = \frac{(5.6 \text{ v})(22000)}{(0.05 \text{ A})(220)} = 11200$$

$$R_1 = 11.2 \text{ K}$$

$$R_3 = R_1 = 11.2 \text{ K}$$

$$R_4 = R_f = 22 \text{ K}$$

Cálculo de R_2 .

V_{max} de alimentación de 14 volts

$$R_2 = \frac{V_{\text{cc}} - V_z}{I_z} = \frac{14 \text{ v} - 5.6 \text{ v}}{0.05} = 168 \Omega$$

Selección del amp-op.

Para este circuito se utilizarán dos $\mu\text{A}741$ o el $\mu\text{A}747$.

Selección del transistor.

Como la corriente máxima de salida del amp-op es de 25ma. Por lo tanto el amp-op no puede suministrar la corriente necesaria, entonces se utiliza un transistor.

La corriente del transistor debe ser la mitad de la corriente máxima de salida del amp-op.

$$I_b = \frac{I_{\text{sec}}}{2} = \frac{25 \text{ ma}}{2} = 12.5 \text{ ma}$$

La corriente de emisor máxima es de 50ma. La del transistor para no sobrecargar el amp-op debe ser de

$$I_e = (\beta + 1) I_b \text{ ----- } 7.16$$

REGULADOR DE VOLTAJE

Requisitos:

$$V_s = 9 \text{ volts}$$

$$I_c = 250\text{ma}$$

El regulador de voltaje basicamente es un amplificador no inversor con una fuente de voltaje constante que es un diodo zenner fig. 7.6.

Las ecuaciones dediseño son:

$$V_s = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) V_z - V_{be} \text{-----} 7.17$$

$$R_2 = \frac{V_s - V_z}{I_s} \text{-----} 7.18$$

$$\beta \text{ de transistor} = 2 \frac{I_e}{I_{sec}} \text{-----} 7.19$$

El voltaje del diodo zenner tiene que ser menor que el voltaje de salida para tener una realimentación adecuada. El valor del diodo zenner será de 5.6 volts, que es el más comercial.

Cálculo de R_f y R_1 .

$$9 \text{ volts} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) 5.6\text{v} - 0.7$$

$$R_f = R_1 (0.732)$$

$$\text{Si } R_1 = 10\text{K} \quad \text{entonces:}$$

$$R_f = (10\text{K}) (0.732) = 7321.43$$

$$R_f = 7.3243\text{K}$$

Cálculo de R_2 :

$$R_2 = \frac{V_s - V_z}{I_z} = \frac{9 - 5.6}{0.05} = 68$$

Selección del amp-op:

Utilizaremos para este circuito el $\mu A741$

Selección del transistor:

$$\beta = 2 \frac{I_e}{I_{sec}}$$

$$I_e = 250\text{ma}$$

$$\beta = \frac{2(250\text{ma})}{25\text{ma}} = 20$$

Resultados Prácticos:

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

$$R_2 = 68$$

$$R_f = 6.8\text{K}$$

$$V_z = 5.6\text{v a } 1\text{w}$$

$$T = \text{TIP-31}$$

$$\text{amp-op} = \mu A741$$

$$V_s = 9.29 \text{ volts.}$$

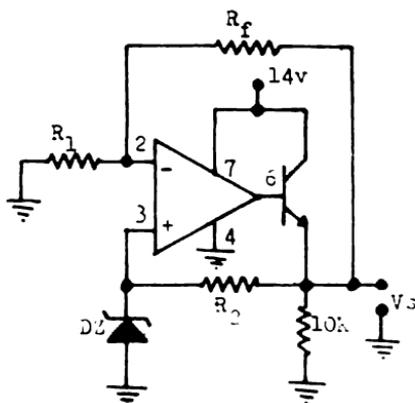


fig. 7.6

RECTIFICADOR DE PRECISION DE ONDA COMPLETA

Requisitos:

- 1.- Que rectifique voltajes de 0v a 1v.
- 2.- Tener un rango de frecuencias de 10Hz a 100KHz.
- 3.- Que el voltaje máximo de salida del rectificador de onda completa sea de 1 volts.

Calculo de R_1 y R_{f1} :

El voltaje de salida del rectificador de media onda es:

$$V_R = \frac{R_2}{R_1} V_e \text{ ----- } 7.20$$

Esta ecuación se cumple cuando el voltaje de salida es negativo.

Como se desea que el mismo voltaje de entrada sea el de salida entonces.

$$\frac{R_2}{R_1} = 1$$

$$R_2 = R_1$$

Utilizaremos dos resistencias de 10K en esta etapa.

Calculo de R_3 , R_2 y R_{f2}

El voltaje de salida en el inversor sumador se divide en dos.

1.- Para el primer pulso cuando el voltaje a la salida del rectificador de media onda es cero volts.

$$V_s = - \frac{R_{f2}}{R_3} V_e \text{ ----- } 7.21$$

2.- Para el segundo pulso. Cuando el voltaje a la salida del rectificador de media onda es máximo y V_e es negativo.

$$V_s = - \left(\frac{V_R}{R_2} - \frac{V_e}{R_3} \right) R_{f2} \text{ ----- } 7.22$$

Para que exista rectificación de onda completa.

$$R_3 = 2R_2$$

Como el voltaje a la salida del inversor tiene que ser igual al de entrada V_e entonces.

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_{f2}}{R_3} = 1$$

$$R_{f2} = R_3$$

Utilizaremos para R_{f2} y R_3 dos resistencias de 22K

$$R_2 = \frac{R_3}{2} = \frac{22K}{2} = 11K$$

$$R_2 = 11K$$

Selección de los diodos:

Utilizaremos para este circuito dos IN914

Selección de los amp-op:

Deben tener las siguientes características:

- 1.- Alto slew rate
- 2.- Bajo voltaje y corriente offset
- 3.- Baja variación de temperatura en el voltaje y corriente offset

El LM318 cumple con estas características.

Resultados Prácticos:

$$R_1 = R_2 = R_{f1} = 10K$$

$$R_3 = R_{f2} = 22K$$

Dos amp-op LM318

Dos diodos 1N914

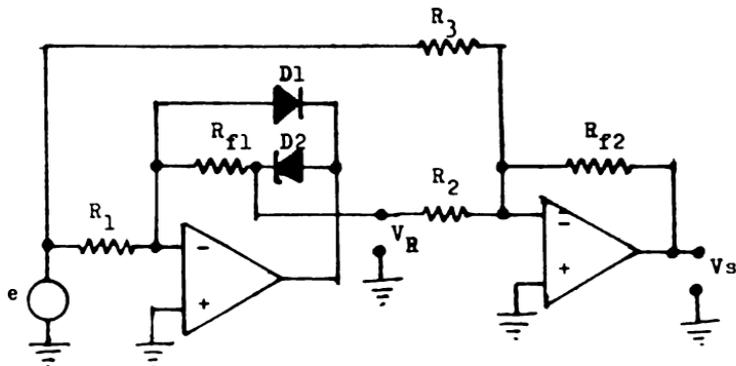
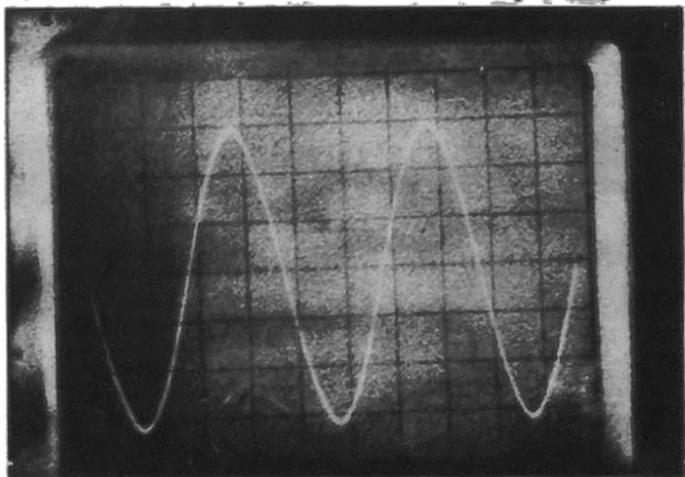


fig. 7.7

En la fig. 7.8 se ilustra el voltaje de entrada V_e que es de 0.6 V a una frecuencia de 500 hz.



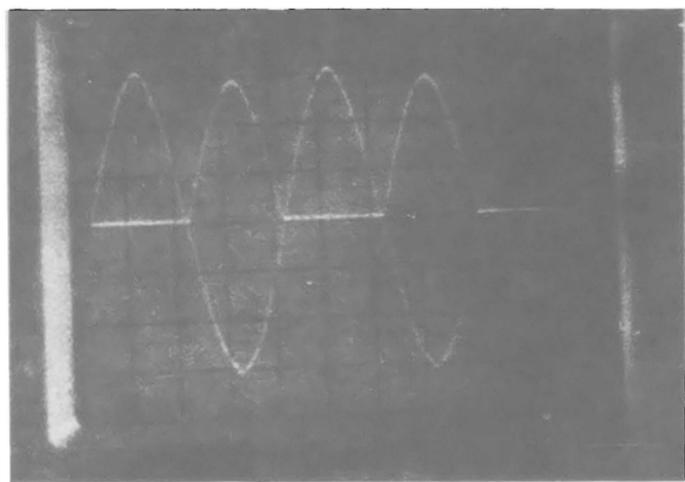
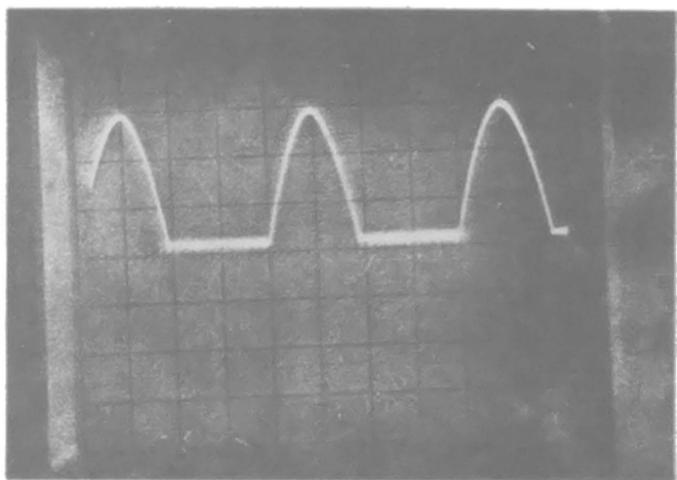
0.5 ms/div

100 mv/div

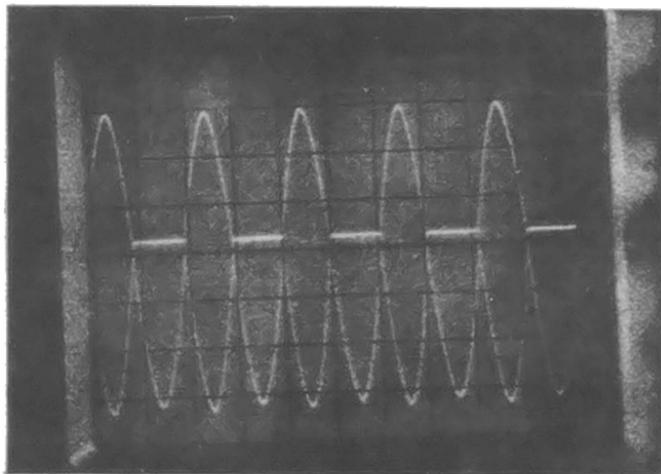
fig. 7.8

El voltaje rectificado de media onda se ilustra en la fig. 7.9

En la fig. 7.10 se muestran tanto el voltaje de entrada V_e y el voltaje rectificado de media onda.



En la fig. 7.11 se ilustran las señales rectificadas de media onda y onda completa a una frecuencia de 10 KHz



Oscilador senoidal

Requisitos de diseño:

$$V_s = \pm 10\text{v}$$

$$AV_{so} = 0.1 \text{ v}$$

Frecuencia de oscilación nominal.

$$f_0 = 1000 \text{ Hz}$$

$$V(\pm) = \pm 15\text{v}$$

Ecuaciones de diseño:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(R_1 R_2 C_1 C_2)^{1/2}} \text{ ----- } 6.24$$

$$R_1(\text{max}) = \frac{AV_{so}}{I_{b1}} \text{ ----- } 6.25$$

$$R_1(\text{min}) = \frac{R_4^2}{4\pi R_2 C_1 C_2 f_0^2} \text{ ----- } 6.26$$

$$R_2 = R_4 = R_5 = (R_1(\text{max}))^{1/2} \text{ ----- } 6.27$$

$$R_3 = 1.1R_2 \text{ ----- } 6.28$$

$$R_6 = 100R_3 \text{ ----- } 6.29$$

$$C_1 = C_3 = \frac{1}{2\pi f_0 R_2} \text{ ----- } 6.30$$

$$f_0(\text{max}) = \frac{f_0}{4\pi R_2 R_4 C_1 C_2} \text{ ----- } 6.31$$

$$f_0(\text{min}) = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{I_{b1}}{R_2 C_1 C_2 AV_{so}} \right)^{1/2} \text{ ----- } 6.32$$

Selección de los amp-op:

Utilizaremos dos μ A741 o un μ A747 que tiene las

$$I_{b1} = 500 \text{na}$$

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

Cálculo de $R_1(\text{max})$:

$$R_1(\text{max}) = \frac{A_{Vso}}{I_{b1}} = \frac{0.1\text{v}}{500\text{na}} = 200000 \Omega$$

$$R_1(\text{max}) = 200\text{K}$$

Cálculo de R_2 , R_4 y R_5 :

$$R_2 = R_4 = R_5 = (R_1(\text{max}))^{1/2} = (200000)^{1/2}$$

$$R_2 = R_4 = R_5 = 447 \Omega$$

Cálculo de R_3 :

$$R_3 = 1.1R_2 = 1.1(447 \Omega) = 491$$

Cálculo de R_6 :

$$R_6 = 100R_3 = (491)(100) = 49.1\text{K}$$

Cálculo de C_1 y C_2 :

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 R_2} = \frac{1}{2\pi(1000)(447)} = 3.5 \times 10^{-7} \text{ F}$$

$$C_1 = C_2 = 0.35 \mu\text{F}$$

$$\begin{aligned} R_1(\text{min}) &= \frac{R_4^2}{4\pi R_2 C_1 C_2 f_T^2} \\ &= \frac{(447)^2}{4\pi(447)(3.5 \times 10^{-7})^2(1 \times 10^6)^2} \\ &= 4.52 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 f_o(\max) &= \frac{I_{V2}}{4 \pi R_2 R_4 C_1 C_2} \\
 &= \frac{1 \times 10^6}{4 \pi (447)(447)(3.7 \times 10^{-7})^2} \\
 &= 9.747 \text{ KHz}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 f_o(\min) &= \frac{1}{2 \pi} \frac{I_{b1}}{R_2 C_1 C_2 A_{Vso}} \\
 &= \frac{1}{2 \pi} \frac{500 \times 10^{-9}}{(447)(3.7 \times 10^{-7})^2 (0.1)} \\
 &= 45.49 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

Resultados Prácticos:

$$R_1(\min) = 4.7 \Omega$$

$$R_1(\max) = 250 \text{ K} \quad \text{Potenciometro}$$

$$R_2 = R_4 = R_5 = 470 \Omega$$

$$R_3 = 5.6 \text{ V}$$

$$R_6 = 50 \text{ K} \quad \text{Potenciometro}$$

$$C_1 = C_2 = 0.5 \mu\text{F}$$

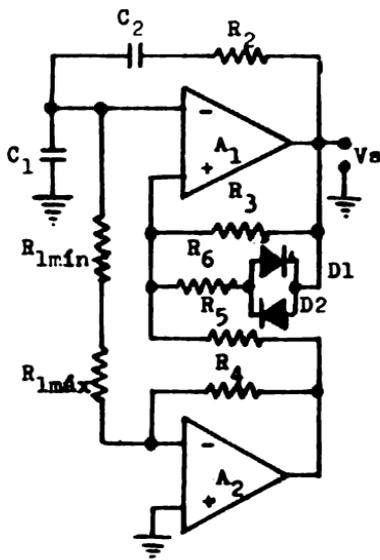
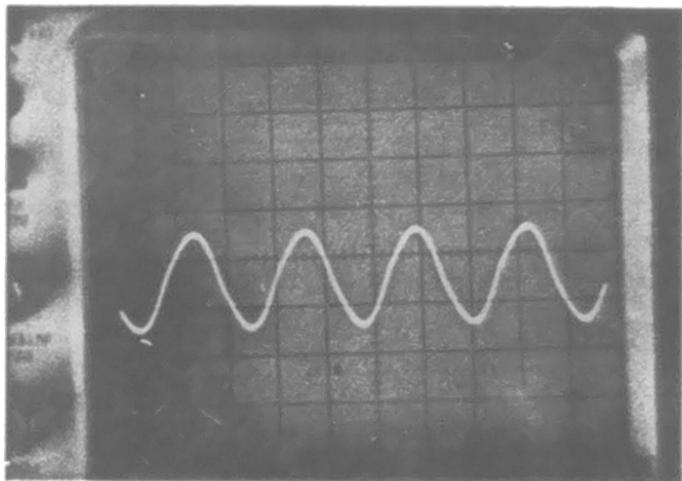
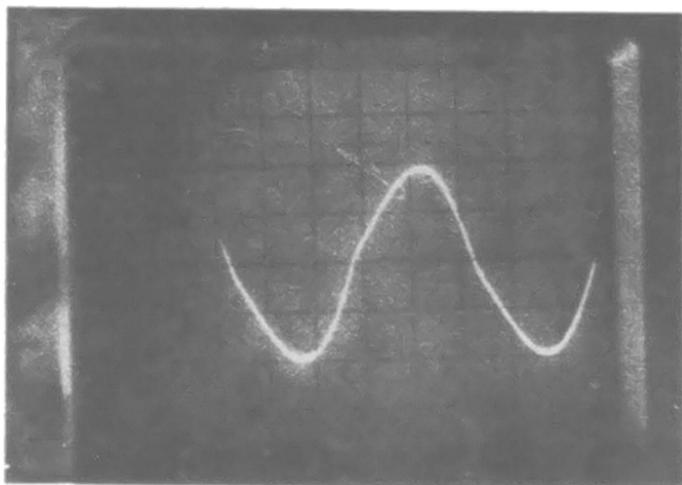


fig. 7.12

Las señales a máxima y mínima frecuencia del oscilador senoidal son ilustradas en la fig. 7.13



Frecuencia máxima 9.09 KHz. 0.05 ms/div; 5 V/div



Frecuencia mínima 10 Hz. 20 ms/div; 2 V/div

fig. 7.13

OSCILADOR DE ONDA CUADRADA Y TRIANGULAR

Requisitos:

$$f_0 = 1000\text{Hz}$$

$$V_s = \pm 10\text{v}$$

Ecuaciones:

$$f_0 = \frac{1}{2R_f C \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)} \text{-----} 6.33$$

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

$$V_p = \beta V_s \text{-----} 6.34$$

Cálculo de R_1 y R_2 :

Si el voltaje de referencia lo fijamos de 5v entonces:

$$\beta = \frac{V_R}{V_s} = \frac{5\text{v}}{10\text{v}} = 0.5$$

$$\beta = 0.5 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_2 = R_1$$

Para R_1 y R_2 utilizaremos resistencias de 10K

Cálculo de R_f y C:

$$f_0 = \frac{1}{2R_f C \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)}$$

$$f_0 = 1000\text{Hz}$$

$$\beta = 0.5$$

$$R_f C = 4.551196 \times 10^{-14} \text{ seg.}$$

Si $C = 0.1 \mu\text{F}$ entonces

$$R_f = \frac{4.551196 \times 10^{-4}}{0.1 \times 10^{-6}} = 4551.19 \Omega$$

$$R_f = 4.551 K$$

Resultados Prácticos:

$$R_1 = 10 K$$

$$R_2 = 10 K$$

$$R_f = 4.7 K$$

$$C = 0.1 \mu f$$

Para el oscilador triangular:

Ecuaciones.

Comportamiento como filtro pasabajas antes de:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

Como integrador.

$$V_{GT} = \frac{1}{R_4 C_2} \int V_{ac}(t) dt$$

Calculo de R_3 y C_2 :

Una decada antes de la frecuencia integración, se-
utilizada como frecuencia de corte entonces:

$$f_c = \frac{1000 Hz}{10} = 100 Hz$$

$$\text{Si } C_2 = 0.1 \mu f$$

$$R_3 = \frac{1}{2\pi f_c C_2} = \frac{1}{2\pi (100) (0.1 \times 10^{-6})}$$

$$R_3 = 15.92 K$$

Se desea un voltaje de salida triangular de 5V_{pico}

$$V_{ST} = \frac{1}{R_4 C_2} \int V_{sc}(t) dt$$

$$V_{sc}(t) = -10v \quad \text{para } t = 500 \mu s$$

$$V_{ST} = \frac{10t}{R_4 C_2}$$

$$5v = \frac{(10)(500 \times 10^{-6})}{R_4 (0.1 \times 10^{-6})}$$

$$R_4 = 10K$$

Selección del amp-op:

Utilizaremos dos $\mu A741$

Resultados Prácticos:

$$R_3 = 15K$$

$$R_4 = 10K$$

$$C = 0.1 \mu F$$

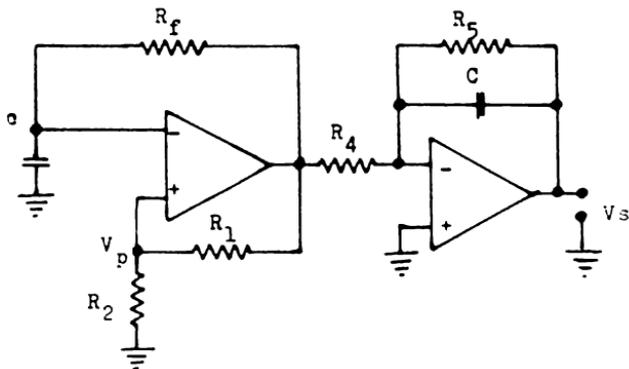
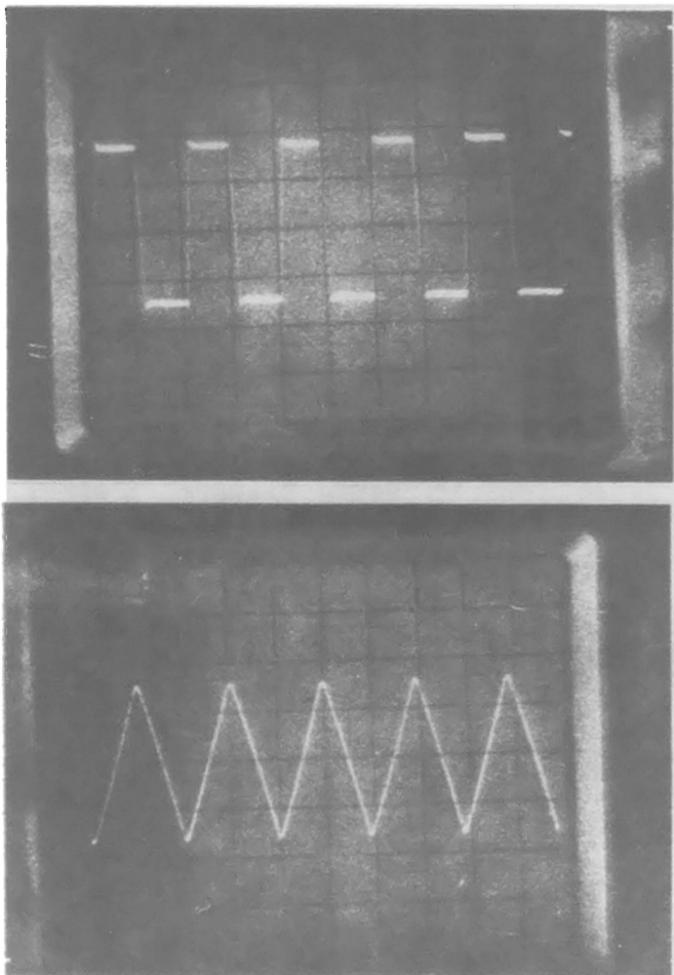


fig. 7.14

Las señales cuadrada y triangular son ilustradas en la fig. 7.15



0.5 ms/div; 1 V/div

fig. 7.15

En la fig. 7.16 se ilustra los voltajes del capacitor y en la entrada no inversora V_p .

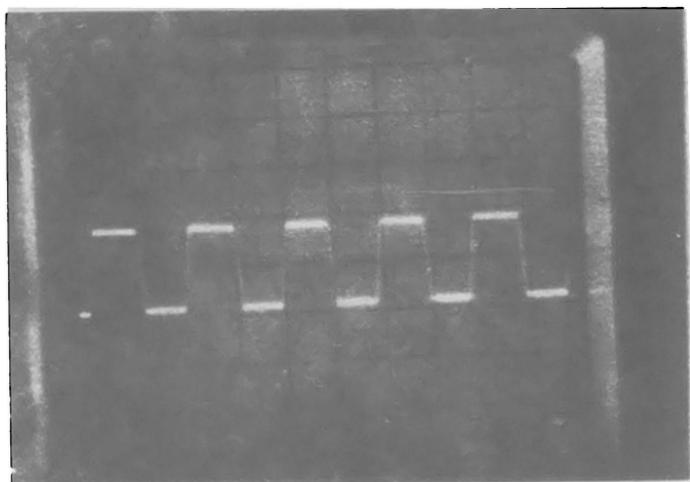
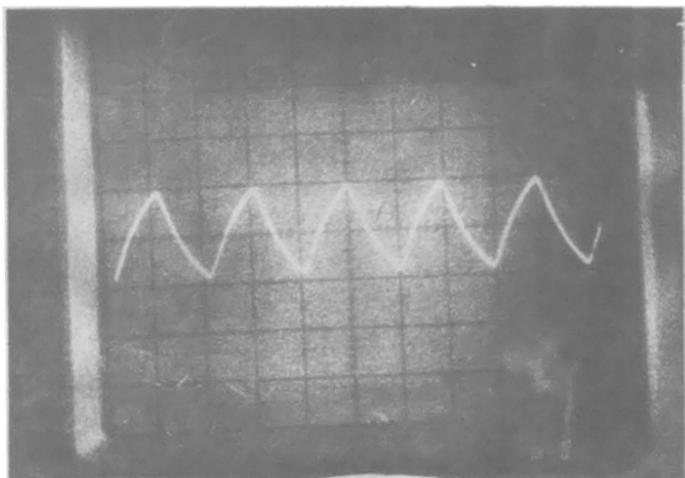


fig. 7.1:

Los voltajes de salida y del capacitor del oscilador de onda cuadrada se ilustran en la fig. 7.17

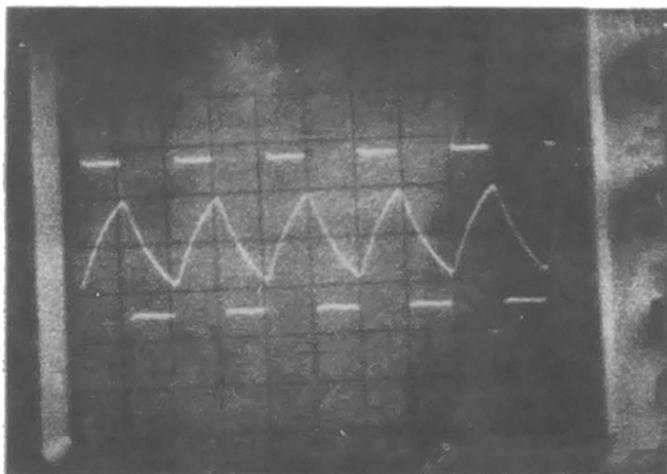


fig. 7.17

En la fig. 7.18 se ilustra las señales cuadrada y triangular.

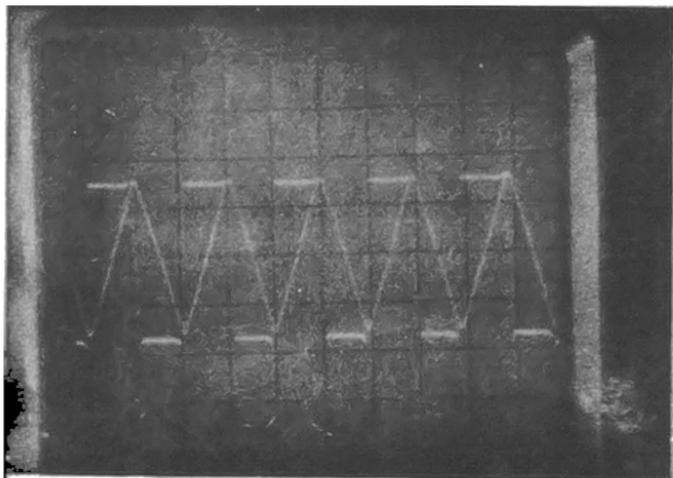


fig. 7.18

MODULAR DE ANCHO DE PULSO

Este circuito esta formado por dos comparadores A_1 y A_3 y un integrado A_2 , fig. 7.19

El comparador de A_1 a su salida proporciona una señal cuadrada cuando se le aplica una señal, el voltaje de referencia se ajusta de tal manera que la señal cuadrada tenga 100% duty cycle. El integrador A_2 integra la señal cuadrada, apareciendo a su salida una señal triangular. El ultimo comparador A_3 controla el ancho de pulso dependiendo del voltaje de referencia V_P fig. 7.20

Este circuito es usado en fuentes de potencia (fuentes de switcheo), control de motores etc.

Requisitos de diseño:

Señal de entrada senoidal de 60 Hz y $V_e = 6 V_{RMS}$

Calculo de R_1 , R_2 , R_5 y R_6 :

Como el comparador tiene problemas producidos por la variación de temperatura de un voltaje y corriente offset estas resistencias deben ser.

$$R_1 = \frac{AV_{10}}{A_{i10}} = \frac{7 \text{ mv}}{10 \mu\text{a}} = 700K$$

$$R_1 = R_2 = R_5 = R_6 = 700K$$

Calculo de R_4 :

El integrador se comporta como un filtro pasa bajas antes de la frecuencia de corte.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C}$$

La frecuencia que seleccionaremos para que se produzca el corte será una decada antes de la frecuencia que integremos.

$$f_c = \frac{60\text{Hz}}{10} = 6\text{Hz}$$

Si $C = 0.1 \mu\text{F}$

$$R_4 = \frac{1}{2 (6\text{Hz})(0.1 \times 10^{-6})} = 265.25\text{K}$$

Calculo de R_3 :

Si V_s sea de 5 volts.

Como $V_e = 10\text{v}$ y $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{60} = 0.01667 \text{ seg.}$

$$V_s = - \frac{1}{R_3 C} \int V_e(t) dt$$

$$V_s = \frac{10t}{R_3 C}$$

$$C = 0.1 \mu\text{F}$$

$$t = \frac{T}{2} = 0.008333 \text{ seg}$$

$$R_3 = \frac{10(0.008333)}{5(0.1 \times 10^{-6})} = 16.66\text{K}$$

Selección de los amp-op:

A_1 y A_3 son utilizados como comparadores, deben tener las siguientes características.

Voltaje de entrada diferencial de.

$V_{id} = 8.5$ volts.

Baja variación de temperatura de voltaje y corriente offset.

Deben ser amp-op unipolares.

Estas características son reunidas por el LM324.

El integrador A_2 .

Debe tener un alto slew rate como fines prácticos y como el LM324 tiene 4 amp-op lo utilizaremos también.

Resultados Prácticos:

$R_1 = R_2 = R_5 = R_6 = 680K$

$R_3 = 15K$

$R_4 = 270K$

$C = 0.1 \mu F$

Un amp-op LM324 C

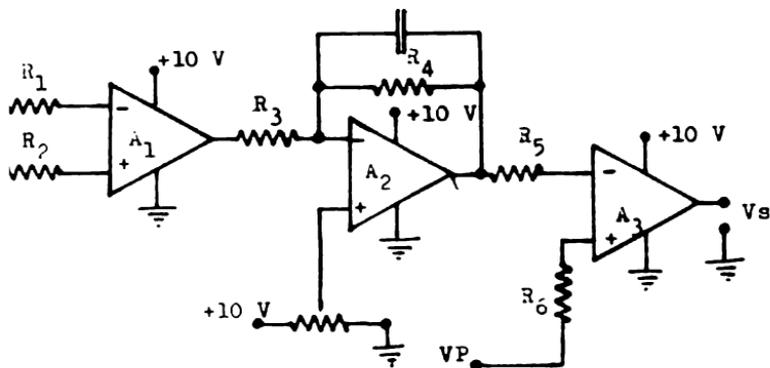


fig. 7.19

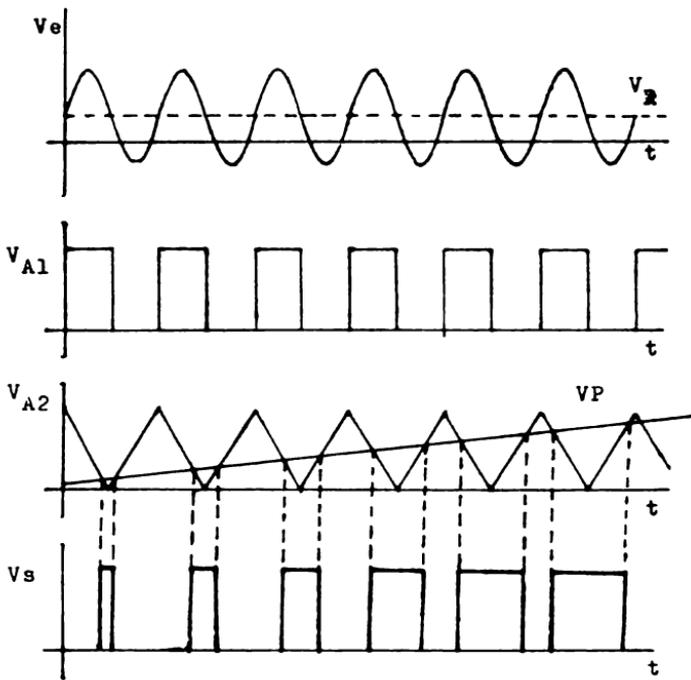


fig. 7.20

En la fig. 7.21 se ilustrarán las señales de entrada V_e y V_{A1} y en la fig. 7.22 el voltaje V_{A2}

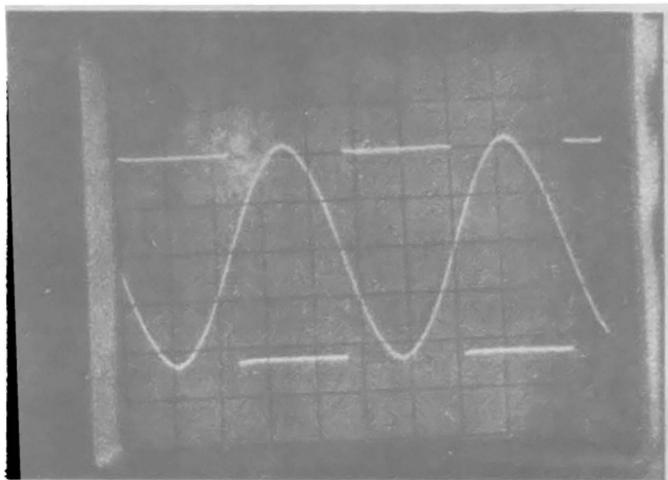


fig. 7.21

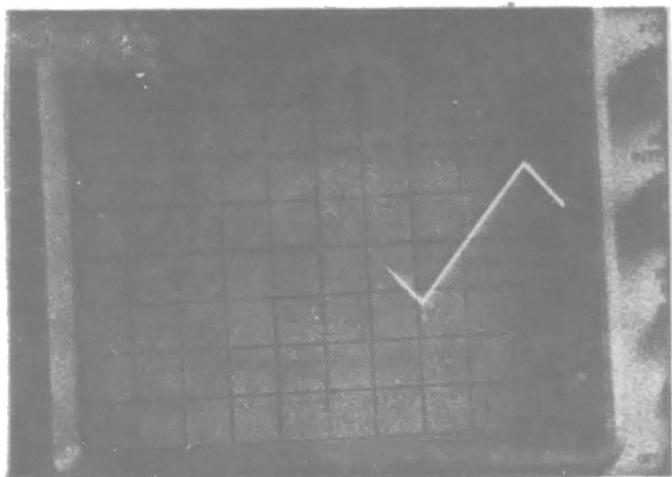


fig. 7.22

En la fig. 7.22 se ilustra la señal de salida A_3 con diferentes voltajes de referencia V_p

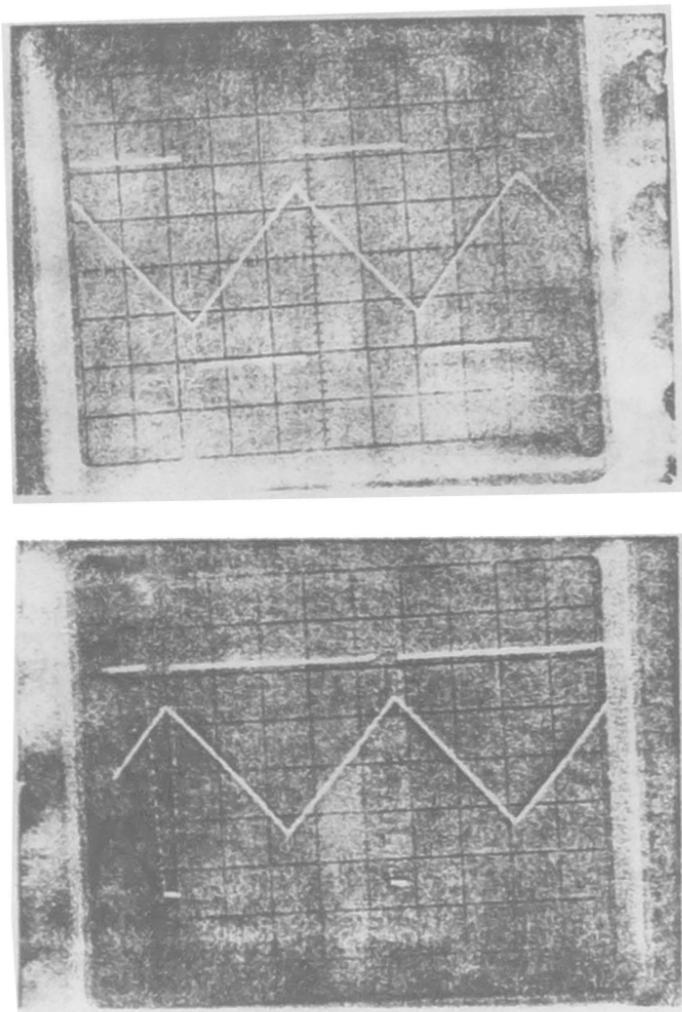


fig. 7.2

PARTE II

TIRISTORES

CAPITULO I

FUNCIONAMIENTO DEL SCR

El tiristor es un dispositivo semiconductor que - tiene características de funcionamiento semejante a las válvulas tiratron e ignitron. El tiristor más conocido es el SCR.

El SCR es parecido al diodo convencional, la única diferencia es que en el SCR se le agrega una conexión - al cátodo como se ilustra en la fig. 1.1, esta conexión se llama compuerta. Ambos elementos permiten el paso - de corriente de ánodo a cátodo, pero no en sentido contrario.

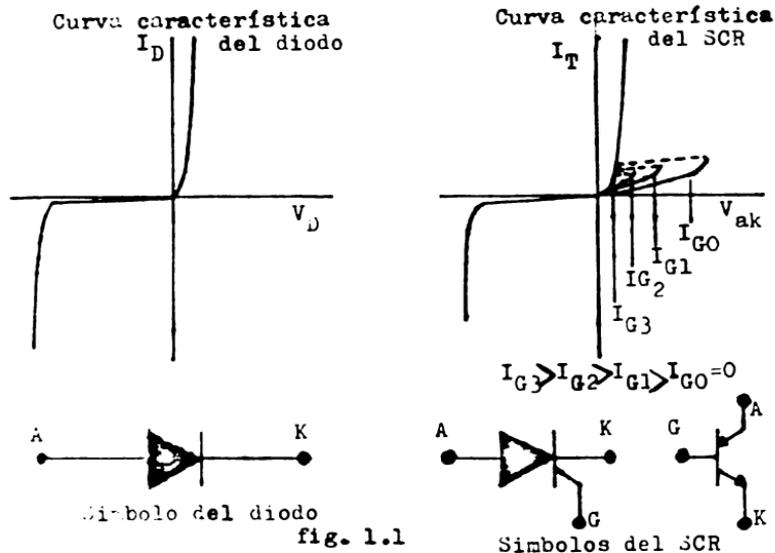


fig. 1.1

El diodo convencional de silicio para conducir tiene que rebasar el voltaje de arranque que es de aproximadamente de 0.7 volts fig. 1.1a. En el SCR el voltaje de arranque es muy grande, sin embargo este voltaje se puede controlar aplicando una corriente en la compuerta y conforme se aumenta la corriente en la compuerta, el voltaje de arranque disminuye hasta que se asemeja a la del diodo convencional. En la práctica el SCR funciona con voltajes mucho menores que el voltaje de arranque y se proporciona corriente de compuerta de magnitud adecuada para que el SCR conduzca.

Quando el SCR se dispara y empieza a conducir, la corriente que circula por el SCR es independiente de la corriente de compuerta, esto quiere decir que aunque se aumente o disminuya la corriente de compuerta, la corriente que circula por el SCR de ánodo a cátodo no variará. O sea la corriente de compuerta sirve únicamente para que arranque inicialmente el SCR, para que la corriente de compuerta entre en acción nuevamente, es necesario que la corriente que circula por el SCR de ánodo a cátodo disminuya hasta cero.

Al igual que el diodo convencional cuando se polariza en inversa (ánodo negativo y cátodo positivo), el SCR presenta una alta impedancia y fluye una corriente muy pequeña por el dispositivo, llamada corriente inversa, pero si se excede el voltaje inverso de ruptura la corriente aumenta bruscamente produciendose una ace-

lización térmica en el elemento, causando la destrucción fig. 1.1.

El SCR esta compuesto de cuatro capas de cristal de silicio en un angulo FPNP como se ilustra en la fig. 1.2.

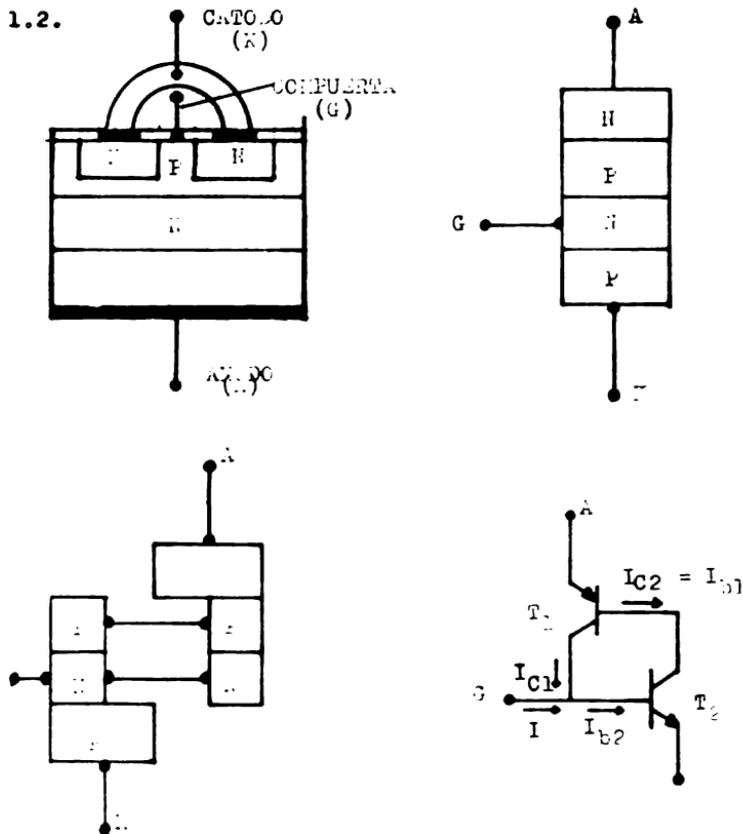


fig. 1.2

En la fig. 1.2a se muestra la sección transversal del SCR en su fabricación, de las fig. 1.2b y 1.2c obtenemos el circuito equivalente del SCR representado por dos transistores un PNP y un NPN conectados espalda con espalda fig. 1.2d.

Para analizar más en detalle el funcionamiento del SCR utilizaremos la teoría de transistores. De la fig. 1.2d tenemos que el transistor T_1 controla la base de T_2 y el transistor T_2 realimenta a la base de T_1 , para que empiece a circular corriente por ambos transistores se deben saturar estos, entonces:

$$I_{b2} = I_g + I_{c1} \text{ ----- } 1.1$$

Como podemos ver en esta ecuación I_g sirve para saturar T_2 .

$$I_{c2} = \beta_2 I_{b2} \text{ ----- } 1.2$$

Combinando las ecuaciones 1.1 y 1.2

$$I_{c2} = \beta_2 (I_g + I_{c1}) \text{ ----- } 1.3$$

como $I_{c2} = I_{b1}$ por lo tanto

$$I_{b1} = \beta_2 (I_g + I_{c1}) \text{ ----- } 1.4$$

De esta ecuación observamos que una vez que empieza a conducir T_2 proporciona la corriente para saturar T_1 .

$$I_{c1} = \beta_1 I_{b1} \text{ ----- } 1.5$$

Combinando las ecuaciones 1.4 y 1.5

$$I_{c1} = \frac{\beta_1 \beta_2}{1 - \beta_1 \beta_2} I_g \text{ ----- 1.6}$$

Donde β_1 y β_2 son las ganancias de corriente de T_1 y T_2 respectivamente. Al factor $\beta_1 \beta_2$ se conoce como ganancia regenerativa.

La ecuación 1.6 tiene las siguientes características.

- Si $\beta_1 \beta_2 > 1$ Hay realimentación positiva.
- Si $\beta_1 \beta_2 < 1$ El sistema es estable y no hay conducción
- Si $\beta_1 \beta_2 = 1$ El sistema es inestable.
- Si $\beta_1 \beta_2 > 1$ El circuito es regenerativo y el SCR empieza a conducir.

¿ Porque es regenerativo ?, haremos referencia de la fig. 1.1b y de las ecuaciones 1.3 y 1.6 para explicar esto.

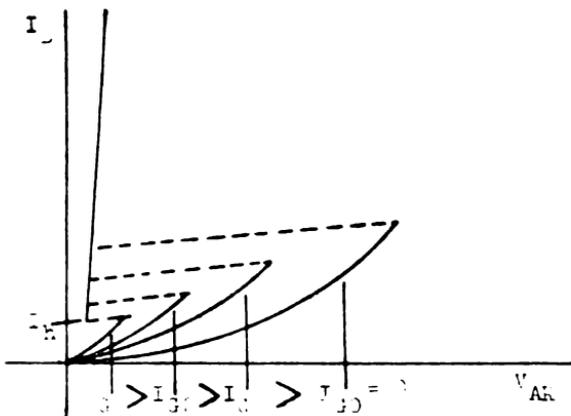


fig. 1.1b

En la curva de comportamiento del SCR, cuando no se le aplica señal de corriente en la compuerta I_g el voltaje de arranque es muy grande. Pero si se aplica una corriente $I_g > 0$, esta corriente accionará al transistor T_2 como se ve en la ecuación 1.3.

$$I_{c2} = \beta_1 (I_g + I_{c1}) \text{ ----- 1.3}$$

Y por lo tanto accionará también al transistor T_1 ecuación 1.6

$$I_{c1} = \frac{\beta_1 \beta_2}{1 - \beta_1 \beta_2} I_g \text{ ----- 1.6}$$

Accionando el transistor T_1 el sistema se vuelve regenerativo, es decir la corriente que entra al ánodo es bastante grande y hará funcionar el transistor T_2 y este a T_1 , y así sucesivamente, por esta razón arrancando el SCR I_g ya no tiene ninguna acción sobre este.

De lo visto anteriormente la señal de compuerta sirve únicamente para arrancar el SCR, entonces con aplicación de pulsos de suficiente corriente en la compuerta, el SCR empieza a conducir. Con pulsos en la compuerta se evita un poco el excesivo calentamiento del SCR como se verá en capítulos siguientes.

Para disparar la compuerta del SCR existen dos métodos.

- a.- Señal de disparo independiente de la fuente de alimentación.

b.- Señal de disparo tomada de la misma fuente de -
alimentación.

El primer metodo es aplicado cuando la fuente de -
alimentación es de corriente directa y se utiliza como
generador de pulsos de alto voltaje, en la fig. 1.3, se
ilustra como es el circuito básico de este método y la
forma de señal de compuerta y de carga.

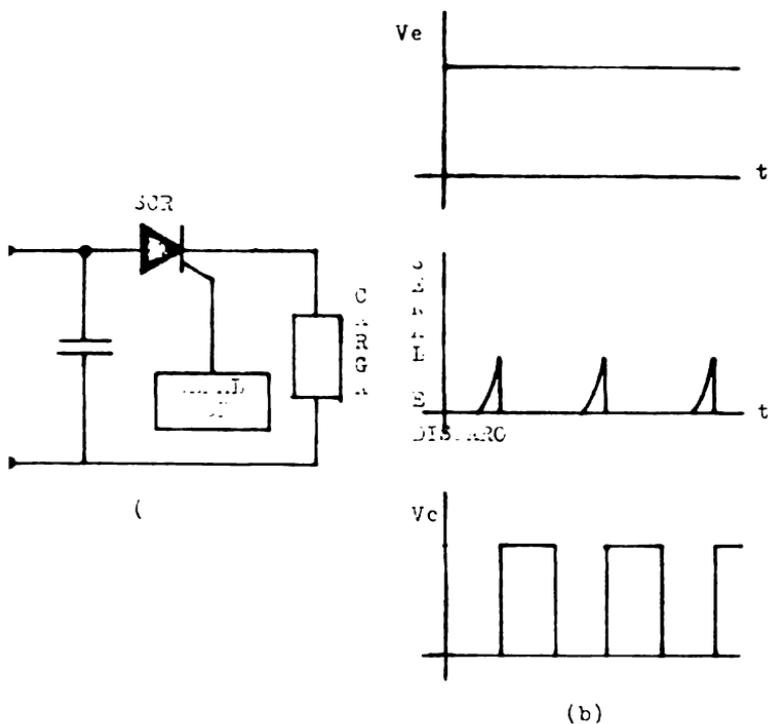


fig. 1.3

El funcionamiento de este circuito es de la siguiente manera:

El capacitor C se carga al mismo potencial de la fuente de alimentación. Cargado el capacitor C se aplica la señal de disparo, el SCR empezará a conducir y el capacitor se descargará a través de la carga R_c . La carga puede ser resistiva o inductiva. Cuando el capacitor se descarga totalmente el SCR deja de conducir, volverá a conducir hasta que aparezca otro impulso como se ilustra en la fig. 1.3b.

El segundo método se utiliza con fuente de alimentación de corriente directa, pulsante y alterna. El circuito de la fig. 1.4 ilustra la configuración básica de este método.

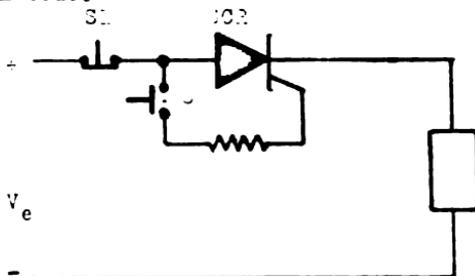


fig. 1.4

Los interruptores S_1 y S_2 se utilizan cuando la fuente de alimentación es de corriente directa, R_g proporciona la corriente adecuada de compuerta. El inte-

interruptor S_2 produce un pulso similar al de la fig. 1.5b con el cual empezará a conducir el SCR fig. 1.5c, nótense el SCR dejara de conducir hasta que S_1 sea presionado.

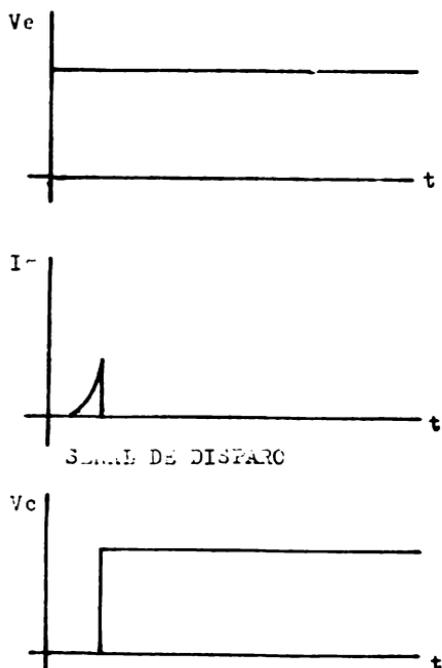


fig. 1.5

Para corriente pulsante y alterna no se utilizan los interruptores porque la corriente va de un valor mínimo a un máximo y viceversa, y esto sirve para que el SCR controle el mismo cuándo debe conducir y cuándo no. Pero podemos controlar el voltaje y la corriente eficaz a través de la carga haciendo R_g una resistencia

variable, el circuito queda como sigue, fig. 1.6.

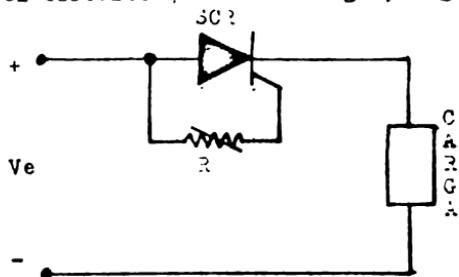


fig. 1.6

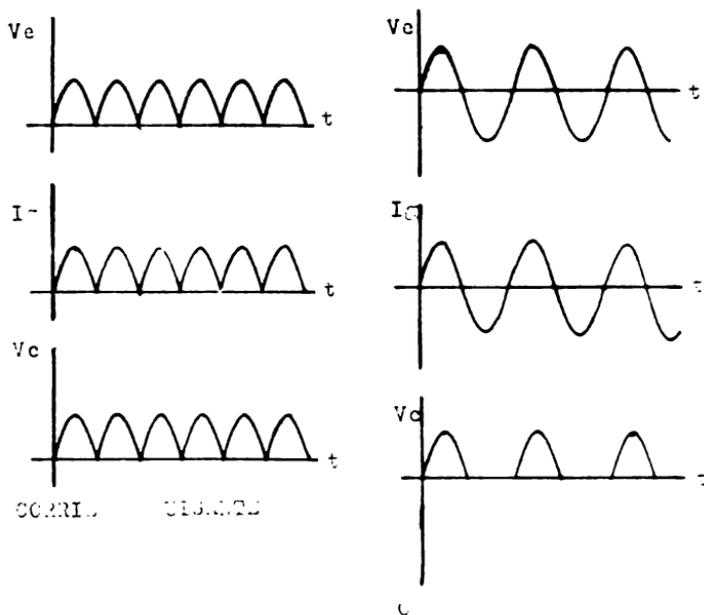


fig. 1.7

Con la resistencia R_g podemos variar la corriente de compuerta y así controlar los momentos de arranque del SCR, en la fig. 1.7 se muestra como sería el voltaje en la carga con R_g mínima, la corriente de compuerta será suficiente para que el SCR empiece a conducir como si fuera un diodo convencional.

Pero si ahora R_g es máxima, la corriente I_g es mínima haciendo que el SCR empiece a conducir cuando el voltaje es máximo (cuando el ángulo es 90°) fig. 1.8.

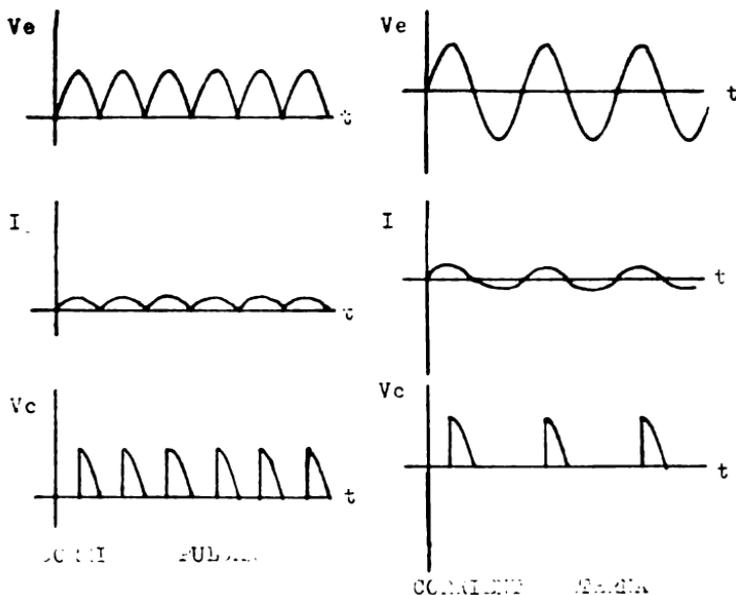


fig. 1.8

Con el circuito de la fig. 1.6 solamente podemos controlar 90° de conducción, para controlar el pulso completo se adiciona un capacitor entre la compuerta y el cátodo fig. 1.9, con el capacitor se puede defazar la señal de compuerta con respecto al de entrada y así controlar 180° del pulso.

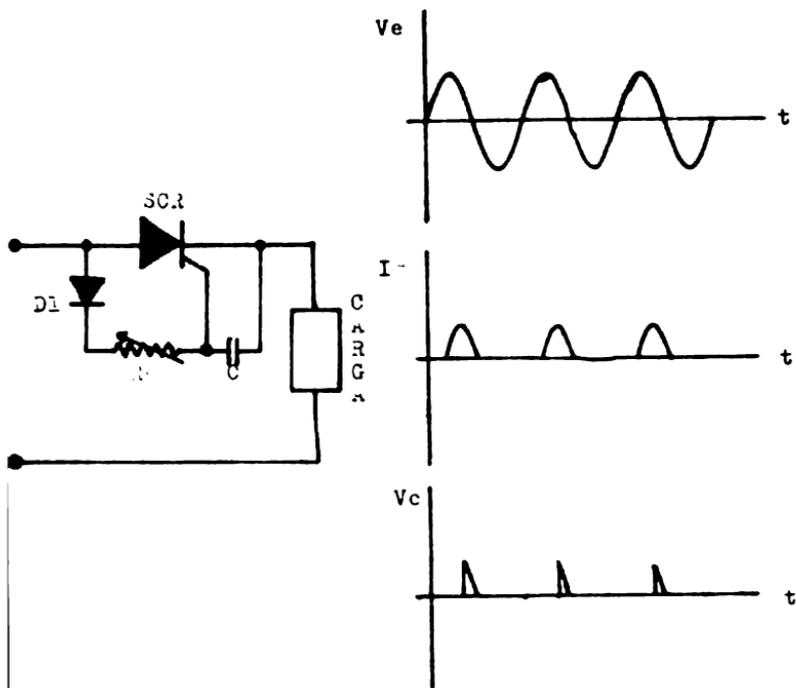


fig. 1.9

Podemos ver en la fig. 1.9 que defasando la corriente I_g de tal manera que el SCR conduzca después de 90° y así controlar los 180° del pulso.

CAPITULO II

CARACTERISTICAS DE FUNCIONAMIENTO

El SCR como otros elementos semiconductores tienen características de funcionamiento especificadas por el fabricante que define los valores límites en los cuales se obtienen resultados óptimos para una mejor vida útil de funcionamiento y confiabilidad. Los valores límites se determinan en base a extensas pruebas que realiza el fabricante para asegurar la capacidad del elemento.

Las características de funcionamiento entre un diodo positivo y otro, aún dentro del mismo tipo varían. Por este motivo las especificaciones de operación se dan en rangos de valores y en forma de curvas.

A continuación definiremos las características más importantes que se encuentran en la hoja de datos o manuales que proporcionan los fabricantes.

VOLTAJE INVERSO DE PICO NO REPETITIVO (V_{RSOM}).

Es el voltaje negativo máximo instantáneo que puede ser aplicado a las terminales principales del SCR - (ánodo-cátodo), cuando no se aplica señal de disparo.

VOLTAJE INVERSO DE PICO REPETITIVO (V_{RRM}).

Es el máximo voltaje negativo que se aplica a las terminales del SCR, incluyendo todos los transitorios negativos respectivos, en condiciones de no señal de disparo en la compuerta.

**VOLTAJE DE BLOQUEO PICO DIRECTO NO REPETITIVO (V_{DSOM})
(ESTADO DE NO CONDUCCION)**

Es el máximo voltaje positivo instantáneo que puede ser aplicado a las terminales del SCR, sin que este conduzca, bajo condiciones de no señal de disparo en la compuerta.

**VOLTAJE DE BLOQUEO PICO DIRECTO REPETITIVO (V_{PRM})
(ESTADO DE NO CONDUCCION)**

Es el máximo voltaje positivo incluyendo transitorios repetitivos que soporta el SCR, sin que conduzca, cuando no se aplica señal de disparo en la compuerta.

CORRIENTE DIRECTA DE CONDUCCION (I_T).

Esta corriente se puede dar de tres maneras I_T (eficaz), I_T (promedio) e I_T (pico). Se define como la máxima corriente que circula de ánodo a cátodo, limitada por la potencia disipada durante el estado de conduc

ción y resulte una resistencia térmica juntura-encapsulado y no produzca una temperatura de juntura en exceso a la temperatura máxima de juntura.

CORRIENTE DE PICO NO REPETITIVA (I_{TSM}).

(ESTADO DE CONDUCCION)

Es la máxima corriente que se puede aplicar en el SCR en un ciclo completo de conducción sin que se dañe el dispositivo.

CORRIENTE DE PICO REPETITIVO (I_{TRM}).

Es la máxima corriente que se aplica al tiristor durante un corto circuito, aplicando pulsos repetitivos estos son de mínima duración, y definidos por la velocidad crítica de crecimiento de corriente en estado de conducción di/dt .

VOLTAJE DE ARRANQUE DIRECTO INSTANTANEO ($V_{(BO)}$).

Es el máximo voltaje que se aplica entre ánodo y cátodo del SCR para que conduzca, si la temperatura de juntura es máxima y sin señal de disparo en la compuerta.

CORRIENTE DE PICO DIRECTA (I_{DROM}).

(ESTADO DE NO CONDUCCION)

Es la máxima corriente permitida que puede circular por el SCR cuando se aplica el voltaje V_{DROM} .

CORRIENTE DE PICO INVERSA (I_{RRM}).

Es la máxima corriente negativa que soporta el SCR cuando se aplica el voltaje V_{RRM} .

CORRIENTE DE DISPARO EN LA COMPUERTA (I_{gt}) EN CORRIENTE DIRECTA.

Es la corriente máxima necesaria para el arranque del SCR, se dan corrientes directas.

VOLTAJES DE DISPARO EN LA COMPUERTA (V_{gt}) EN CORRIENTE DIRECTA.

Es el voltaje máximo necesario para arrancar el SCR.

VOLTAJE DE ENCENDIDO INSTANTANEO EN LA COMPUERTA (V_T)

Es el máximo voltaje instantaneo en que el SCR empieza a conducir.

•

CORRIENTE DE MANTENIMIENTO (I_H).

Es la corriente mínima entre ánodo y cátodo para que el SCR se mantenga en estado de conducción.

VELOCIDAD CRITICA DE CRECIMIENTO PARA QUE PERMANEZCA EN ESTADO DE NO CONDUCCION ($\frac{dv}{dt}$).

Es el máximo voltaje que puede soportar el SCR en un intervalo de tiempo y permanezca en estado de no conducción. El voltaje crece en forma exponencial.

VELOCIDAD CRITICA DE CRECIMIENTO DE CORRIENTE EN ESTADO DE CONDUCCION ($\frac{di}{dt}$).

Es la máxima corriente que puede manejar el dispositivo durante un microsegundo después del disparo.

MAXIMA DISIPACION DE POTENCIA EN LA COMPUERTA (P_{OM}).

La máxima disipación de potencia P_{OM} incluye la disipación de potencia pico directa (P_{GDM}), la potencia pico inversa (P_{GAM}) y la potencia promedio de compuerta (P_G). Se define como máxima potencia que puede soportar la compuerta, la disipación de potencia en la compuerta, esta en función del tiempo y ancho del pulso de disparo, se debe considerar para determinar el voltaje y corriente de compuerta.

POTENCIA PROMEDIO EN LA COMPUERTA (P_G).

Es el producto de corriente y voltaje de disparo máximo permisible en la compuerta.

TIEMPO DE ENCENDIDO (t_{gt}).

Es el tiempo transcurrido entre la iniciación de la señal de compuerta y el instante en que la corriente a través del dispositivo alcanza el 90% de su valor nominal.

CURVAS CARACTERISTICAS DEL SCR

Para definir los límites de funcionamiento de cualquier parámetro en función de otro u otros se utilizan las curvas características.

Las curvas características dan más detalles sobre el funcionamiento del SCR, bajo diferentes condiciones.

Las siguientes curvas son las que más se utilizan en el diseño y son las más comunes en las hojas de datos o manuales.

CURVAS CARACTERISTICAS DE COMPUERTA.

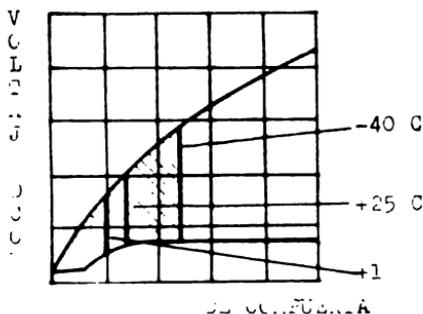


fig. 2.1

Este tipo de curva representa los valores de magnitud de corriente y voltaje necesario para disparar el SCR a diferentes temperaturas. Se puede observar que -

a medida que aumenta la temperatura se reduce el valor de voltaje y corriente necesario de disparo, entonces, las peores condiciones para disparo ocurren a mínima temperatura de juntura.

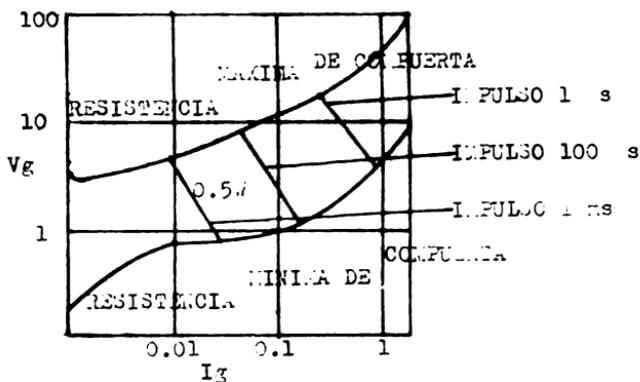


fig. 2.2

En la fig. 2.2 se ilustra la curva característica de compuerta que indican los anchos de pulso máximo permisibles para distintos valores de pico de la potencia de compuerta.

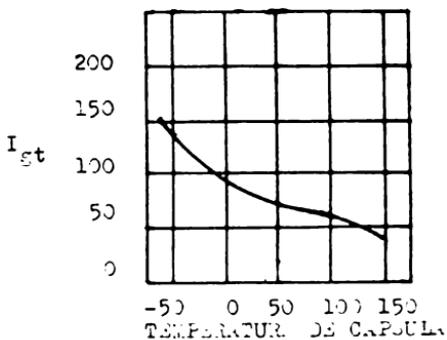


fig. 2.3

La curva de la fig. 2.3 es un complemento de la -
 curva característica de la fig. 2.1.

**CURVAS CARACTERISTICAS DE LA CORRIENTE DE CON--
 DUCION**

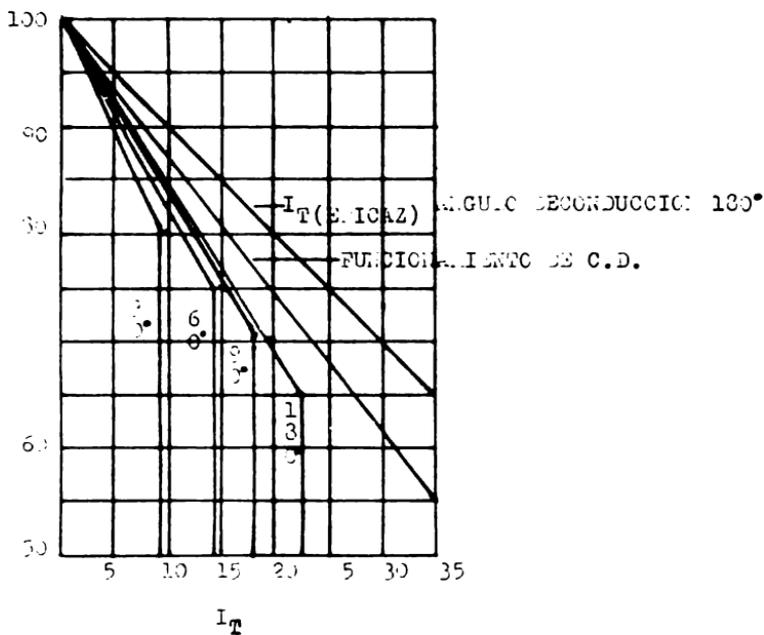


fig. 2.4

La curva de la fig. 2.4 ilustra los valores máxi--
mos de corriente para una temperatura de cápsula dada,
estas curvas solo pueden utilizarse en los casos de car_
gas inductivas o resistivas, cuando se utilizan cargas
capacitivas, las corrientes producidas por la carga y -
descarga del capacitor pueden ser excesivamente altas,
debiendo usarse en serie con el capacitor una resisten-
cia de protección, a fin de limitar las corrientes a -
las especificaciones del tiristor.

CAPITULO III

OTROS TIPOS DE TIRISTORES

En la década de los 60s el SCR y el diodo de cuatro - capas eran los únicos tiristores disponibles, pero la --- gran aplicación que ha encontrado el tiristor en la industria en la última década, ha provocado el desarrollo de - otros tipos de tiristores, para mejor funcionamiento y para obtener circuitos de disparos más precisos.

En este capítulo se hace un resumen de los tiristores comercialmente disponibles en el mercado con sus nombres más comunes, construcción por capas, símbolo, curva característica y circuito equivalente.

Los tiristores son divididos en dos tipos:

Unidireccionales: Son los que permiten el paso de corriente en una sola dirección de ánodo a cátodo.

Bidireccionales: Son los tiristores que conducen en ambas direcciones es decir de ánodo a cátodo y viceversa.

TIRISTORES UNIDIRECCIONALES

DIODOS DE CUATRO CAPAS

Este tipo de tiristores es similar al SCR con la única diferencia que no tiene compuerta. Para que el diodo de cuatro capas conduzca es necesario rebazar el voltaje de arranque $V_{(BO)_0}$, en la fig. 3.1 se muestra, su símbolo su construcción por capas, curva característica y circuito equivalente.

El diodo de cuatro capas también se llama diodo shockley.

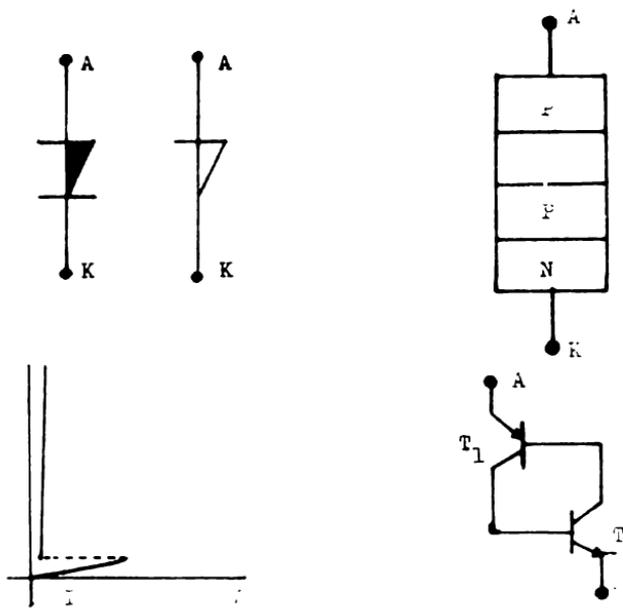


fig. 3.1

Los voltajes de arranque son mucho menores que el SCR, por esta razón la aplicación más común es en circuitos de disparo.

SCR ACCIONADO POR LUZ (LASCR, LIGHT ACTIVATED - SCR).

El LASCR funciona idénticamente que el SCR convencional, se hace conducir con una señal de compuerta, pero también se pone en estado de conducción por medio de intensidad de luz. Los símbolos que se encuentran en libros y revistas son ilustrados en la fig. 3.2, la curva característica, construcción por capas y el circuito equivalente es similar al SCR.

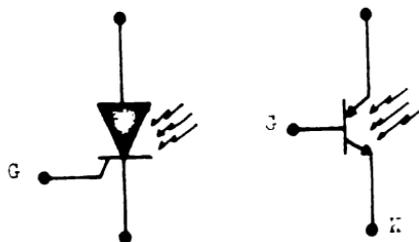


fig. 3.2

La señal de compuerta y la intensidad de luz se combinan para hacer conducir el SCR, la intensidad de luz que se necesita para el disparo puede ser mayor o menor dependiendo de la corriente de compuerta.

SCR APAGADO POR COMPUERTA (GTO, GATE TURN-OFF).

Otro tiristor similar al SCR es el GTO, sus símbolos, construcción por capas, curva característica y diagrama equivalente son ilustrados en la fig. 3.3. El GTO aparte de ser puesto en conducción por medio de una corriente positiva de compuerta, es posible apagarlo - por medio de una corriente negativa en la compuerta.

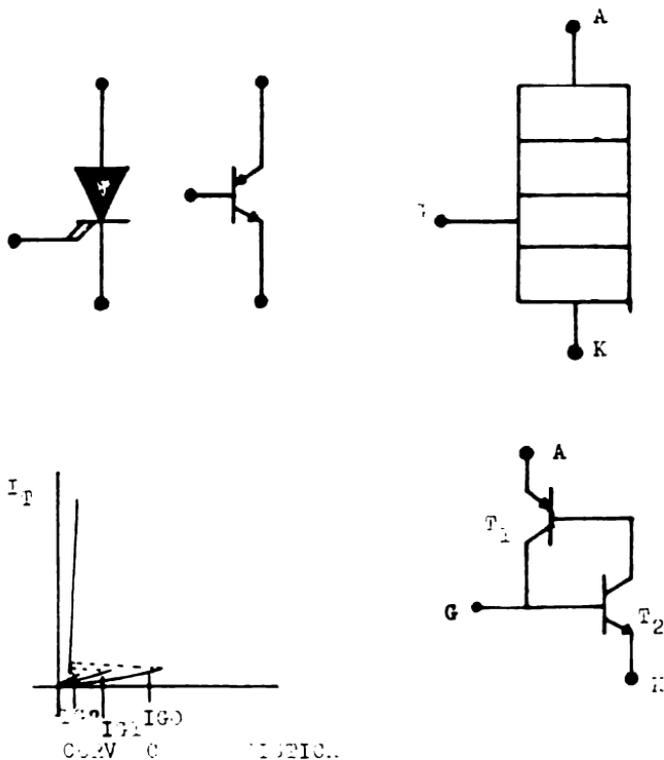


fig. 3.3

Para poder lograr apagar el SCR, en la capa de la compuerta, la concentración de impureza debe ser menor que en el SCR convencional, de tal manera que al aplicar un voltaje negativo se bloquee el GTO fig. 3.4

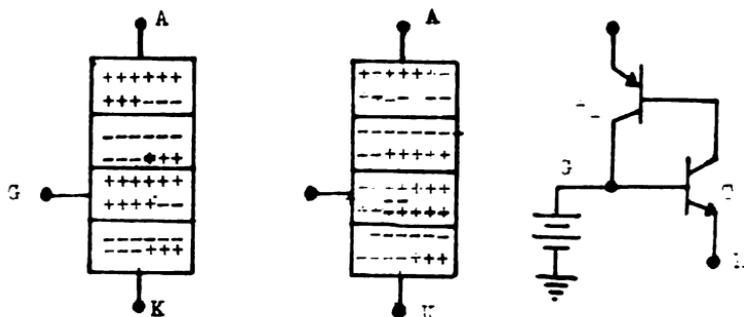


fig. 3.4

La fabricación del GTO es más complicada que el SCR convencional, por lo tanto es más caro.

INTERRUPTOR CONTROLADO DE SILICIO (SC3, SILICON CONTROLLED SWITCH).

El SC3 tiene una terminal en cada una de sus capas fig. 3.4, a la nueva terminal se le conoce como compuerta de ánodo.

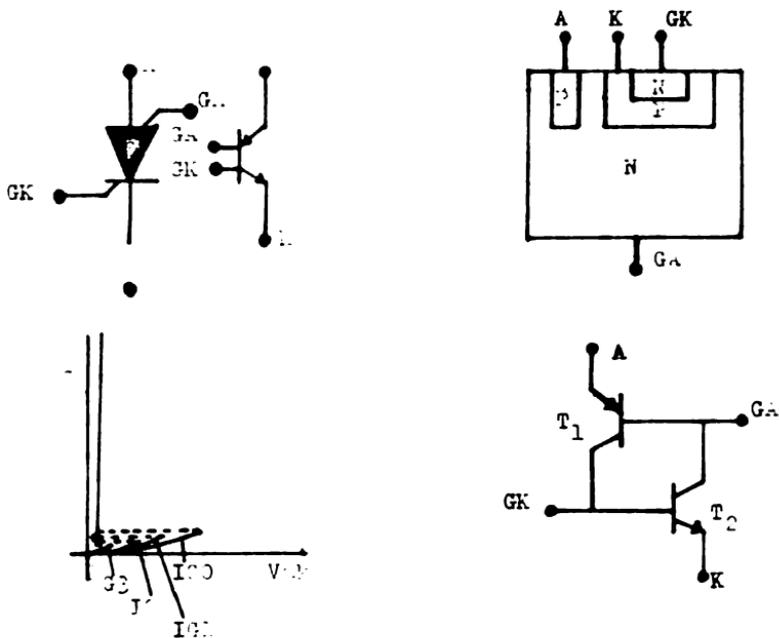


fig. 3.5

Para poner en conducción el SC3 aplicando una señal positiva a la compuerta de cátodo o en la compuerta de ánodo ($V_{GA} > V_A$). También se puede apagar, si la corriente de conducción es menor que 50 mA.

El 3C3 es un elemento de baja potencia, su aplicación es en generadores de tono, generadores de pulso y circuitos de computadores.

INTERRUPTOR UNILATERAL DE SILICIO (SUS, SILICON UNILATERAL SWITCH).

El SUS es construido por un 3CR miniatura con compuerta de ánodo y un diodo zener conectado entre compuerta de ánodo y cátodo, fig. 3.6

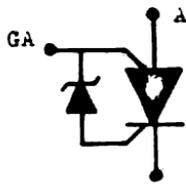
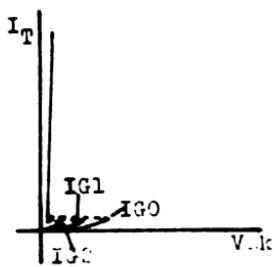
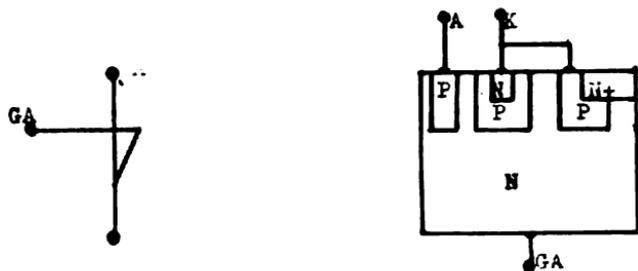


fig. 3.6

Este tipo de tiristor es de muy baja potencia, el voltaje de arranque máximo ($V_{(BO)0}$) que se puede encontrar es de 15 volts con una corriente de conducción de 0.5 amperes máxima.

Se hace conducir por medio de un voltaje de compuerta de ánodo determinado por el diodo sensor o excediendo el voltaje de arranque $V_{(BO)0}$. La aplicación más usual es un diodo de compuerta para SCR.

TIRISTORES BIDIRECCIONALES

TRIAC

El TRIAC son dos SCR conectados en paralelo en sen tido opuesto como se ilustra en la fig. 3.7

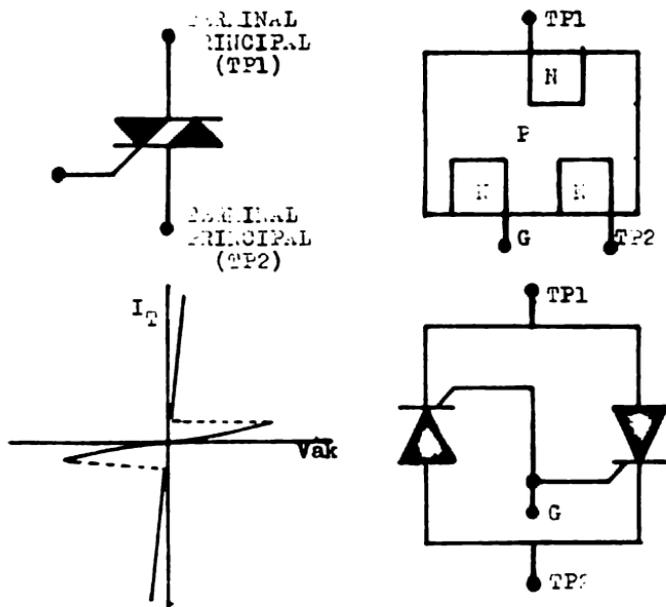


fig. 3.7

El termino TRIAC es empleado para identificar el - tiristor de corriente alterna (Triode Alternative Cu-- rrent).

... para en ambas direcciones por lo tan
deben aparecer pulsos positivos y ne

DIAC

El DIAC es un diodo de avalancha bidireccional que conduce con cualquier polaridad del voltaje aplicado entre las terminales siempre y cuando se exceda el voltaje de arranque $V_{(BO)}$, en la fig. 3.8 se ilustra su símbolo, construcción por capas y curva característica.

La fabricación del DIAC es similar a la de un transistor bipolar, las únicas diferencias son la concentración de impurezas iguales en ambas junturas y no existe contacto en la capa intermedia.

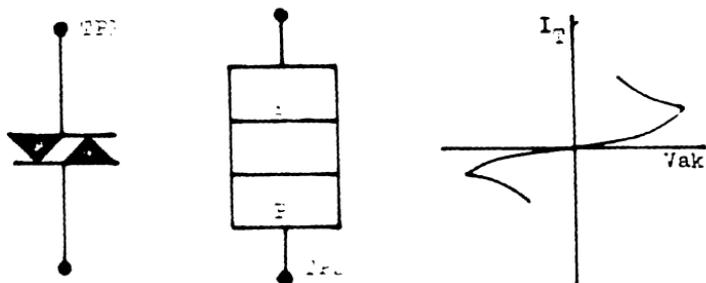


fig. 3.8

El TRIAC conducirá en ambas direcciones por lo tanto en la compuerta deben aparecer pulsos positivos y negativos.

DIAC

El DIAC es un diodo de avalancha bidireccional que conduce con cualquier polaridad del voltaje aplicado entre las terminales siempre y cuando se exceda el voltaje de arranque $V(B0)_0$, en la fig. 3.8 se ilustra su símbolo, construcción por capas y curva característica.

La fabricación del DIAC es similar a la de un transistor bipolar, las únicas diferencias son la concentración de impurezas iguales en ambas junturas y no existe contacto en la capa intermedia.

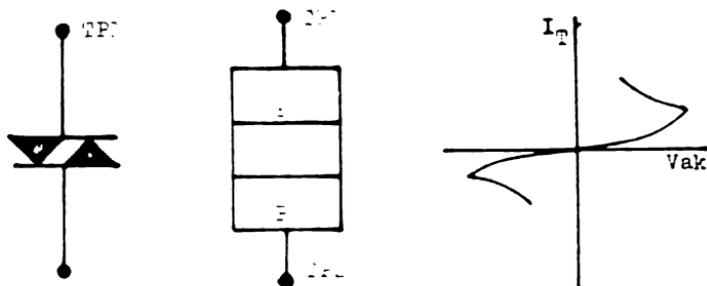


fig. 3.8

INTERRUPTOR BILATERAL DE SILICIO (SILICON BILATERAL SWITCH SBS)

El SBS son dos SUS conectados en paralelo en sentido opuesto, de esta manera puede conducir en ambas direcciones, su aplicación más común es en circuitos de disparo de TRIAC. En la fig. 3.9 se muestra el símbolo y curva característica.

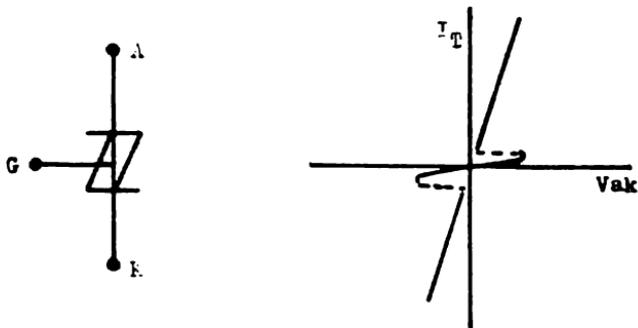


fig. 3.9

CAPITULO IV

APLICACIONES DE LOS TIRISTORES

Los tiristores por su aplicación se clasifican en:

- a.- Interruptores controlados.
- b.- Diodos de disparo.

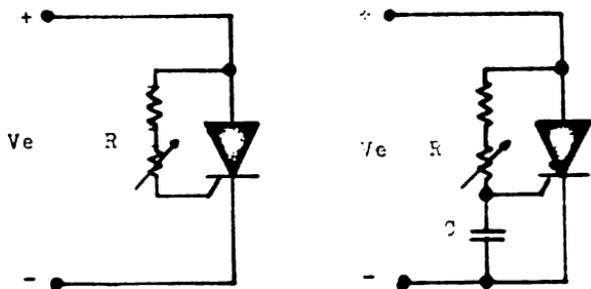
Interruptores controlados:

Los interruptores controlados también se les llama interruptores eléctricos, conmutadores o switchs controlados. Los interruptores controlados son el SCR, GTO, LASCR y el TRIAC, se les conoce de esta manera porque - todos estos dispositivos se oponen o permiten el paso - de la corriente entre sus terminales principales, dependiendo de una señal de compuerta.

Diodos de disparo:

También conocido como elementos o dispositivos de disparo, en la compuerta de cualquier interruptor se aplica un voltaje a la compuerta antes que se presente - el disparo fig. 4.1, lo cual provoca mayor disipación - en la compuerta ocasionando un calentamiento excesivo - en el interruptor controlado, para evitar este problema se utiliza el diodo de disparo. Como el diodo de disparo tiene un voltaje de arranque mayor que el voltaje de arranque de compuerta V_{GT} de un interruptor, rebasando el voltaje del diodo también se rebasará el voltaje V_{GT} y conducirá el interruptor. Los diodos de disparo son

el diodo de cuatro capas, LASCR, GTO, 3US, DIAC y el SBS, también se utiliza como diodo de disparo la lámpara de neón y el UJT. Este ultimo dispositivo se utiliza solamente en c.d., como oscilador.



Vx Voltaje presente antes del disparo

fig. 4.1

CONSIDERACIONES PRINCIPALES PARA EL FUNCIONAMIENTO ADECUADO DE UN INTERRUPTOR CONTROLADO

1.- CORRIENTE DE CONDUCCION (I_T).

Para asegurar la corriente adecuada através de las terminales principales y evitar excesivo calentamiento del SCR, la corriente de conducción debe ser aproximadamente de.

$$I_T = 2I_p$$

I_p es la corriente pico a plena carga

2.- VOLTAJE DE BLOQUEO PICO NO REPETITIVO (V_{DSOM}).

Este voltaje se selecciona solamente cuando la fuente de alimentación es de c.d.

$$V_{DSOM} = 1.3 V_{cd}$$

El V_{DSOM} debe ser mayor que el voltaje de alimentación y así evitar que el interruptor controlado se dispara solo. Esto quiere decir que si no es V_{DSOM} mayor que V_{cd} se disparará sin necesidad de la señal de compuerta y no se tendrá control sobre el interruptor controlado.

3.- VOLTAJE DE BLOQUEO PICO DIRECTO (V_{DROM}) E INVERSO (V_{RROM}).

Estos voltajes se consideran cuando la fuente de alimentación es alterna o pulsante.

$$V_{DROM} = 1.3 V_{p+}$$

$$V_{RR0M} = 1.3 V_{p-}$$

$V_p +$: Voltaje pico positivo

$V_p -$: Voltaje pico negativo

El V_{DROM} se selecciona por las mismas razones que el V_{DS0M} .

El voltaje pico negativo tiene que ser menor que - el V_{RR0M} , porque de otra manera se puede alcanzar la - máxima corriente inversa y provocar la destrucción del dispositivo.

Con las consideraciones hechas anteriormente se - escoge el interruptor controlado, en base a las caracte - rísticas de compuerta del interruptor controlado y la - aplicación que se le vaya a dar se selecciona el circui - to y el diodo de disparo.

Para mayor estabilidad en la compuerta se deben - considerar tres factores importantes.

1.- IMPEDANCIA DE COMPUERTA.

Entre la compuerta existen corrientes de escape, - que producen incrementos de temperatura y aumento en la velocidad de crecimiento. Para minimizar estas corrien - tes se conecta entre cátodo y compuerta una resistencia fig. 4.2, esta resistencia se calcula de la grafica 2.2

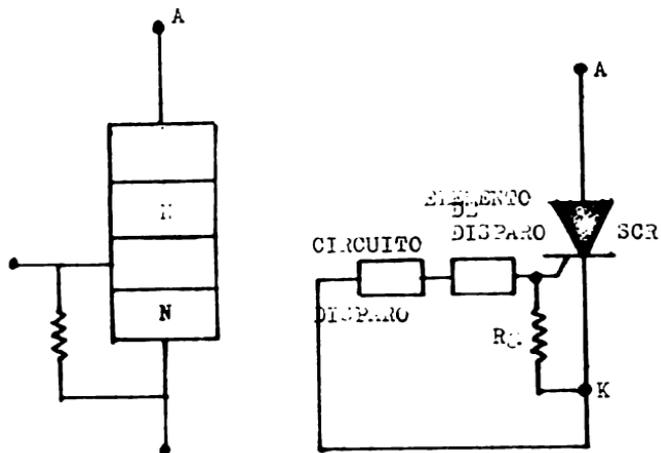


fig. 4.2

2.- DURACION DEL PULSO DE DISPARO.

La duración del pulso debe ser suficiente para dar oportunidad de que el interruptor controlado encienda.

Ancho del pulso de disparo = $5t_{gr}$

También se determina de la fig. 2.2

3.- ASEGURAR QUE $P_g > V_{gI_g}$

Para asegurar que no exista sobrecalentamiento en la compuerta y no se dañe el dispositivo P_g debe ser mayor que V_{gI_g} .

EJEMPLO:

Se desea diseñar un control para un motor de corriente directa, que tiene las siguientes características.

Voltaje nominal: $V_n = 180\text{v}$.

Corriente a plena carga $I_n = 2\text{amp}$.

La fuente de alimentación es el de línea que tiene

$$V_L = 127\text{RMS}$$

Como la fuente de alimentación es c.a., se necesita rectificarla, entonces utilizaremos un SCR.

Los valores máximos del SCR deben ser.

$$I_T = 2I_n = 2(2\text{amp.}) = 4\text{amp.}$$

Como la fuente de alimentación es c.a., es necesario calcular V_{RROM} y V_{DROM} .

$$V_p + = \sqrt{2} V_{RMS} = 127\sqrt{2} = 179.6 \text{ V}$$

$$V_p - = \sqrt{2} V_{RMS} = 127\sqrt{2} = 179.6 \text{ V}$$

$$V_{DROM} = 1.3(179.6)\text{v} = 233.48\text{v}.$$

$$V_{RROM} = 1.3(179.6)\text{v} = 233.48\text{v}.$$

El SCR que se utilizará es el TIC106C que tiene - las sig. características

$$V_{DROM} = 300\text{v}.$$

$$V_{RROM} = 300\text{v}.$$

$$I_T = 5\text{amp}.$$

$$I_{g\text{max}} \text{ para máxima conducción} = 0.2\text{amp.}$$

$$P_{GM} = 1.3\text{w}.$$

$$P_G = 0.3\text{w}.$$

$$I_{GT} = 60 \text{ típico, } 200$$

$$V_{GT} = 0.4\text{vmin, } 0.6\text{v típico, } 1\text{v max.}$$

$$t_{gt} = 1.75 \mu\text{seg}$$

En base a las características del SCR seleccionado se calcula los valores del circuito de disparo. El circuito de disparo será un arreglo RC. fig. 4.3, como elemento se utilizará una lámpara de neón que conduce cuando el voltaje es de 60v.

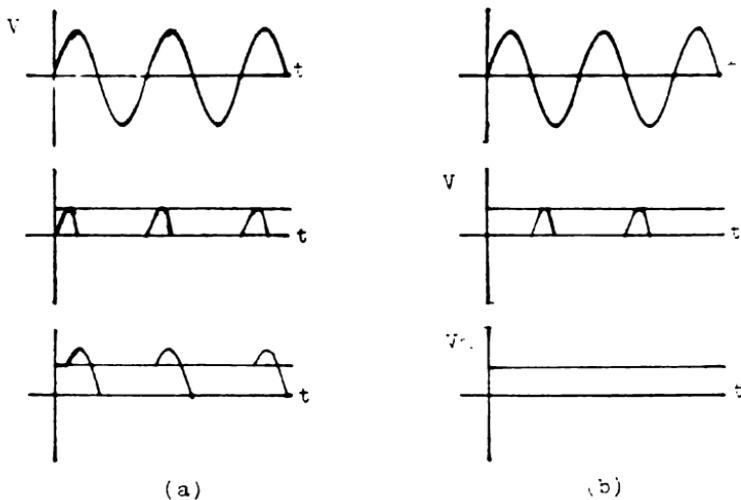
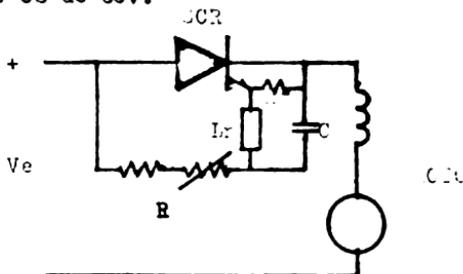


fig. 4.3

En la fig. 4.3 se muestran las graficas de entrada compuerta y motor, como se utiliza un elemento de disparo que es una lampara de neón y tiene un voltaje de encendido o disparo de 60 volts, el SCR conducirá cuando voltaje de 60 volts sea rebasado, para las graficas la fig. 4.3a el voltaje de máxima conducción en el motor empezara a funcionar cuando el voltaje sea 60 volt, porque antes no se produce el disparo y en ese intervalo no habra voltaje en el motor. Y en la fig. 4.3b cuando el voltaje de compuerta se defaza aproximadamente 180° el SCR no conducira.

Para proteger la compuerta, R_g se calcula para una corriente de escape máxima de I_{gmax} . La potencia de R_g para mayor seguridad se hará aproximada a la potencia -

Las potencias comerciales para resistencias es de 25w, 0.5w, 1w y 2watts, el valor que más se aproxima el 0.5w. entonces R_g .

$$R_g = \frac{P_{Rg}}{I_g^2} = \frac{0.5w}{(0.2)^2} = 12.5 \Omega$$

Valor comercial $R_g = 15 \Omega$

Calculo de C.

Una vez cargado el capacitor, este descarga atraves de la compuerta, para producir el disparo entonces ancho de disparo es.

$$5 \text{ } \tau_{gt} = (R_g || Z_g) C$$

Z_g es la impedancia a través de la compuerta,

$$Z_g = \frac{-\frac{P_g}{I_{Gmax}}}{(0.2)^2} = \frac{0.3}{(0.2)^2} = 7.5 \Omega$$

$$R_g || Z_g = \frac{(15)7.5}{15 + 7.5} = 5 \Omega$$

$$C = \frac{5(1.75 \text{ } \mu\text{seg})}{5} = 1.75 \times 10^{-6} = 1.75 \mu\text{F}$$

Valor comercial $C = 2.2 \mu\text{F}$

Calculo de R.

Se necesita dos valores para R, una R_{min} para máxima conducción el defasamiento entre el voltaje de alimentación y el voltaje del capacitor debe ser 0° y R_{max} cuando el SCR no conduce el defasamiento debe ser de -180° .

Quando el capacitor no se ha cargado al valor mínimo de disparo de 60volts, el circuito de carga del capacitor es el de la fig. 4.4

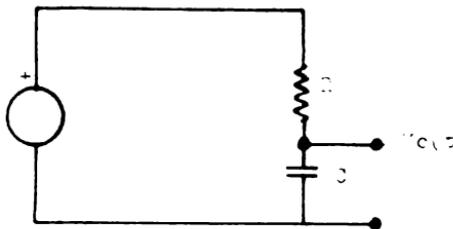


fig. 4.4

$$V_e(s) = I(R + \frac{1}{sC}) \text{ ----- 4.1}$$

El voltaje en el capacitor

$$V_c(s) = \frac{1}{sC} I \text{ ----- 4.2}$$

Despejando I de la ecuación 4.1 y sustituyendola en la ecuación 4.2

$$V_c(s) = \frac{1}{sC} \frac{V_e(s)}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{V_e(s)}{RCs + 1} \text{ ---- 4.2}$$

$$\tau = RC$$

$$V_e = V_p \text{ Sen}\omega t$$

Para V_e en función de transformada de laplace tene

mos:

$$V_e(s) = V_p \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \text{ ----- 4.3}$$

Sustituyendo $V_e(s)$ en la ecuación 4.2

$$V_c(s) = \frac{1}{s + 1/\tau} \frac{V_p \omega}{s^2 + \omega^2} = \frac{V_p}{\tau} \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \times$$

$$\frac{1}{s + j\omega} \frac{1}{s - j\omega} = \frac{A}{s + \frac{1}{\tau}} + \frac{B}{s + j\omega} +$$

$$\frac{C}{s - j\omega} \text{ ----- 4.4}$$

Calculando las constantes de la ecuación 4.4 y aplicando antitransformada de laplace, obtenemos el voltaje V_c en función del tiempo.

$$V_c(t) = \frac{1}{1 + \tau \omega^2} V_p \omega \tau (e^{-t/\tau} - \text{Cos}\omega t) +$$

$$\frac{V}{1 + \sqrt{2}V} \text{-----} 4.5$$

Para R_{min} , máxima conducción.

$$V = RC$$

defasamiento = 0°

$$\omega t = 0^\circ \therefore t = 0$$

$$V_c(t) = 60 \text{ volts}$$

$$\omega = 2\pi f = 2\pi(60) = 376.9 \text{ rad/seg}$$

Sustituyendo valores en la ecuación 4.5 tenemos.

$$60V = \frac{67707.6 V}{142122.3 V + 1} \text{-----} 4.6$$

De la ecuación 4.6 se obtiene dos valores

$$\sqrt{1} = 0.00101 \text{ seg.}$$

$$\sqrt{2} = 0.00692 \text{ seg.}$$

Por lo tanto dos valores de R_{min}

$$R_{min1} = \frac{V_1}{C} = 461.81$$

Valor comercial $R_{min1} = 470 \quad Y$

$$R_{min2} = \frac{V_2}{C} = 3147.18$$

Valor comercial $R_{min2} = 3.3K$

Para R_{max} , no conducción.

$$V = RC$$

defasamiento = 180° entre $V_c(t)$ y V_e

$$V_c(t) = 60 \text{ volts}$$

$$\omega = 2\pi f(60) = 376.9$$

$$\omega t = 180^\circ$$

$$t = 0.00833 \text{ seg.}$$

Substituyendo valores en la ecuación 4.5

$$V_c(t) = \frac{67707.6 \tau}{142122.3 \tau + 1} (e^{0.00833/\tau} + 1)$$

Obtenemos una τ igual a

$$\tau = 0.01102 \text{ seg.}$$

$$R_{\max} = \frac{0.01102 \text{ seg.}}{2.2} = 5009.09 \Omega$$

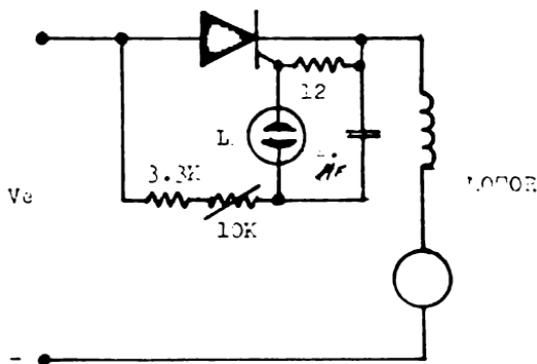
Valor comercial

$$R_{\max} = 10 \text{ K}\Omega$$

Escogemos:

$$R_{\min} = 3.3 \text{ K}\Omega \quad \text{y} \quad R_{\max} = 10 \text{ K}\Omega$$

El circuito con valor que-darfa como sigue.



CONCLUSIONES

El presente trabajo se elaboro con la principal finalidad de colaborar en la preparaci3n a acad3mica de los - estudiantes de Ingenieria Electr3nica del pa3s, proporcionando una s3ntesis de topicos tan avanzados y actualizados como son el uso del amplificador operacional y del tiristor en circuitos electr3nicos modernos, as3 como proporcionar las caracter3sticas t3cnicas m3s elementales para su entendimiento.

Lo anterior es en base a que la informaci3n t3cnica - relacionada al tema es muy escasa y aparece dispersa en - diferentes manuales y revistas t3cnicas y los libros de - texto especializados en el tema son pocos y por lo general est3n en idiomas distintos al espa3ol lo que ocasiona perdida de tiempo y esfuerzo. Por otra parte el elevado - costo y la dif3cil adquisici3n de los mismos los hacen bastante inaccesibles para el estudiante mexicano.

A un cuando nos sentimos satisfechos del trabajo realizado, estamos concientes de que toda obra humana es susceptible de perfeccionamiento, por lo cual invitamos a las personas que utilicen la presente obra a consultar con -- textos afines m3s elevados

CON NUESTRO ESPECIAL AGRADECIMIENTO QUEDAMOS DE
USTEDES.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- CIRCUITOS CON TRIACS DIACS Y TIRISTORES.
DR. ING. FRITZ BERGTOLD.
EDITORIAL GUSTAVO GILI, S.A.
- 2.- CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES RCA.
ARBO PUBLICACIONES TECNICAS.
- 3.- DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS AND OPERATIONAL
AMPLIFIER AND OPTOELECTRONIC CIRCUIT DESIGN.
TEXAS INSTRUMENTS ELECTRONICS SERIES.
McGRAW-HILL BOOK COMPANY.
- 4.- ELECTRONICA PARA ELECTRICISTAS COMPONENTES Y
CIRCUITOS.
E. OROS PRADOS Y P. RUIZ VASALLO.
MONOGRAFIAS CEAC DE ELECTRICIDAD.
- 5.- FUNCTION CIRCUITS DESIGN AND APPLICATIONS.
Y.J. JONG AND W.E. OTT.
THE BURR-BROWN ELECTRONICS SERIES
McGRAW-HILL BOOK COMPANY.
- 6.- HANDBOOK OF OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUIT DESIGN.
DAVID P. STOUT AND MILTON KAUFMAN.
McGRAW-HILL BOOK COMPANY.

7.- IC OP-AMP COOKBOOK.

WALTER G. JUNG.

HOWARD W. SALES & CO., INC.

8.- INTERNATIONAL RECTIFIER.

INTERNATIONAL RECTIFIER CORP., SEMICONDUCTOR DIVISION.

9.- INTEGRATED CIRCUITS AND SEMICONDUCTOR DEVICES

THEORY AND APPLICATION.

GORDON J. DEBOO AND CLIFORD N. BURROUS.

McGraw-HILL BOOK COMPANY.

10.- LINEAR DATABOOK.

NATIONAL SEMICONDUCTOR.

11.- LINEAR OP-AMP DATA BOOK.

FAIRCHILD.

12.- MANUAL DE SEMICONDUCTORES DE SILICIO.

TELESC INSTRUMENTS.

13.- MANUAL DE TRANSISTORES TRIISTORES Y DIODOS RCA.

ARBO PUBLICACIONES TECNICAS.

14.- MASTER OP-AMP APPLICATIONS HANDBOOK.

HARRY W. FOX.

TAB BOOKS.

15.- THE DESIGN OF OPERATIONAL AMPLIFIER CIRCUITS WITH
EXPERIMENTS.

HOWARD M. BERLIN.

THE BUGOOK REFERENCE SERIES No. 4.

E & L INSTRUMENTS, INC.

16.- UNDERSTANDING IC OPERATIONAL AMPLIFIERS.

ROGER MELEN AND HARRY GARLAND.

HOWARD W. SAMS & CO., INC.

17.- 110 MONTAJES CON SEMICONDUCTORES PARA EL AFICIONADO.

R.M. MARSTON.

MARCOBO.