

REGULADOR DE VOLTAJE RMS

POR TIRISTORES

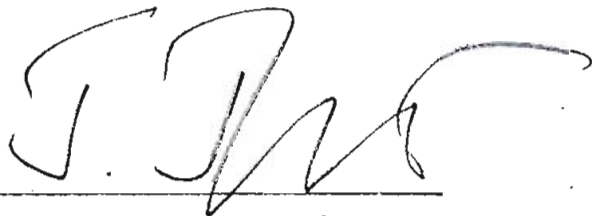
Tesis previa a la obtención del Título de Ingeniero
en la especialización de Electrónica y Telecomunicaciones de la
Escuela Politécnica Nacional.

Homero Granizo Gavidia

Quito

Octubre de 1.976

Certifico que este trabajo ha
sido realizado en su totalidad
por el Sr. Homero Granizo Gaxi
dia.

A handwritten signature in dark ink, appearing to be 'J. Jijón', written over a horizontal line.

Ing. Jacinto Jijón

CONSULTOR DE TESIS

Quito, Octubre de 1.976 .

A LA MEMORIA DE MIS PADRES :

OLGA Y GIULIANO

A LA MEMORIA DE MI TIO:

PAELO

A MI ABUELITO:

GIANCARLO.

A G R A D E C I M I E N T O

Expreso mi mas profundo agradecimiento al Ecuador que posibilitó mis estudios en la Benemérita Escuela Politécnica Nacio -
nal, dándome la oportunidad de forjarme un hombre útil a la Socie-
dad y a mi mismo.

Agradezco además al personal del Departamento de Electró
nica, en especial al Laboratorio de Microondas.

Al Ing. Jacinto Jijón que como mi Consultor de Tesis con
sus conocimientos muy amplios despejó claramente mis inquietudes.

Dejo constancia de mi reconocimiento muy grande para el
Ing. Hugo Banda Gamboa, quien como mi profesor personal de la matere
ria de Proyectos en el 5to. Curso, con su invalorable experiencia,
me prestó la ayuda mas desinteresada, sacrificando mucho de su . -
tiempo libre, dándome la oportunidad de llegar al feliz término de
la parte práctica de esta Tesis.

I N T R O D U C C I O N

La disponibilidad de los Tiristores da al diseñador la oportunidad de aprovechar muchas ventajas como costo reducido, circuitos simples y pequeños, que no son posibles de conseguir con otros dispositivos electrónicos o mecánicos.

El uso de este dispositivo se ha generalizado mucho, pudiendo citarse por ejemplo en:

Comando de motores, comando de temperatura, atenuadores de luz, calefactores, inversores, reemplazo de reles, etc.

En términos generales puede decirse que el Tiristor ha venido a solucionar muchas necesidades de los circuitos de potencia.

Esta Tesis desarrolla:

En el Capítulo I, el estudio de varias formas de onda, analizando la posibilidad de que el Tiristor sea excitado por cualquiera de ellas. Las diferentes maneras de detectar el valor RMS de un voltaje dado. La teoría general del funcionamiento y características importantes de los Tiristores.

En el Capítulo II, dado que en esta Tesis se hace uso de un Triac, se estudia la teoría de este dispositivo.

En el Capítulo III, se hace un estudio muy exhaustivo del control de Fase de los Tiristores, porque se considera este tema quizá el más importante para su uso.

En el Capítulo IV, se procede bajo las consideraciones teóricas anotadas y las especificaciones impuestas, a diseñar el

REGULADOR DE VOLTAJE RMS POR TIRISTORES.

En el Capítulo V, se indica las consideraciones tomadas para que el diseño físico tenga un acabado semiprofesional, y se muestra el equipo construido en diferentes vistas.

En el Capítulo VI, se muestran los resultados obtenidos en el equipo construido.

Se adjunta además los programas hechos para la computadora que posibilitaron muchos aspectos de esta Tesis; y, la Bibliografía útil para el efecto.

I N D I C E

TITULO	I
CERTIFICACION	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
INTRODUCCION	V
INDICE	VI

CAPITULO I

ASPECTOS GENERALES

1.1.- Estudio de varias formas de onda	1
1.2.- Estudio de detectores del valor RMS	14
1.- Métodos aritméticos	14
2.- Métodos luminosos	22
3.- Métodos térmicos	24
1.3.- Estudio del Tiristor	28
a.- Funcionamiento	28
b.- Características de tensión y corriente	32
c.- Características de compuerta	36
d.- Características de conmutación	38
e.- Tensión y niveles de disparo	42
1.4.- Técnicas de disparo del Tiristor	44
a.- Requerimientos del circuito de disparo	44

CAPITULO II

ESTUDIO DEL TRIAC

2.1.- Descripción	47
2.2.- Principales características	47
2.3.- Características de disparo	50
2.4.- Teoría del Triac	51
2.5.- Conmutación de Triacs	54

2.6.- Resistencia térmica	56
2.7.- Usos del Triac	59

CAPITULO III

ESTUDIO DEL CONTROL DE FASE

3.1.- Principio de Control de Fase	65
3.2.- Análisis del Control de Fase	66
3.3.- Conmutación en circuitos de AC	75
3.4.- Circuitos básicos para Control de Fase	78
3.5.- Circuitos para Control de Fase de Ganancia alta	87

CAPITULO IV

DISEÑO DEL SISTEMA REGULADOR DE VOLTAJE

4.1.- Especificaciones del Diseño	101
4.2.- Diseño del Circuito de Potencia	102
a.- Diseño del autotransformador	111
4.3.- Diseño del Circuito Sensor	113
4.4.- Diseño del Circuito Comparador	114
4.5.- Diseño del Circuito de Disparo	118
4.6.- Diseño de las Fuentes de Alimentación	121
4.7.- Diseño del Transformador de Poder	123
4.8.- Otros Circuitos que se diseñaron	126

CAPITULO V

CONSTRUCCION

5.1.- Consideraciones para el Diseño Físico	132
5.2.- Construcción del equipo	133
5.3.- Calibración del Equipo	137

CAPITULO VI

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

6.1.- Mediciones en el equipo construido	138
6.2.a.- Análisis de los resultados	147
6.2.b.- Conclusiones	159

CAPITULO VII

APENDICES Y BIBLIOGRAFIA

C A P I T U L O I

A S P E C T O S G E N E R A L E S

1.1.- ESTUDIO DE VARIAS FORMAS DE ONDA.-

Al analizar las diferentes tensiones que varían con el tiempo, se simboliza matemáticamente esa relación funcional como $v(t)$, quedando definida dicha función para cualquier valor de t .

La relación entre $v(t)$ y t puede especificarse ya sea analíticamente, por medio de fórmulas o gráficamente. En cualquiera de estos casos, nos referimos con el término "onda".

1.1.a.- DEFINICION DE VALOR EFICAZ.-

La potencia disipada en una resistencia es directamente proporcional al cuadrado de la tensión aplicada a sus bornes.

Por tratarse con funciones periódicas:

$$V_{ab}(t) = V_{ab}(t + nT)$$

De lo antedicho; y, por definición de resistencia, la potencia instantánea entregada a una resistencia R , conectada a los bornes a y b , es:

$$P_{ab}(t) = V_{ab}^2(t) / R$$

La potencia media entregada a la resistencia a lo largo de un período es:

$$\begin{aligned} \overline{P_{ab}} &= \frac{1}{T} \int_0^T P_{ab}(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{ab}^2(t) / R dt \end{aligned}$$

$$\text{Si } V_{ab}^2(t) / R = f^2(t)$$

entonces:

$$\overline{P_{ab}} = \frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt$$

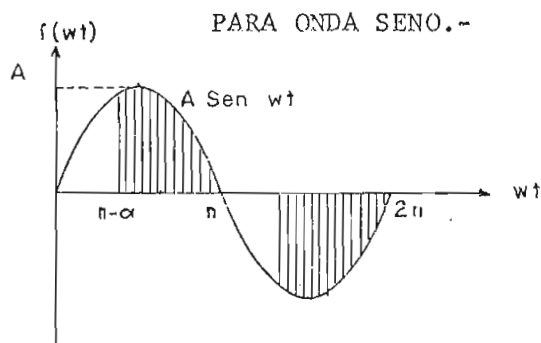
Al valor $\sqrt{P_{ab}}$ se define como Valor Eficaz de $F(t)$; y, se representa por Frms.

De las ondas que son de interés estudiarlas, por ser de aplicaciones industriales, citaré:

- 1.- Las ondas sinusoidales (Seno y Coseno).
- 2.- La onda triangular.
- 3.- La onda cuadrada.

1.1.b.- CALCULO DEL VALOR RMS.-

Para el desarrollo de este tema, es imprescindible el cálculo del valor RMS para ondas periódicas; y, dentro ello, del cálculo cuando el ángulo de conducción varía de 0° a 180° .

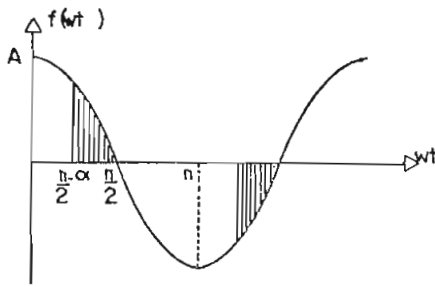


$\alpha = \angle$ de conducción

$$\begin{aligned}
 V_{RMS}^2 &= 2 \times \frac{1}{T} \int_0^{T/2} f^2(\omega t) d\omega t \\
 &= 2 \times \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\alpha}^{\pi} A^2 \sin^2 \omega t d\omega t \\
 &= \frac{A^2}{\pi} \int_{\pi-\alpha}^{\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \right) d\omega t \\
 &= \frac{A^2}{2\pi} \left(\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right) \Big|_{\pi-\alpha}^{\pi} \\
 \therefore V_{RMS} &= \frac{A}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{2\alpha - \sin 2\alpha}
 \end{aligned}$$

Ec. 1

PARA ONDA COSENO.-



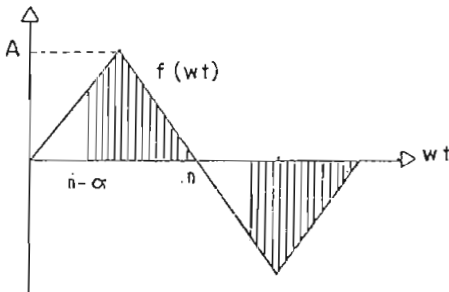
$\alpha = \angle$ de conducción

$$V_{RMS}^2 = 2 \times \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2 - \alpha}^{\pi/2} \cos^2 \omega t d\omega t \Delta^2$$

$$= \frac{\Delta^2}{\pi} \int_{\pi/2 - \alpha}^{\pi/2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega t \right) d\omega t$$

$$V_{RMS} = \frac{\Delta}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{2\alpha - \sin 2\alpha} \quad \text{Ec. 2}$$

PARA ONDA TRIANGULAR.-



$\alpha = \angle$ de conducción, $> 90^\circ$

$$f_1(t_w) = \frac{t_w}{\pi/2} A$$

$$\frac{f_2(t_w)}{A} + \frac{t_w}{\pi/2} = 1$$

$$V_{RMS}^2 = 2 \times \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\pi - \alpha}^{\pi/2} \left(\frac{2At_w}{\pi} \right)^2 dt_w + \int_{\pi/2}^{\pi} (\pi - \omega t)^2 d\omega t \right]$$

$$= \frac{1}{\pi} \left(\frac{2A}{\pi} \right)^2 \left[\int_{\pi - \alpha}^{\pi/2} (\omega t)^2 d\omega t + \int_{\pi/2}^{\pi} (\pi - \omega t)^2 d\omega t \right]$$

$$= \frac{4}{3} \times \frac{A^2}{\pi^3} \left[\left(\frac{\pi}{2} \right)^3 - (\pi - \alpha)^3 - \left(\pi - \frac{\pi}{2} \right)^3 \right]$$

$$V_{RMS} = A \sqrt{\frac{1}{3} \left(1 - 4\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)^3\right)} \quad \text{Ec. 3}$$

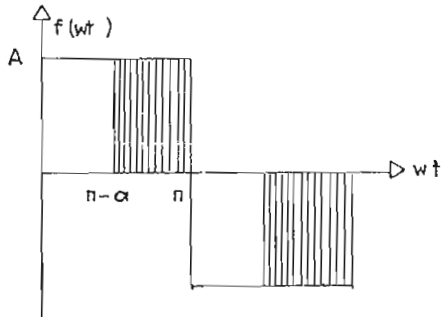
Para: $\alpha < 90^\circ$

$$\begin{aligned} V_{RMS}^2 &= 2 \times \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\alpha}^{\pi} \left(2A \left(1 - \frac{\omega t}{\pi}\right)\right)^2 d\omega t \\ &= \frac{4A^2}{\pi^3} \int_{\pi-\alpha}^{\pi} (\pi - \omega t)^2 d\omega t \\ &= \frac{4}{3} \cdot \frac{A^2}{\pi^3} \left(0 - (\pi - \pi + \alpha)^3\right) \end{aligned}$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{4A^2}{3\pi^3} \alpha^3$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{4A^2}{3\pi^3} \alpha^3} \quad \text{Ec. 4}$$

PARA ONDA CUADRADA.-



$\alpha = \angle$ de conducción

$$V_{RMS}^2 = 2 \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\alpha}^{\pi} A^2 d\omega t.$$

$$V_{RMS} = A \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \quad \text{Ec. 5}$$

CALCULO DE LA VELOCIDAD DE VARIACION DEL VOLTAGE RMS COMO FUNCION DEL ANGULO DE CONDUCCION DE UN TIRISTOR.-

Creo de gran importancia este cálculo porque permitirá visualizar el tramo en el cual la velocidad de variación del voltaje RMS dependiente del ángulo de conducción sea más lento o más rápido, lo cual facilitará encontrar el punto de trabajo en condiciones normales.

PARA ONDA SENO.-

De Ec. 1

$$\frac{d}{dt} Ec. 1 = \frac{d}{dt} \frac{A}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{2\alpha - \text{Sen } 2\alpha}.$$

$$= \frac{A}{2\sqrt{\pi}} \frac{2 - 2 \cos 2\alpha}{\sqrt{2\alpha - \text{Sen } 2\alpha}}$$

$$= \frac{A(1 - \cos 2\alpha)}{2\sqrt{\pi} \sqrt{2\alpha - \text{Sen } 2\alpha}}.$$

$$= \frac{A \text{Sen}^2 \alpha}{\sqrt{\pi} \sqrt{2\alpha - \text{Sen } 2\alpha}} \quad Ec. 6$$

El cálculo para la onda Coseno es el mismo que el realizado para la onda Seno.

PARA ONDA TRIANGULAR.-

De ec. 3

$$\alpha > 90^\circ$$

$$\frac{d}{d\alpha} Ec 3 = \frac{d}{d\alpha} A \sqrt{\frac{1}{3} (1 - 4) \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)} = \frac{2A}{\sqrt{3 \left(1 - 4 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)\right)}}$$

De ec 4. $\alpha > 90^\circ$

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\alpha} Ec 4. &= \frac{d}{d\alpha} \sqrt{\frac{4A^2}{3\pi^2} \alpha^3} \\ &= \sqrt{\frac{\alpha}{3}} \cdot \frac{3A}{\pi} \quad Ec 8 \end{aligned}$$

PARA ONDA CUADRADA.-

De ec. 5

$$\alpha = \neq \text{conducción}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\alpha} Ec 5 &= \frac{d}{d\alpha} A \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \\ &= \frac{A}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \quad Ec. 9. \end{aligned}$$

Puesto que los cálculos anteriores dan no más que una fórmula, y no ayudan a visualizar de una manera más objetiva, es conveniente graficar en la Computadora, para lo cual se elaboró un programa que consta en el Apéndice A. Los resultados de estos cálculos aparecen a continuación en copias reducidas.

De las Fig. anteriores puede anotarse que hay tramos más lineales que otros, en los cuales el voltaje RMS varía con respecto al ángulo de conducción, lo cual se comprueba con el gráfico correspondiente a su velocidad de variación.

Para propósitos que será de nuestro interés, cabe anotar que del gráfico de la Fig. 1.6, se ve que el tramo más lineal corresponde al comprendido entre más o menos 75° y 105° .

1.2.- ESTUDIO DE DETECTORES DEL VALOR RMS.-

Del punto 1.1.a, el valor RMS se define como:

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}$$

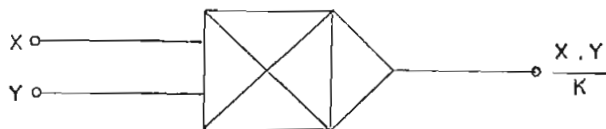
Este valor para una función dada puede detectarse básicamente por los siguientes métodos:

- 1.- Métodos Aritméticos.
- 2.- Métodos Luminosos.
- 3.- Métodos Térmicos.

1.2.1.- METODOS ARITMETICOS.-

1.2.1.a.- POR MULTIPLICADORES.-

Dada la existencia de dispositivos semiconductores que realizan la siguiente función:



Donde $X=Y$.

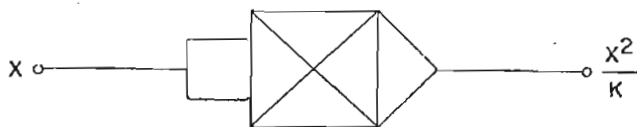
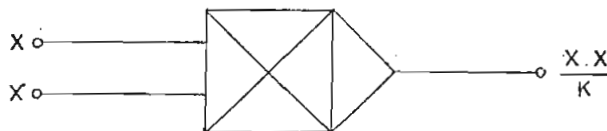


Fig. 1.2.1

Que se conoce como un cuadrador.

Por definición de valor RMS, para una función $f(t)$:

$$F_{rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt$$

$$\text{Si } f^2(t) = G(t)$$

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T G(t) dt}$$

$$F_{rms} = \sqrt{\langle G(t) \rangle}$$

Entonces el valor RMS de una función se define como la raíz cuadrada del promedio cuadrático de dicha función, entonces se puede operar como se indica.

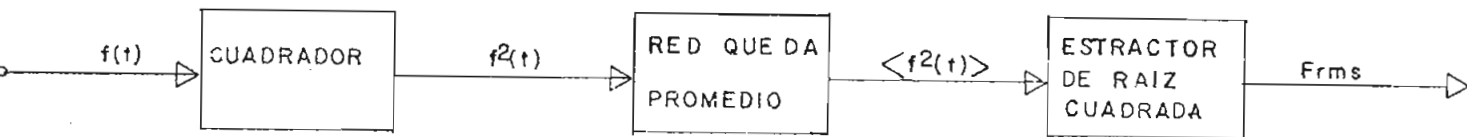


Fig. 1.2.2

Que electrónicamente, sería así:

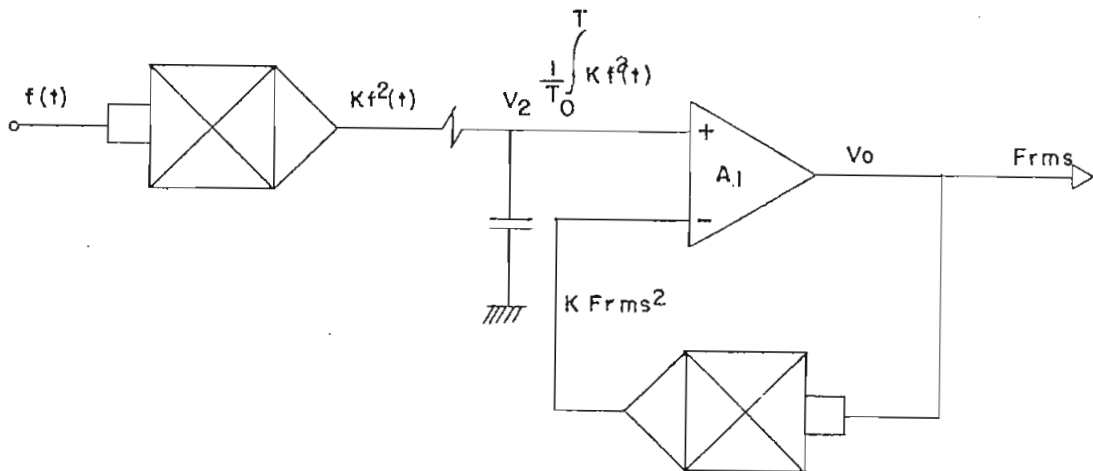


Fig. 1.2.3

Donde el Amplificador Operacional A_1 , nos realiza la siguiente operación:

K = Ganancia de A_1 , tiende a infinito

$$V_o = K (V_2 - V_1)$$

$$V_o = K \left(\frac{1}{T} \int_0^T K f^2(t) dt - K F_{RMS}^2 \right)$$

Si $\frac{V_o}{K} \rightarrow 0$

$$\Rightarrow K F_{RMS}^2 - \frac{1}{T} \int_0^T K f^2(t) dt = 0$$

$$\therefore F_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}$$

1.2.1.b.- POR DETECTORES LOGARITMICOS.-

La característica voltaje corriente de un diodo se define como:

$$I = I_{co} \left(e^{\frac{V}{KT}} - 1 \right)$$

$$I + I_{co} = I_{co} \cdot e^{\frac{V}{KT}}$$

$$\therefore V = \frac{KT}{Q} \ln \left(\frac{I}{I_{co}} + 1 \right) \quad \text{Ec 10}$$

Si analizamos la Fig. 1.2.4

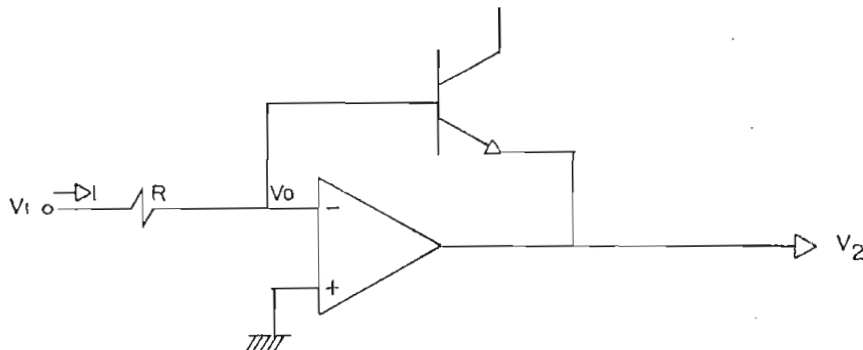


Fig. 1.2.4

De Ec. 10

$$V_2 = \frac{KI}{Q} \ln \left(\frac{I}{I_{co}} + 1 \right) \quad \text{Ec 11}$$

$V_2 = \frac{KI}{Q} \ln \left(\frac{V}{R} \cdot \frac{1}{I_{co}} + 1 \right)$ Porque si la ganancia del Amplificador Operacional tiende a infinito $V_o = 0$.

Si consideramos que $\frac{I}{I_{co}} \gg 1$, entonces la Ec. 11 podemos aproximar a:

$$V_2 = \frac{KI}{Q} \ln \frac{I}{I_{co}} \quad \text{Ec 12}$$

Con estas consideraciones podemos operar de la siguiente manera:



Fig. 1.2.5

Que electronicamente sería como lo indica la Fig. 1.2.6

En el punto a se cumple que:

$$2 \ln \frac{V}{K \cdot R} = c \ln \frac{V_2}{KR}$$

$$\Rightarrow V_2 = \frac{1}{KR} V^2$$

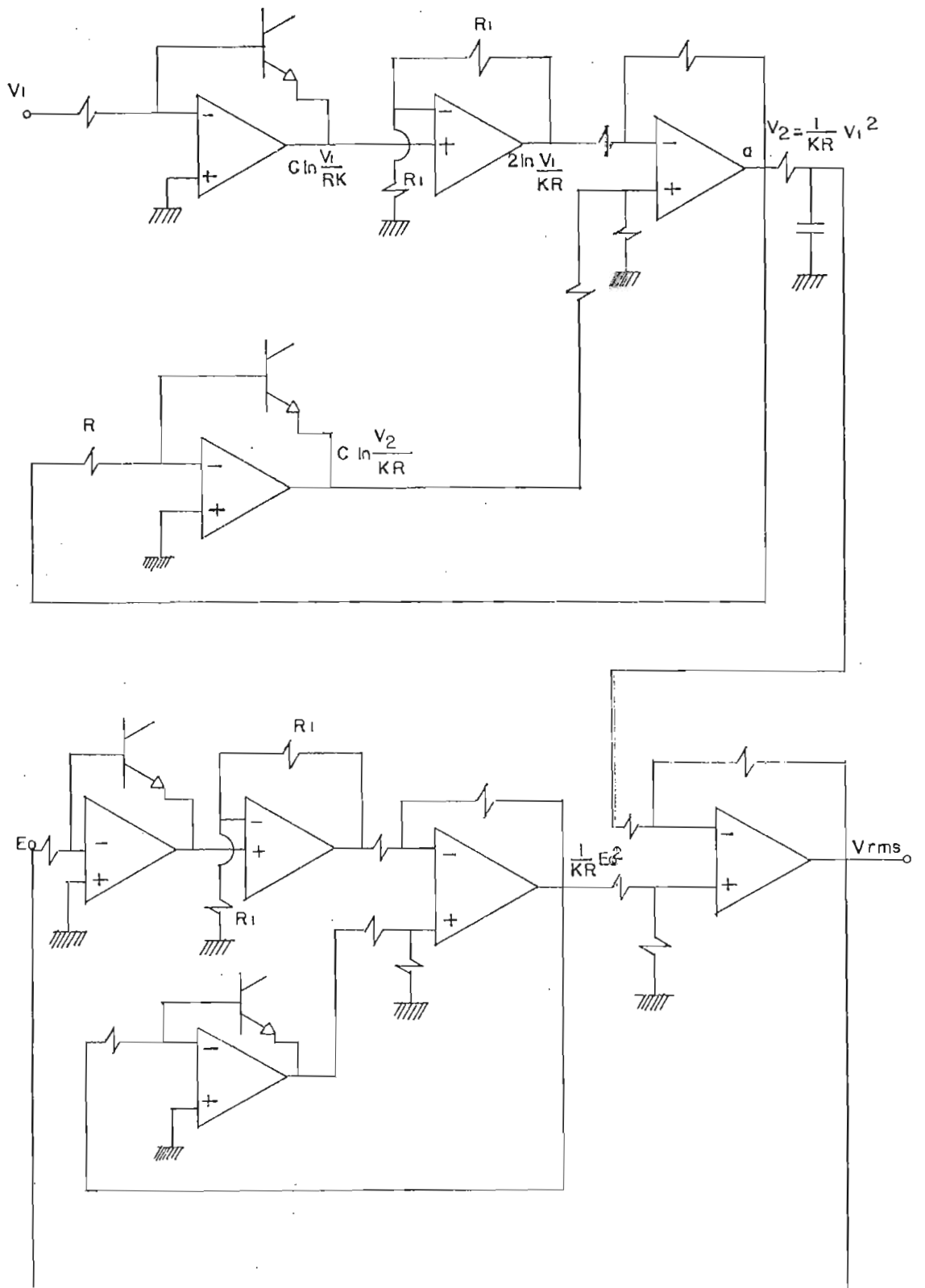


Fig. 1.26. Detector de Voltaje RMS por métodos logarítmicos.

A de anotarse que la Ec. 12 es una aproximación de la Ec 11; y, que por lo tanto cuando V_1 es 0, tenemos:

$$V_2 = \frac{KT}{Q} \ln \frac{I}{I_{co}} = \frac{KT}{Q} \ln \frac{V_L}{R \cdot I_{co}}$$

$$V_2 = \frac{KT}{Q} \ln 0$$

$$V_2 = -\infty$$

Lo que naturalmente no se cumple, pues en el punto que $V_1 = 0$, tenemos:

$$V_2 = \frac{KT}{Q} \ln \left(\frac{V_L}{R I_{co}} + 1 \right) = \frac{KT}{Q} \ln 1$$

$$V_2 = 0$$

Por lo tanto, en ese caso introduce este método un error.

De lo antedicho, se concluye que este método es preciso en el rango que $I \gg I_{co}$, e introduce un error cuando I es comparable a I_{co} .

1.2.1.c.- POR DETECTORES CUADRATICOS.-

El circuito de la Fig. 1.2.7 muestra la siguiente operación:

La corriente que circula por la junta Base-Emisor del transistor Q_1 será:

$$I = \frac{V_L}{R_1}$$

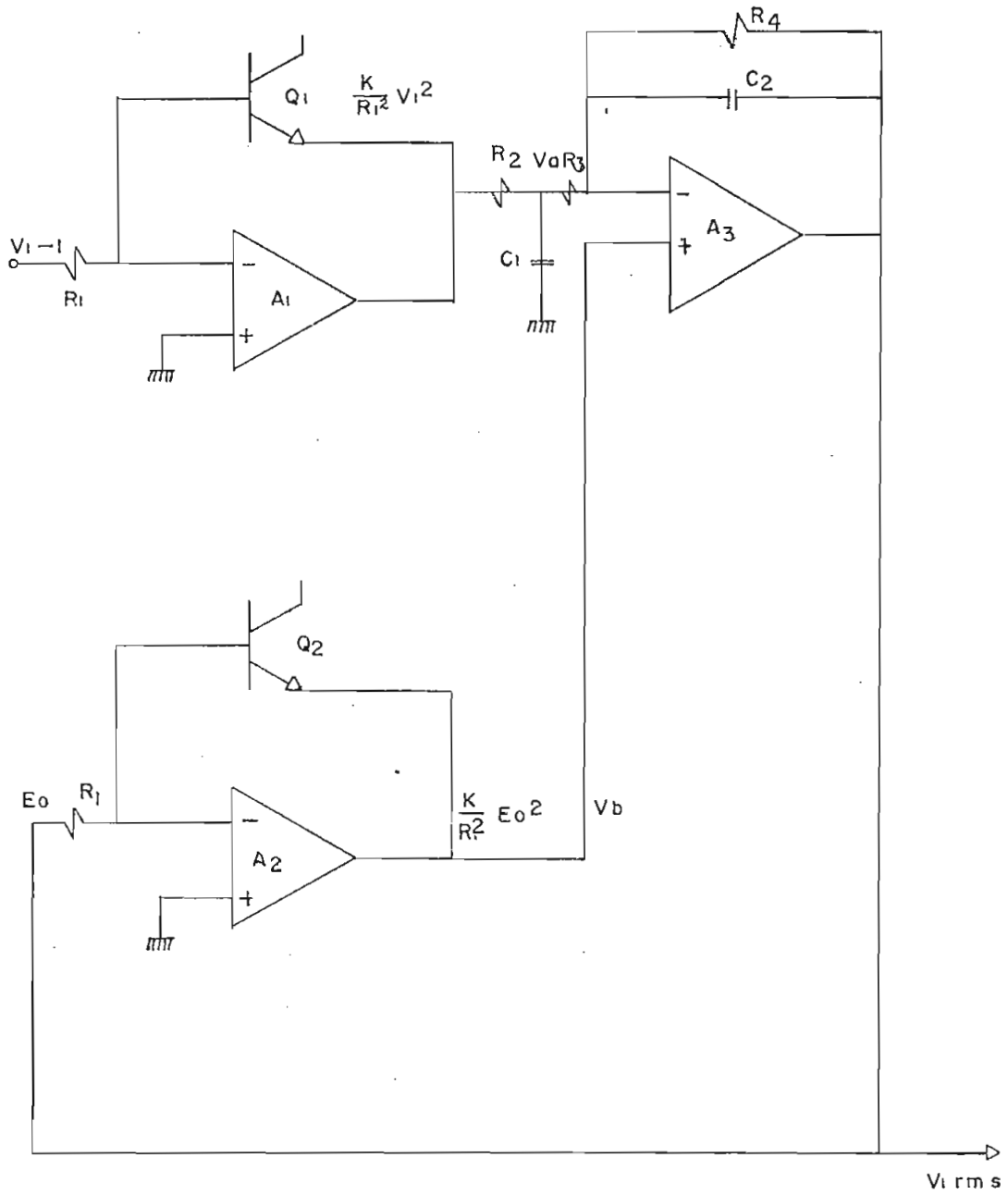


Fig. 1.2.7. Detector de Voltaje RMS con dispositivos cuadráticos.

Y la salida de A_1 será:

$$V_o \approx KI^2 = \frac{K}{R_1^2} \cdot V_i^2$$

El filtro $R_2 - C_1$ promedia esta señal en tiempo, obteniéndose la siguiente:

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{K}{R_1^2} \cdot V_i^2 dt = \frac{K}{R_1^2} \int_0^T V_i^2 dt$$

A_2 , Q_2 y R_1 hacen lo mismo con E_o , obteniendo una señal:

$$V_b = \frac{K}{R_1^2} E_o^2$$

Si $V_a \neq V_b$, la salida V_o cambia hasta lograr que $V_a = V_b$, entonces:

$$V_a = \frac{K}{TR_1^2} \int_0^T V_i^2 dt = V_b = \frac{K}{R_1^2} \cdot E_o^2$$

$$\text{De donde: } E_o^2 = \frac{1}{T} \int_0^T V_i^2 dt$$

$$\therefore E_o = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_i^2 dt} = \overline{V_i}_{RMS}$$

Los componentes R_3 , R_4 y C_2 se utilizan para dar cierta estabilidad al circuito, R_4 debe ser mucho mayor que R_3 y C_2 debe ser pequeño para no afectar la velocidad de respuesta del sistema.

Finalmente, el voltaje V_1 puede ser solamente positivo, por lo cual se utiliza una red rectificadora de onda completa a la entrada del sistema, así:

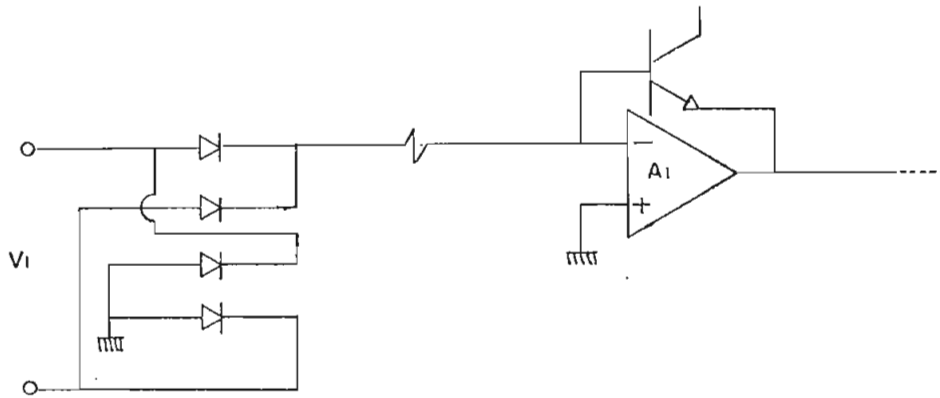
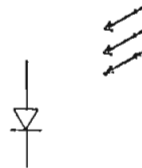


Fig. 1.2.8

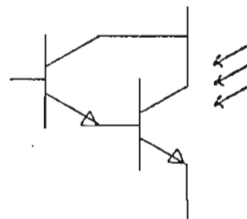
1.2.2.- METODOS LUMINOSOS.-

Este método hace uso de la capacidad que tiene un dispositivo de entregar una señal proporcional a la cantidad de luz que en él incide. De entre los más conocidos pueden citarse: los fotodiodos, los fototransistores y fototiristores, cuyos símbolos se indican en la Fig. 1.2.9.

Fotodiodo



Fototransistor (darlington)



Fototiristor

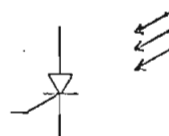


Fig. 1.2.9

Cada uno de estos dispositivos, actúan básicamente así:

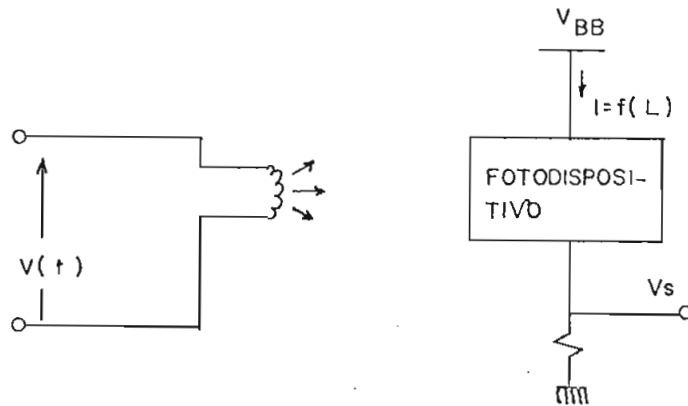


Fig. 1.2.10

L = Intensidad luminosa

Donde: L es función de la potencia disipada en el foco así:

$$L = K_1 \cdot \text{POTENCIA}$$

$$L = K_2 \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt$$

$$I = K_3 \cdot L$$

$$I = K_3 \cdot K_2 \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt$$

Sabemos que:

$$V_s = I \cdot R$$

$$V_s = R \cdot K_3 \cdot K_2 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt$$

De donde:

$$V_s = K \cdot \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt$$

$$V_s = \frac{\sqrt{V^2(t)}}{(RMS)}$$

1.2.3.- METODOS TERMICOS.-

De entre los métodos más fáciles y más económicos, el método Térmico es a no dudarlo el procedimiento más preciso de detectar el valor RMS.

De entre los más útiles, pueden citarse los que utilizan:

- 1.- La Termocupla.
- 2.- Elementos semiconductores.

1.2.3.1.- LA TERMOCUPLA.-

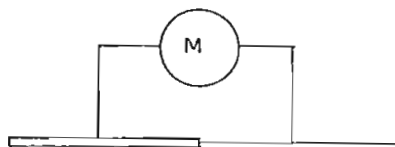
El uso de la Termocupla como detector del valor RMS, se basa en que el calor disipado en una resistencia es proporcional al promedio del cuadrado del voltaje. Un instrumento que usa este dispositivo funciona así:

Al aplicar un voltaje desconocido a los terminales de una resistencia de alambre lo calienta, por efecto de la corriente que por ella circula. Esto está asociado a una Termocupla que consiste en la unión de dos alambres diferentes escogidos de tal manera que se crea un voltaje cuando se calienta la unión. La salida de la Termocupla se conecta a un microamperímetro muy sensible, el cual da una indicación de la corriente alterna que pasa por el alambre calentador. O también puede indicar el voltaje aplicado, puesto que la resistencia del alambre calentador es conocida.

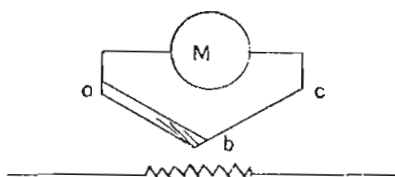
Los tipos de instrumentos de Termocupla que se usa para medir magnitudes RMS se ilustran a continuación en la Fig. 1.2.11

- a.- El tipo mútuo, hace uso de una Termocupla que le sirve de su propio calentador, lo que le caracteriza como uno muy sensible.
- b.- El tipo de contacto, tiene conductores de tal manera que el

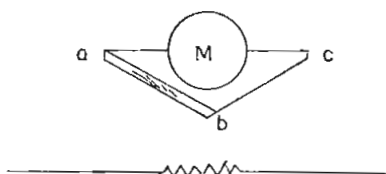
Fig. 1.2.11. Tipos de medidores con termocupla.



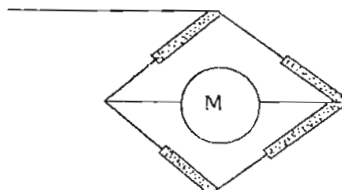
a.- Tipo mutuo.



b.- Tipo de Contacto.



c.- Tipo calentador separado.



d.- Tipo puente.

001727

calentador está alejado, pero tiene la desventaja de que el micro-amperímetro cortocircuita el calentador.

c.- En el arreglo del calentador separado, éste se mantiene alejado de la Termocupla, pero aislado por una estructura de vidrio. Esto hace inactivo al instrumento y también menos sensible que el tipo de contacto, ya que hay un calentamiento del vidrio, anotándose que este tipo es muy útil en determinados trabajos.

d.- El tipo puente, preserva la sensibilidad del tipo mútuo y evita el cortocircuito del tipo de contacto colocando el microamperímetro a través de la rama neutra del puente.

La sensibilidad de un arreglo de Termocupla puede ser incrementada colocando la Termocupla y el calentador asociado, en el vacío. De esta manera se evita la pérdida de calor en el aire que rodea el conjunto; al mismo tiempo la ausencia de oxígeno en contacto con el calentador hace posible operar a una temperatura mucho mayor del que sería posible al aire libre.

1.2.3.2.- CON DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES.-

Se basan en el calentamiento indirecto de un sensor, el que cambia las características de conducción de un elemento activo, funcionalmente opera así como lo indica la Fig. 1.2.12.

V_1 = Señal de entrada

V_{out} = Señal de salida

Si V_1 sube, R_3 se calienta más y por ende aumenta la capacidad de conducción de Q_1 , entonces se produce una mayor caída de voltaje en R_1 , en consecuencia V_2 baja de su anterior valor de funcionamiento, como consecuencia de ello V_{out} sube, en tales circunstancias por R_4 circula una mayor corriente que lo calienta más aún, dando oportunidad que Q_2 condujera más, entonces V_3 baja y

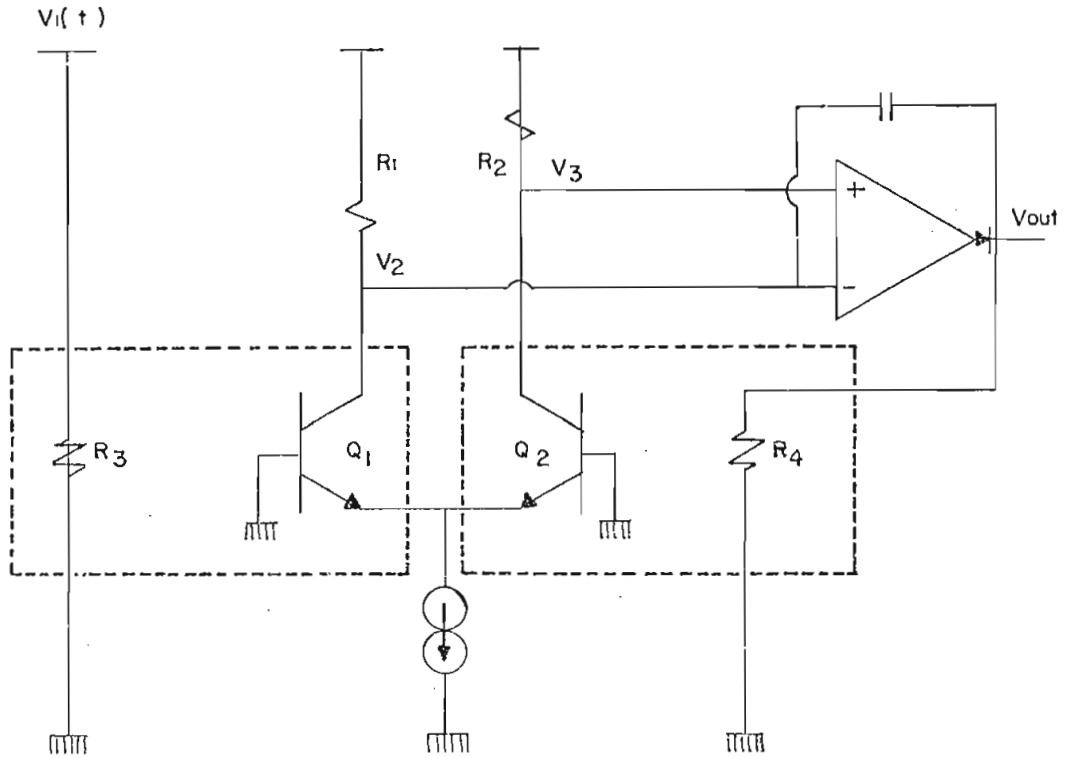


Fig. 1.2.12. Detector térmico de voltaje RMS.

V_{out} tiende a bajar, lo que compensa el anterior efecto, por procedimientos regenerativos así analizados, V_{out} tiene un valor DC que produce el mismo calentamiento en R_4 que lo que $V_1(t)$ produce en R_3 . Por lo tanto $V_1(t)$ y V_{out} tienen el mismo valor RMS, pero V_{out} es DC, en cuyo caso tenemos:

$$V_1(t)_{RMS} = V_{out\ RMS} = V_{out\ DC}.$$

1.3.- ESTUDIO DEL TIRISTOR.-

1.3.a.- FUNCIONAMIENTO.-

Los Tiristores son dispositivos semiconductores que funcionan con características semejantes a las del Tiratrón (diodo de gas). Diríase que con características de conmutadores, ya que su estado de funcionamiento depende de la realimentación regenerativa en su estructura PNP.

Dentro la familia de Tiristores, los SCR's y Triacs, funcionalmente se diferencian en que los SCR's son elementos unidireccionales, útiles para usos tanto con corriente continua como con corriente alterna; y, los Triacs que siendo bidireccionales, funcionan principalmente con corriente alterna.

Para una mejor comprensión de su funcionamiento conviene hacer un análisis con un modelo equivalente a cada uno de los elementos citados, ello se justifica, dado que básicamente puede considerarse a un SCR, como un transistor, al cual se le ha agregado una cuarta juntura. Lo cual nos dice que la fácil comprensión del funcionamiento de estos dispositivos comienza en el análisis de el efecto de las regiones semiconductoras agregadas.

ANALOGIA CON MODELOS EQUIVALENTES.-

CASO DE UN SCR.-

De la Fig. 1.3.1 puede decirse que la estructura del SCR está formada por dos transistores bipolares: pnp y npn, esquemáticamente así como en la Fig. 1.3.2. Del análisis matemático de las corrientes que circulan por el SCR así representado, se obtiene la siguiente relación:

$$I_1 = \frac{I_{co}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad EC \ 10.1$$

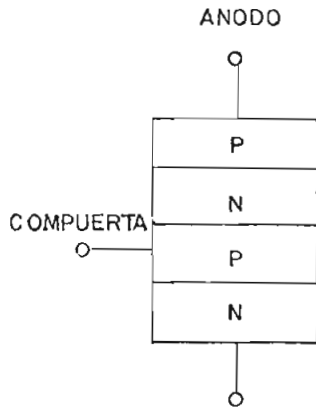


Fig. 1.3.1

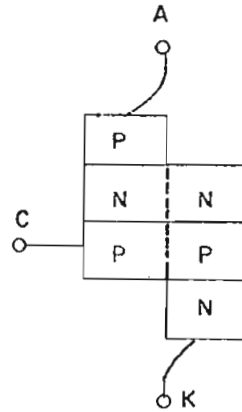
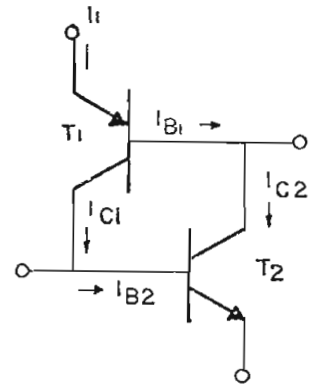


Fig. 1.3.2



entonces:

$$\frac{I_1}{\alpha_1 + \alpha_2} < 1 = I_{CO}$$

$$\frac{I_1}{\alpha_1 + \alpha_2} \approx 1 = \infty$$

$$\frac{I_1}{\alpha_1 + \alpha_2} > 1$$

= es una corriente negativa, ello dice de una circulación de corriente de cátodo a ánodo, que no es factible de suceder, en consecuencia:

$\alpha_1 + \alpha_2$ debe ser una cantidad menor que uno para que el SCR funcione.

$$\therefore \alpha_1 + \alpha_2 < 1$$

$$\text{Si } \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha \Rightarrow \alpha < 0.5$$

Sabemos que α varía al variar la corriente de colector, siendo diferente el comportamiento del Germanio y del Silicio, así:

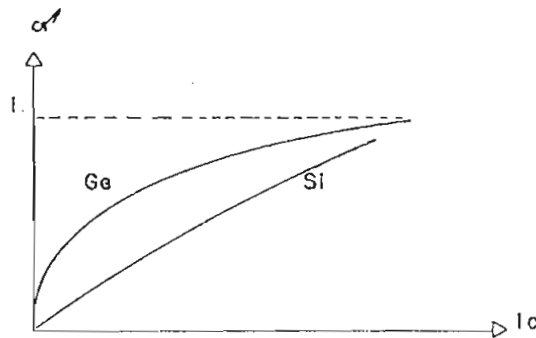


Fig. 1.3.3

De donde se ve la ventaja de trabajar con Silicio, razón ésta para que los SCR's se construyan de Silicio y no de Germanio.

La construcción con unidades de ∞ bajo, significa otra ventaja adicional, que es: permitir usar una región de base más ancha, que ofrece una mayor factibilidad de soporte de las tensiones altas a que están sometidos estos dispositivos en su uso práctico.

Cuando el SCR se polariza directamente, o sea el potencial ánodo positivo respecto al cátodo, en funcionamiento normal, es necesario de una tensión positiva al electrodo de compuerta para pasarlo al estado ON o de alta conducción, permaneciendo en aquel, aún cuando se elimine la tensión de compuerta o se haga negativa, hasta cuando la tensión de ánodo se reduzca a un valor inferior al mínimo necesario, que mantiene la regeneración.

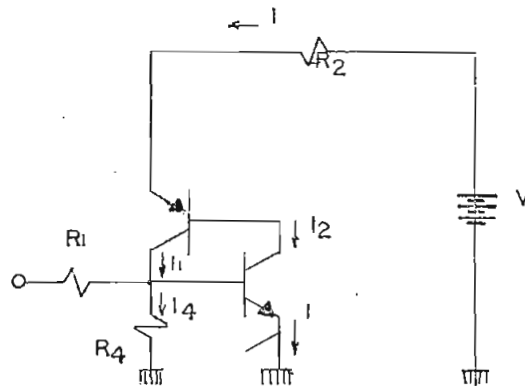


Fig. 1.3.3

Analizando el modelo equivalente que simula el funcionamiento del SCR polarizado directamente: en la Fig. 1.3.3, cuando el modelo está en estado OFF o estado de alta impedancia, la corriente que circula por el dispositivo es cero; si se aplica un pulso positivo a la base del transistor npn, aumenta el estado de conducción de este transistor, que analizando sucesivamente este proceso, se llegaría a la conclusión que el dispositivo se envala

lo que significaría que puede llegar a conducir una corriente infinita, con la cual el dispositivo se quemaría, que naturalmente ello no se cumple, porque las limitaciones físicas de carga establecen en un momento dado las condiciones de regeneración y corriente máxima de circulación.

Teóricamente, el modelo permanece en estado ON, hasta cuando la corriente I se reduce a la mínima corriente de mantenimiento, que en la práctica es apenas superior a cero, o sea aquella a la cual ya no es posible mantener la regeneración necesaria.

Para mantener las condiciones de funcionamiento, la corriente I debe aumentar, incrementando consecuentemente la corriente de base del transistor npn y la corriente derivada por R_4 , implica obviamente un aumento en los requerimientos de la corriente de enganche y retención.

De la Ec. 1.3.1, cuando los valores de ω se incrementan, intrínsecamente dice de un incremento de la corriente de colector; y, en consecuencia de también un incremento del estado de conducción.

La resistencia compuerta-cátodo difundida internamente elimina los efectos de la temperatura, ya que siendo los SCR's dispositivos regenerativos, al incrementarse la temperatura, causa una corriente que de migrar a la compuerta, llevaría al SCR a la región activa, lo que significaría pasar al estado de conducción; y, consiguientemente un flujo de corriente a través del Tiristor. Pero también puede utilizarse una resistencia derivadora entre compuerta-cátodo (R_4 de Fig. 1.3.3), para dar un camino a la corriente de bloqueo que derive la juntura compuerta-cátodo, mejorando así la capacidad de bloqueo en estado ON, pero en cambio se está reduciendo la sensibilidad de la compuerta.

CASO DE UN TRIAC.-

Los Triacs son dispositivos que trabajan bidireccional - mente; y, su modelo equivalente es semejante al de 2 SCR's en para - lelo, así:

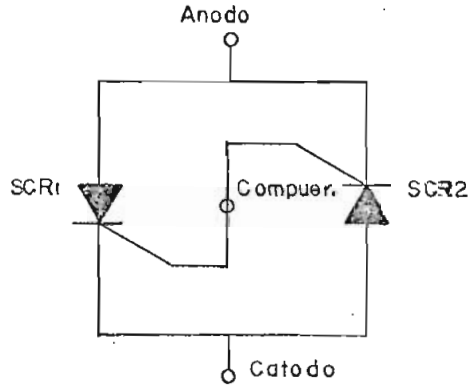


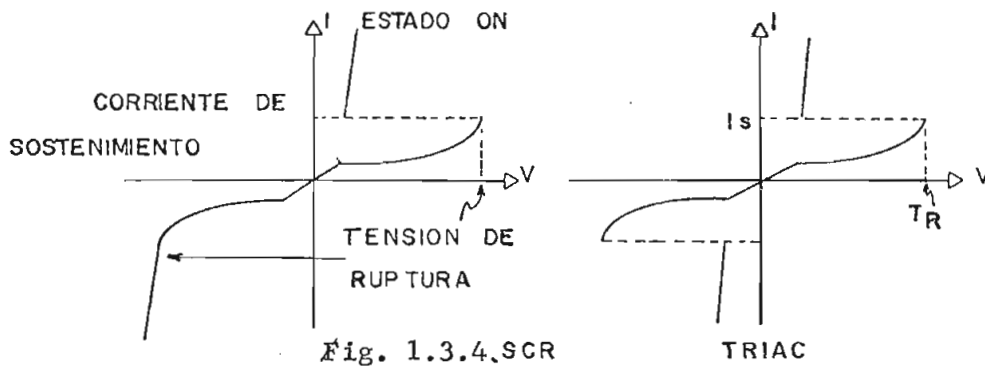
Fig. 1.3.4

La compuerta de el Triac está dispuesta en forma tal que para pasarlo al estado de conducción, lo hace al aplicársele una ~ tensión positiva o negativa y cualquiera sea la polaridad a los ~ terminales principales.

El apagado de los Tiristores puede obtenerse por una in - versión de la tensión a los terminales principales, no así para los Triacs; pues, en tal caso, la corriente circula en sentido con - trario.

1.3.b.- CARACTERÍSTICAS DE TENSION Y CORRIENTE.-

Las curvas características de tensión-corriente de los Tiristores indican que estos dispositivos son ideales para la con - mutación de potencia. Pero, para su funcionamiento dentro de un ~ margen de máximo rendimiento, confiabilidad, comportamiento y dura - ción, se les debe hacer trabajar bajo los regímenes máximos especi - ficados, los cuales se analizan a continuación.



REGIMENES DE TENSION.-

Puesto que el Tiristor soporta tensiones altas de bloqueo directo e inverso. Es de gran importancia los conocimientos de los regímenes de tensión, porque el encendido de los Tiristores puede suceder, no unicamente por "gatillados", sino porque al llegar a ciertas condiciones que son límites de funcionamiento normal, pueden suceder encendidos; por ejemplo: por avalancha, perforación de tensión o por una elevación rápida excesiva de la tensión cuando el Tiristor está apagado.

Debido a que el Tiristor soporta tensiones altas de bloqueo directo e inverso, tiene una región de base (tipo N), bastante ancha que lo soporta.

La ruptura por avalancha, se produce cuando en dicha base, el campo eléctrico sobrepasa el campo eléctrico límite, en el cual los portadores han adquirido energía suficiente como para moverse libremente que al chocar producen pares electrón - hueco. Cuando la contaminación es leve, aumenta la tensión de avalancha.

La perforación ocurre cuando con polarización directa, el ancho de base se anula para algún valor de tensión.

Cuando a un Tiristor se le aplica tensiones de línea, ya sea el momento de aplicarla, dependiendo que tan rápido aumenta ese transiente, el dispositivo puede pasar al estado de conducción sin necesidad de haberlo disparado. Esto sucede porque cuando la rapidez de aumento de tensión de estado NO supera el régimen dv/dt del dispositivo, lo que significa que la capacitancia interna del Tiristor hace circular una corriente de carga a través del elemento, siendo ésta igual a:

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

Para evitar estos falsos gatillados, se usan los Tiristores de acuerdo a la necesidad, por ejemplo para aplicaciones donde pudieran existir transitorios pequeños y rápidos, se usarían dispositivos con regímenes de tensión mayores que el transistorio más alto previsible. En cambio en aplicaciones con mayores exigencias, se usarían Tiristores que cumplan esas condiciones, o de ser necesario células que recorten dichos efectos, o también se prevé el uso de amortiguadores, como por ejemplo: el RC, que en tales condiciones el regimen dv/dt está limitado por la impedancia de circuito de carga y del valor RC.

REGIMENES DE CORRIENTE.-

Los regímenes de corriente están determinados por:

- Regimen de temperatura máxima de juntura.
- Resistencia térmica entre juntura y carcasa.
- Discipación de potencia interna por efecto de la circulación de corriente principal.
- Temperatura ambiente.

La discipación máxima promedio de potencia directa es igual a la diferencia de la temperatura de funcionamiento máxima y

la temperatura máxima de carcasa, relacionada con la resistencia térmica entre juntura y carcasa, osea:

$$P_{PROM(MAX)} = \frac{T_J(MAX) - T_C(MAX)}{\theta_{J-c}}$$

Con este dato, y con el conocimiento de determinado ángulo de conducción, puede hallarse el regimen de corriente directa, de los gráficos de regimen de disipación de potencia.

Los regímenes de corriente se basan según como se ha hecho el montaje del dispositivo, así: si se lo ha hecho sobre un disipador, prima la temperatura de carcasa; pero, si montado sobre sus terminales, los regímenes están basados en la temperatura ambiente.

El regimen de corriente máxima promedio de estado ON, en el caso de SCR's se especifican para corrientes de media onda, mientras que para los triacs está dado solo en valores eficaces, porque son elementos que se usan con corriente alterna.

Cuando los Tiristores se usan con cargas capacitivas, se debe tomar precauciones, para limitar la corriente de pico.

Cuando la temperatura de juntura máxima admisible es alcanzada; y, en ese momento se sobrepasa el límite máximo de sobrecorriente transitoria, el Tiristor no puede bloquear la corriente de bloqueo de estado OFF, razón esta para que luego del apareamiento de una sobrecorriente transitoria, se deba dejar que transcurra un tiempo, hasta cuando la juntura recobre su temperatura de funcionamiento normal, y con esto, el control de la compuerta.

Los regímenes de sobrecorriente están dados para los Tiristores para valores pico, lo que ayuda al escogitamiento de fusibles y disyuntores que protejan a dichos dispositivos, porque es -

tas sobrecorrientes transitorias cada vez que se suceden degradan su vida útil.

Al analizar el Tiristor con un modelo equivalente se habló de las corrientes mínimas de funcionamiento normal o corrientes de retención y enganche. La corriente de retención es aquella de mínimo valor que mantiene al dispositivo en estado ON; y, si la corriente anódica disminuye por debajo de ese valor, el Tiristor sale del estado de conducción y pasa al estado de no conducción. La corriente de enganche es la mínima requerida para mantener la conducción cuando no hay señal de compuerta.

El conocimiento de la corriente de enganche es importante cuando el Tiristor ha de usarse con cargas inductivas porque la inductancia limita la velocidad de aumento de corriente de ánodo.

Cuando el Tiristor al pasar al estado ON, lo hace por efecto de pulsos de disparo, la circulación de corriente se produce primeramente a las inmediaciones de la compuerta, requiriéndose un lapso breve de tiempo para que se difunda por todo el material; pero, si la rapidez del crecimiento de la corriente anódica es grande tal que se compara a la anterior, se producen localizaciones aleatorias de energía, en consecuencia, puntos de alta temperatura que pueden alterar las características de los Tiristores, en casos peores, dañarlos. Razón ésta para que los fabricantes especifiquen el régimen di/dt para valores de corrientes de disparo, por curvas.

1.3.c.- CARACTERISTICAS DE COMPUERTA.-

Se ha dicho que la compuerta de un Tiristor, ejerce la función de control. Los fabricantes dan especificaciones de tensión y corriente en formas de Lugares Geométricos de los límites máximos y mínimos de impedancia de compuerta, constituyéndose dichos puntos en las diferentes condiciones de disparo.

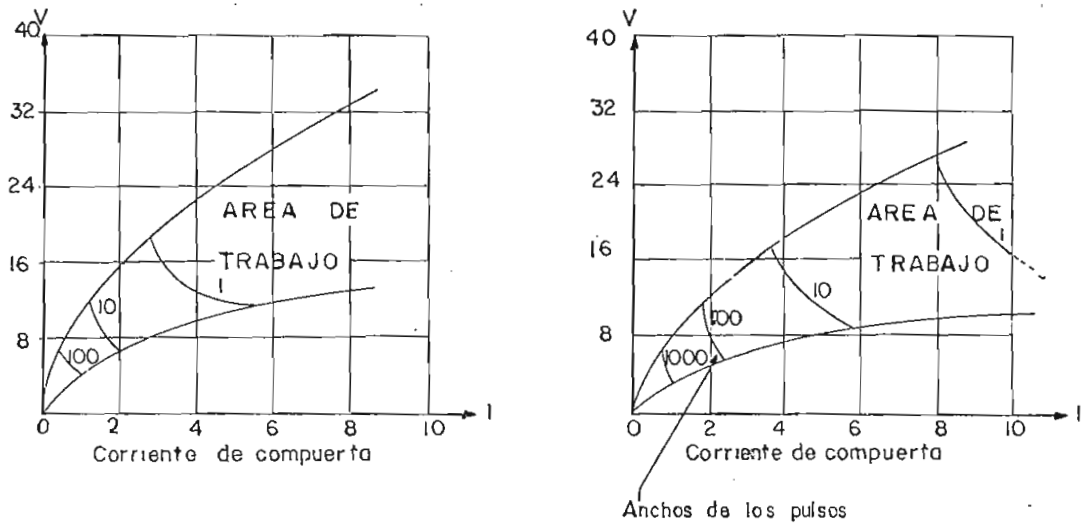


Fig. 1.3.5

El voltaje directo de ruptura de un Tiristor puede ser variado o controlado por la aplicación de una señal en la compuerta, ya que al aplicar dicha señal, conforme se va aumentándola, la disponibilidad del Tiristor por soportar la tensión aplicada se reduce, hasta cuando habiéndose llegado a un valor determinado el dispositivo conduce.

Puesto que el Tiristor conduce cuando se sobrepasa la tensión de ruptura, puede producirse disipación instantánea que de no estar dentro de los regímenes normales de funcionamiento, podría el disparo no tener una condición reversible. Razón ésta para que se trabajen condiciones de tensiones inferiores a la de ruptura; y, con señales de compuerta suficientes que aseguren un encendido completo.

El comportamiento del Tiristor en los diferentes modos de funcionamiento difieren dependientemente del sentido de la corriente anódica respecto a la corriente de compuerta, siendo menores los requerimientos cuando son en el mismo sentido.

Como muchos otros parámetros de dispositivos semiconduc-

tores, las magnitudes de la corriente y el voltaje de compuerta para el disparo varían con la temperatura de juntura, ya que con un aumento de la excitación térmica de los portadores en los materiales semiconductores, la corriente de fuga sufre un incremento que a la postre significa facilitar el disparo con una señal de compuerta.

Por lo antedicho, la compuerta se hace más sensible con incrementos de temperatura de juntura. Por el contrario, cuando un Tiristor va a operar en condiciones de bajas temperaturas, se debe suministrar suficientes corrientes de compuerta que aseguren el disparo de todos los dispositivos a las más bajas temperaturas de operación de cualquier aplicación particular.

1.3.d.- CARACTERISTICAS DE CONMUTACION.-

Las especificaciones de los Tiristores se basan en la cantidad de calor que generan dentro del bloque semiconductor que forma el dispositivo; y, en la habilidad que éste tiene en transferir dicho calor hacia la envoltura externa.

Para aplicaciones en las cuales se requiere un alto rendimiento para la conmutación de valores muy altos de corrientes de pico, pero de anchos pequeños de pulso, la energía interna disipada durante el proceso de transición debe estar determinada, permitiendo así no salirse de las especificaciones de trabajo del dispositivo.

Cuando los Tiristores se dispara por medio de señales de compuerta, su encendido se realiza en dos etapas: un tiempo de retardo y un tiempo de crecimiento. El Tiempo de Retardo se define como el intervalo entre el punto del 10% del lado inicial del voltaje de disparo en la compuerta y el punto del 10% de la corriente principal para una carga resistiva. El tiempo de Crecimiento o de

subida, es el requerido para que la corriente principal crezca del 10 al 90% de su máximo valor. De lo antedicho las dos etapas se cumplen desde la iniciación de la señal de compuerta hasta cuando la corriente anódica alcanza el 90%.

Si bien el Tiristor es afectado de alguna manera por el voltaje pico en estado OFF, y la corriente pico en estado ON, el tiempo entre estados (turn-on) es influenciado primeramente por la magnitud del pulso de corriente de disparo, así:

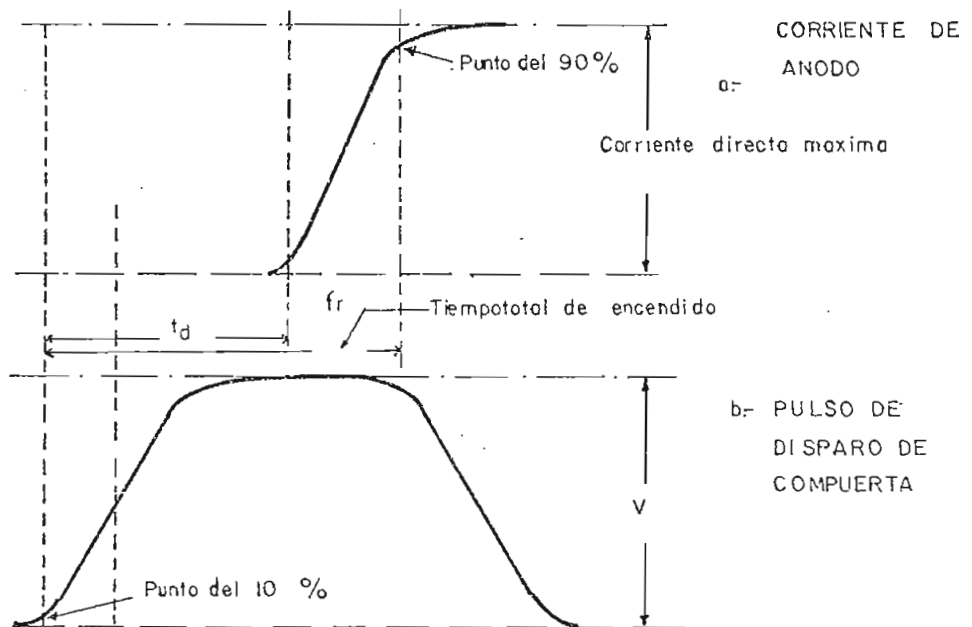


Fig. 1.3.6

Un cambio más rápido cuando hay mayor estímulo desde la compuerta, resulta de una disminución en el tiempo de retardo asociado con el Tiristor debido a la densidad de corriente en la periferie compuerta-cátodo.

De mayor importancia en el intervalo de tiempo que el Tiristor pasa al estado de conducción es la relación entre el voltaje del Tiristor y el flujo de corriente principal; pues, en ese in

tervalo la caída de voltaje dinámica es alta y la densidad de corriente puede producir regiones calientes, localizadas dentro del material. De lo anotado es importante entonces, que la disipación de potencia no se exceda de lo permitido para ese lapso.

El tiempo de transición de un Tiristor puede asociarse - solamente con los SCR, ya que en los triacs un voltaje inverso no puede ser usado como voltaje de cambio de estado, porque un voltaje inverso aplicado a la mitad de la estructura significa un voltaje directo para la otra mitad. En los SCR's, el período de recuperación de compuerta como se muestra a continuación:

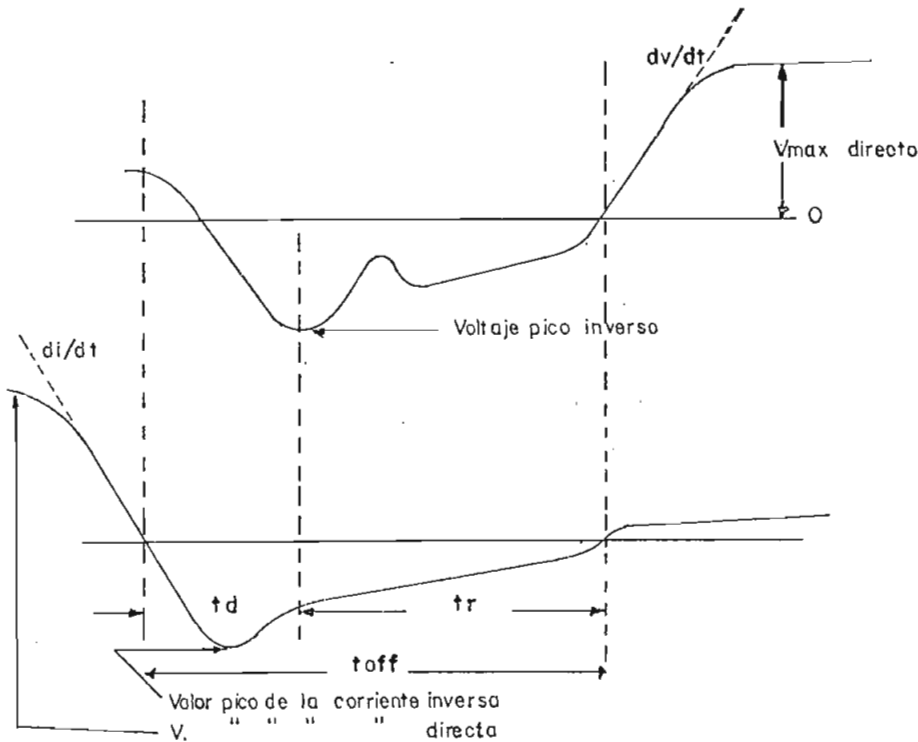


Fig. 1.3.7

Cuando la corriente directa de un SCR se reduce a cero al final del período de conducción, la aplicación de un voltaje - inverso origina un flujo de corriente inversa hasta el momento en

que dicha corriente pasa de su valor pico a uno de estado estable, este tiempo transcurrido se conoce como el de recuperación inversa. Un segundo período de recuperación, llamado el tiempo de recuperación de compuerta, transcurre para que la juntura en bloqueo directo establezca una región de agotamiento, para que al ser reaplicado el voltaje de bloqueo directo, el Tiristor lo bloquee con éxito. El tiempo de recuperación de compuerta de un SCR es ordinariamente mas largo que el tiempo de recuperación inversa. Así, el tiempo total que transcurre desde que la corriente de recuperación inversa fluye, hasta el inicio del voltaje directo de bloqueo reaplicado, se llama tiempo de conmutación del circuito al estado OFF. Este tiempo depende de varios parámetros a saber:

- Corriente de conducción antes del cambio.
- Velocidad de cambio de la corriente durante la transición de estado directo-inverso.
- Voltaje de bloqueo inverso.
- Velocidad de cambio de voltaje directo reaplicado.
- Nivel de disparo en la compuerta.
- Polarización de la compuerta.
- Temperatura de juntura.

De los puntos anotados los que tienen mayor significación son la temperatura de juntura y la corriente de estado de conducción, ya que los otros serían importantes en caso de poder obtenerse para aplicaciones específicas.

Para usos en que los SCR's sirven para controlar potencia AC de 60 Hz, la mitad negativa de la onda sinusoidal, es condición mas que suficiente para cambio de estado. En aplicaciones en las cuales los SCR's se usan para controlar salidas de puentes rectificadores de onda completa, en realidad no hay un voltaje inverso; y, el cambio, de estado ON a estado OFF, puede lograrse sola - mente cuando la salida del puente se reduce a cero voltios o la corriente principal se reduce a un valor menor que el de la corriente de retención. Puesto que los tiempos de cambio, a estado OFF ,

no se asocian con los Triacs debido a su estructura física, se introduce un nuevo término llamado "razón crítica de aumento de voltaje de conmutación", que significa la habilidad del Triac de conmutar un valor fijo de corriente bajo condiciones específicas; esto puede explicarse considerando dos SCR's conectados en paralelo, pero, inversamente el uno del otro como en la Fig. 1.3.4.

Se supone que el SCR-1 está conduciendo y hay una corriente directa establecida, luego de que el flujo de corriente principal pasa por el nivel de referencia cero, una pequeña corriente circula por el SCR-1, hasta que este cambie al estado OFF; la corriente principal entonces, es desviada por el SCR-2, supuesto que contiene suficiente corriente de compuerta.

Dado que en la estructura de el Triac, las junturas de bloqueo son comunes a las dos mitades del dispositivo, por lo que, cuando conduce la primera, una cierta cantidad de carga se acumula en la región de tipo N, resultado del flujo de la corriente anódica; cuando esta corriente se reduce a cero, una pequeña corriente inversa se establece producto de la carga restante en dicha región dado que esta corriente de recuperación inversa significa para la segunda mitad una corriente directa que puede ocasionar el cambio de estado OFF al estado de conducción, en ausencia de una señal de compuerta, lo que significaría una pérdida del control de potencia del dispositivo, a menos que existiese un intervalo de tiempo en el cual se asegure el cese de conducción. Razón ésta para que los fabricantes suministren los datos completos sobre la capacidad de conducción del dispositivo bajo máximas condiciones de corriente y temperatura de envoltura, permitiendo así un uso normal en AC y con fuentes de 60 Hz.

1.3.e.- TENSION Y NIVELES DE DISPARO.-

La temperatura de juntura desempeña papel importante, ya que varía inversamente con el valor absoluto de la corriente y ten

sión necesaria para el gatillado; así, a mayores temperaturas de juntura, disminuye la señal de compuerta necesaria para producir el disparo del Tiristor. Lo antedicho establece que la peor condición de disparo sucede cuando la mínima temperatura.

Una característica importante es el conocimiento de la máxima señal de compuerta, que a la máxima temperatura de juntura no dispare al dispositivo, constituyéndose así en la medida del nivel de rechazo de ruidos de un Tiristor.

Los fabricantes especifican la corriente de compuerta como el valor DC requerido para pasar a un Tiristor al estado ON, para fines prácticos este valor puede considerarse como un pulso de corriente de 50 microsegundos de ancho; para anchos menores de pulsos se deben usar las curvas de pulsos de corrientes asociadas con cada dispositivo para asegurar su funcionamiento. En la práctica, el encendido por pulsos debe hacerse con valores absolutos que superen el nivel DC especificado por el fabricante, lo que ofrece ciertas ventajas como:

- Reduce las variaciones en el tiempo de encendido.
- Aumenta la capacidad de la rapidez crítica de aumento de la corriente de estado ON.
- Reduce al mínimo el efecto de la variación de temperatura en las características de disparo.
- Permite tiempos de conmutación breves.

Cuando al Tiristor se lo dispara, siendo grande la corriente anódica, la conducción se realiza por la parte mas sensible del cátodo ocasionando esto, localizaciones de energía que pueden causar daños irreversibles al dispositivo, a menos que la rapidez de aumento de la corriente principal se reduzca a niveles tolerables, para que ésta se difunda por una mayor área cuando a la compuerta se aplica una señal mucho mayor, inicialmente se enciende una mayor parte del cátodo, lo que reduce el tiempo de encendido; y, el dispositivo puede soportar un pico mayor de corriente anódica.

1.4.- TECNICAS DE DISPARO DEL TIRISTOR.-

Al disparar los Tiristores, debe cumplirse como primer requerimiento que la corriente de compuerta sea de amplitud suficiente que satisfaga las especificaciones técnicas dadas por el fabricante. Requerimientos que son dados en términos de corriente y tensión DC. Debido a que es usado mas a menudo el disparo por pulsos, es necesario tomar en cuenta el tiempo de duración del pulso, ya que debe suministrarse durante el encendido del Tiristor. A medida que aumenta la amplitud de la señal de disparo de compuerta, el tiempo de encendido del dispositivo disminuye.

1.4.a.- REQUERIMIENTOS DEL CIRCUITO DE DISPARO.-

La complejidad del circuito de disparo, depende de la aplicación que se le va a dar al Tiristor, por ejemplo: cuando ha de tratarse con cargas inductivas, el pulso debe ser suficientemente largo, porque la inductancia controla el aumento de corriente en el tiempo de encendido, razón por la cual la corriente principal demora un poco hasta alcanzar el nivel de la corriente de enganche.

Con el disparo por pulsos, se conoce inicialmente el ancho del pulso necesario para encender el Tiristor, para determinada potencia de entrada de compuerta; y, con el conocimiento de las curvas de encendido, que ofrecen la posibilidad de diseñar el circuito básico de disparo haciendo uso de la línea de carga. Este tipo de curvas se indican en la Fig. 1.4.1, para un dispositivo escogido al azar.

De la Fig. 1.4.1, puede anotarse lo siguiente:

1.- La existencia de dos tiempos de encendido, ello es producto de la variación de las curvas características de disparo de compuerta para elementos de la misma familia.

2.- Debido al mayor factor de sobre excitación involucra

do, la misma corriente de compuerta que se aplicaría para encender un dispositivo, si se lo aplica a otro de menor corriente, el encendido se logrará en menor tiempo.

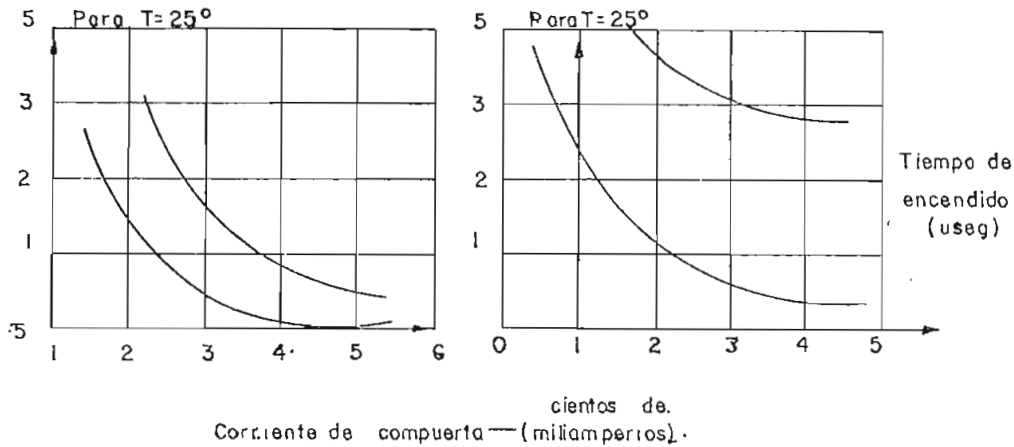


Fig. 1.4.1

La línea de carga en las curvas de pulsos de disparo, se traza con el conocimiento de la tensión de fuente de polarización y un punto ligeramente por encima de la intersección de la corriente de compuerta requerida y la curva de máxima resistencia de compuerta, según se indica en el ejemplo trazado en la Fig. 1.4.3; de lo anotado se puede encontrar ya, la resistencia máxima del circuito (R_c de la Fig. 1.4.2).

$$R_c = \frac{V_{fuente}}{I_{compuerta}}$$

La potencia pico de compuerta se calcula en el punto de tangencia, que nos ha proporcionado el ancho del pulso (P_2). El régimen de potencia promedio de la compuerta está dado por el fabricante, como dato del dispositivo (P_1). De los datos así obtenidos, podemos determinar la frecuencia máxima de los pulsos.

$$f = \frac{P_1}{P_2 \times W_p}$$

Si no hay discipación de potencia inversa, el regimen de

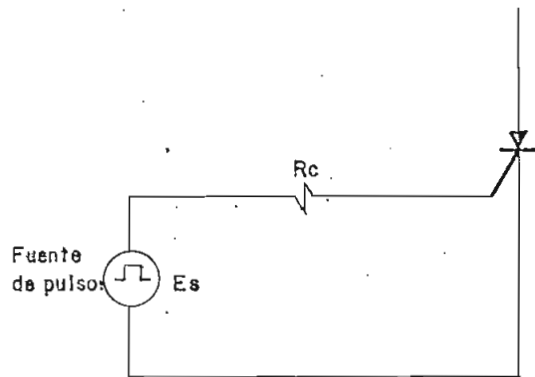


Fig. 1.4.2

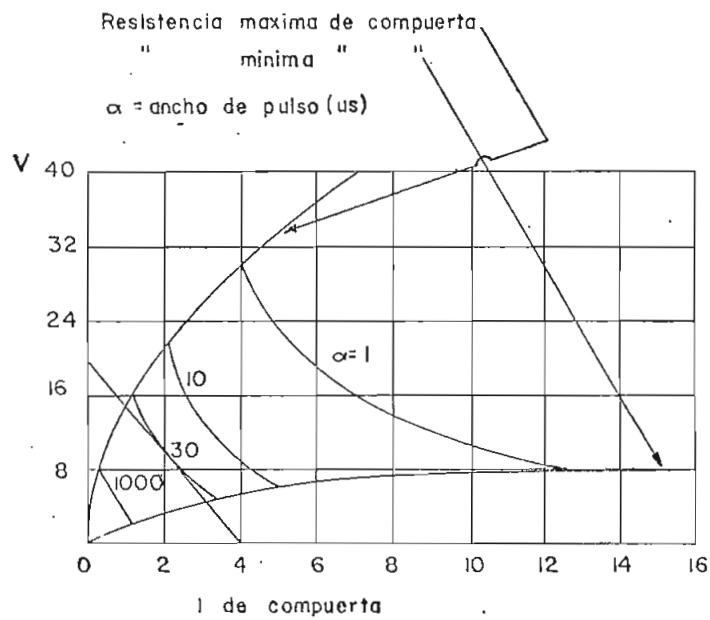


Fig. 1.4.3. Característica de compuerta

discipacion de compuerta total es el especificado por el fabricante. Si hay discipación de potencia inversa la frecuencia se reduce a la mitad. En consecuencia hay que mantener una relación muy estrecha entre frecuencia máxima de pulsos, ancho de pulsos, potencia promedio de compuerta y discipación de compuerta promedio, para mantenimiento en el área de trabajo de la compuerta.

En general el circuito de disparo debe cumplir los requerimientos, de tal manera que pueda ofrecer un disparo confiable , que garantice el disparo, dentro de márgenes de confiabilidad.

C A P I T U L O I I

E S T U D I O D E L T R I A C

2.1.- DESCRIPCION.-

El Triac es un dispositivo semiconductor de tres terminales; que al aplicársele una señal a uno de ellos (compuerta), pasa de un estado de alta a uno de baja impedancia.

El Triac, llamado también Tiristor Bidireccional, es un dispositivo que trabaja con tensiones alternas.

Los Tiristores ofrecen las ventajas técnicas y beneficios del uso de las funciones básicas de conmutación y control de fase, con dispositivos de estado sólido. Sin embargo en algunos casos el uso de estas funciones básicas está limitado por el costo, tamaño, complejidad o reabilitamiento.

El desarrollo del Triac estaba basado sobre un estudio continuado de las varias formas de mejorar el uso de estas funciones básicas, incluyendo evaluación de circuitos y componentes.

2.2.- PRINCIPALES CARACTERISTICAS TERMICAS.-

La estructura básica de el Triac se muestra en la Fig. 2.1. La región comprendida entre el terminal MT1 y el terminal MT2 es un conmutador PNP en paralelo con un conmutador NPN. La región de la compuerta es un arreglo mas complicado que puede ser considerado para operar en cualquiera de los 4 modos siguientes:

- I.- Compuerta polarizada directamente.
- II.- SCR normal con juntura de compuerta.
- III.- SCR complementario de compuerta remota con excitación positiva.
- IV.- SCR de compuerta remota con excitación negativa.

La Fig. 2.1, muestra también el simbolo del Triac, orientado según la forma de su estructura. Nótese que el símbolo, a pesar de que no es el definitivo, está compuesto por el símbolo acep

tado del SCR, combinado con el símbolo de un SCR complementario. Debido a que los términos ánodo y cátodo no son aplicables para el Triac, las conexiones son simplemente designadas por números. El terminal MT1 es el punto de referencia para mediciones de voltaje, al terminal compuerta y al terminal MT2.

La características de voltaje y corriente de el Triac, Fig. 2.2, está basada sobre el terminal MT1 como punto de referencia.

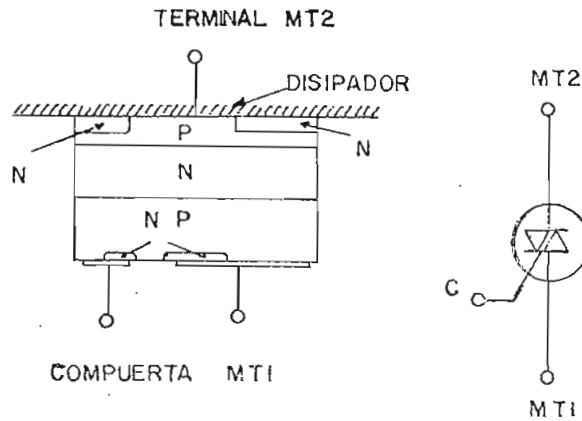


Fig. 2.1

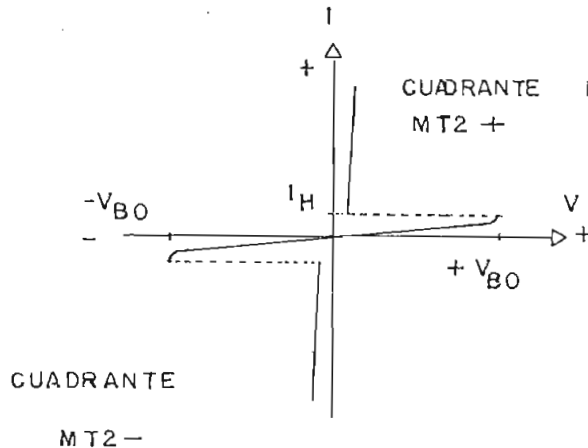


Fig. 2.2

El primer cuadrante, Q-I, es la región donde MT2 es posi

tivo respecto a MTI y viceversa para Q-III. El voltaje de ruptura V_{BO} , en ambos cuadrantes (sin señal de compuerta), debe ser mas al to que el pico de la onda AC aplicada, para tener control por la compuerta. Una corriente de compuerta de amplitud específica de am bas polaridades disparará el Triac a conducción en ambos cuadrantes, pues con ello se está logrando disminuir el voltaje V_{BO} . Si V_{BO} es excedido, aún transientemente, el Triac se disparará al estado de conducción y se mantendrá en ese estado hasta que la corriente caiga por debajo de la corriente de mantenimiento I_H . Esta acción prevé que se debe hacer uso de dispositivos auxiliares que inuniquen al Triac de estos efectos.

En algunas aplicaciones, el encendido del Triac por señ les transientes, produce resultados indeseables o al azar para cir cuito alguno, por lo que es necesario prevenir estos encendidos, aún cuando el Triac no sea dañado por estos transientes.

Los rangos de corriente del Triac están basados en la máxima temperatura de juntura, igual que para los SCR's. Los rangos de corriente para baja conducción están determinados por la disipación de potencia y la resistencia térmica de juntura a carcasa basada en el calentamiento propio de la envoltura propiamente dicha o disipador.

Si la temperatura de envoltura es permitida subir por en cima del valor límite, que determinen las especificaciones, el Tri ac no puede garantizar largamente que puede soportar el voltaje lí mite, o el apagado cuando la corriente principal pase por cero.

Para cargas inductivas, por la diferencia de fase entre la corriente de línea y el voltaje de línea, el momento que la corriente cae al valor de la corriente de mantenimiento y el Triac cambia al estado de no conducción, un cierto voltaje de línea debe aparecer a través del Triac. Si este voltaje también aparece rápidamente, el Triac inmediatamente reasumirá la conducción. Para lograr una conmutación adecuada con cargas inductivas, se limita la

velocidad de conmutación con un circuito RC en paralelo con el Triac, o reduciendo la corriente, voltaje, cambio de fase o temperatura de juntura.

2.3.- CARACTERISTICAS DE DISPARO.-

Desde que el Triac puede ser disparado con corriente positiva o negativa de baja energía en ambos cuadrantes de funcionamiento, el diseño del circuito tiene una amplia libertad para la selección del control.

El disparo puede ser logrado de diferentes maneras: por DC, AC rectificadora, AC, por una fuente de pulsos con transistor de unijuntura, lámparas de neón, diodos de conmutación, tales como el diac (ST-2), el conmutador bilateral de silicio (SBS) y el conmutador de disparo asimétrico (ST-4).

Los modos de disparo del Triac son:

MT2 +, Compuerta +, I +; Primer cuadrante, corriente y voltaje de compuerta positivos.

MT2 + , Compuerta - , I - ; Primer cuadrante, corriente y voltaje de compuerta negativos.

MT2 - , Compuerta + ; III + ; Tercer cuadrante, corriente y voltaje de compuerta positivos.

MT2 - ; Compuerta - ; III - ; Tercer cuadrante, corriente y voltaje de compuerta negativos.

La sensibilidad de el Triac, es mejor en los modos I + y III -. El modo III +, no debería usarse, a menos que se lo requiera para circunstancias especiales. En tal caso, el Triac debe ser

seleccionado especialmente según la aplicación y debería ser especificado.

La característica Voltaje-Corriente de compuerta de el TRIAC, muestra como una impedancia baja no lineal entre compuerta y terminal MT1. La característica es similar a un par de diodos conectados inversamente en paralelo.

Debido a que en algunos modos, la característica dada es similar a la compuerta de un SCR, los requerimientos de la compuerta están especificados igual que los SCR's.

2.4.- TEORIA DEL TRIAC.-

Cuatro conceptos básicos de los Tiristores, proveen información de la teoría de la operación de un Tiristor bidireccional o Triac, estos conceptos son:

- a).- El básico Tiristor de bloqueo inverso (SCR).
- b).- El Tiristor de emisor cortocircuitado.
- c).- El Tiristor con compuerta de juntura.

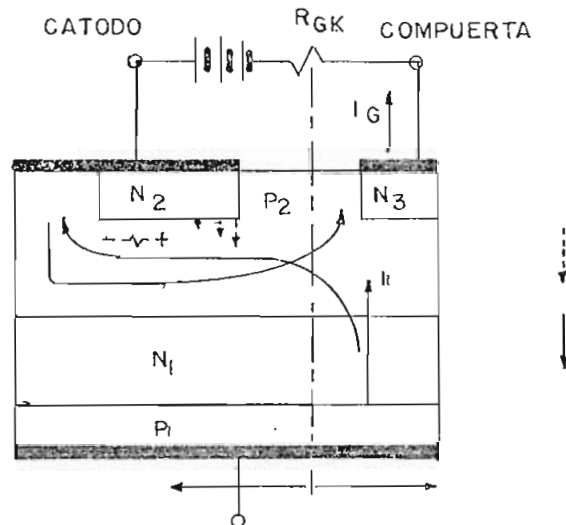


Fig. 2.3

La figura dibujada es la estructura típica de un tiris-

tor de juntura, inicialmente, la corriente de compuerta I_G polariza directamente la juntura de compuerta P_2-N_3 de la estructura auxiliar $P_1-N_1-P_2-N_3$, y esta estructura enciende el modelo PNP, como $P_1-N_1-P_2-N_3$ se prende, la caída de voltaje a través de el dispositivo baja, y la sección de la parte derecha se mueve hacia el potencial de cátodo, estableciéndose un gradiente de potencial transversal a través de P_2 ; y fluye una corriente lateralmente a través de P_2 .

Como la orilla de la región P_2-N_2 queda polarizada directamente los electrones son inyectados a este punto y la estructura principal se enciende.

d).- Tiristor de compuerta remota.

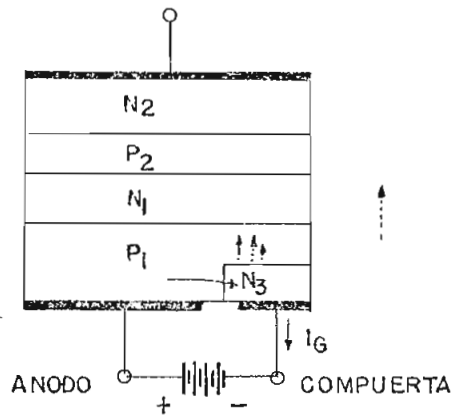


Fig. 2.4

Un Tiristor de compuerta remota es uno que puede ser disparado sin contacto ohmico u otro de la región de base interna.

La corriente externa de compuerta I_G hace que la juntura P_1-N_3 quede directamente polarizada, e inyecte electrones como se muestra. Estos electrones que se difunden a través de la región P_1 son colectados por la juntura P_1-N_1 . Notese que la juntura P_1-N_1 puede actuar como un colector directamente polarizado, ya que el flujo eléctrico está asociado con esto, es la misma dirección como si la juntura P_1-N_1 estuviera inversamente polarizada, como normal

mente está un colector. Los electrones inyectados desde N_3 son colectados por la juntura $P_1 N_1$ causando un incremento de la corriente a través de dicha juntura, en consecuencia comienza la regeneración y la estructura se activa.

El trabajo de los cuatro dispositivos citados, combina dos en uno solo da como resultado el Triac, que puede bloquear el voltaje en cualquier dirección, conducir corriente en cualquier dirección y ser disparado en cualquier dirección por una señal de compuerta positiva o negativa. La Fig. 2.5 muestra el dispositivo que opera como sigue:

- a).- Terminal principal número 2 positiva, corriente de compuerta positiva.- En este modo el Triac se comporta como un Tiristor convencional. Las partes activas son: $P_1 N_1 P_2 N_2$.
- b).- Terminal principal número 2 positivo, corriente de compuerta positiva.- El funcionamiento es análogo al Tiristor con compuerta de juntura.
- c).- Terminal principal número 2 negativa, corriente de compuerta negativa.- Modo de compuerta remota, $P_2 N_1 P_1 N_4$ es la principal estructura. La juntura $P_2 N_3$ inyecta electrones que son colectados por la juntura $P_2 N_1$.
- d).- Terminal principal número 2 negativo, corriente de compuerta positiva.- La juntura $P_2 N_2$ está polarizada e inyecta electrones que son colectados por $P_2 N_1$. $P_2 N_1$ llega a ser polarizada directamente.

La corriente a través de la porción $P_2 N_1 P_1 N_4$ se incrementa y esta sección se prende. En este modo, la operación es análoga a cuando el Tiristor opera con compuerta remota.

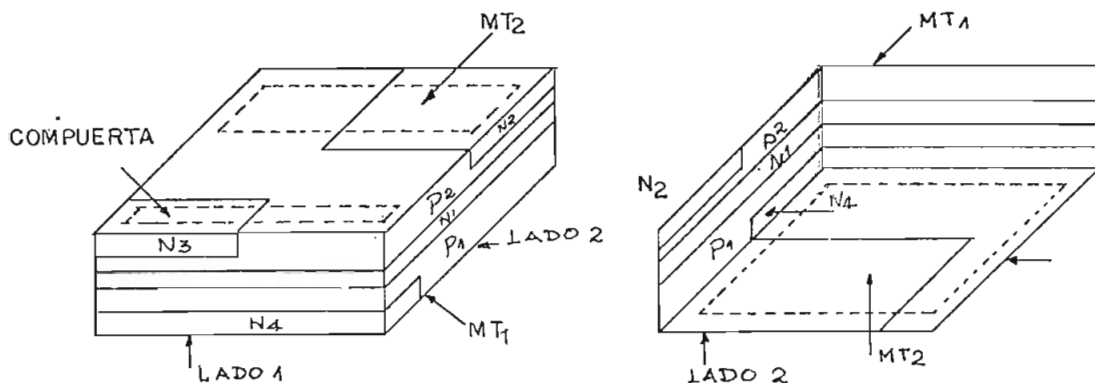


Fig. 2.5. Estructura típica del Triac.

2.5.- CONMUTACION DE TRIACS.-

Una importante diferencia entre el uso de un par de SCR's y el uso de un Triac en circuitos de AC es que con SCR's cada Tiristor tiene un medio ciclo para su apagado, mientras el Triac debe apagarse durante el corto instante en que la corriente de carga está pasando a través de cero. Para cargas resistivas esto es bastante simple, ya que el tiempo aprovechable por el Triac para el apagado se extiende desde el momento que la corriente cae por debajo de la corriente de mantenimiento, hasta cuando el voltaje reaplicado excede el valor del voltaje de línea requerido para mantener la corriente de enganche. Con cargas inductivas el trabajo de conmutación es mas dificultoso.

La Fig. 2.6 muestra las formas de onda de voltaje y corriente para un típico circuito con carga inductiva. Si examinamos las formas de onda a corriente cero (punto de apagado), la respuesta sería una forma de onda tal como la de la Fig. 2.7.

De las formas de onda de la corriente de la Fig. 2.7,

puede verse que la corriente de recuperación está actuando como una corriente virtual de compuerta y difícilmente el dispositivo vuelve a prenderse.

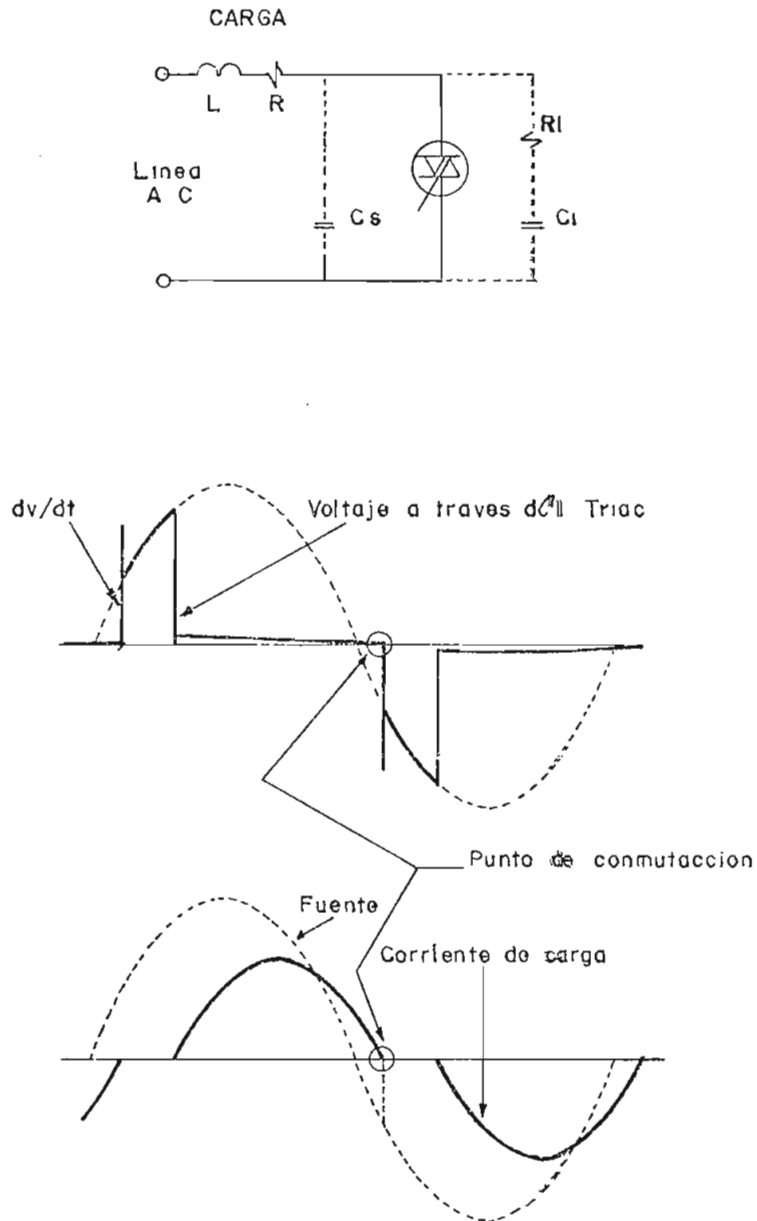


Fig. 2.6. Formas de Onda para carga inductiva.

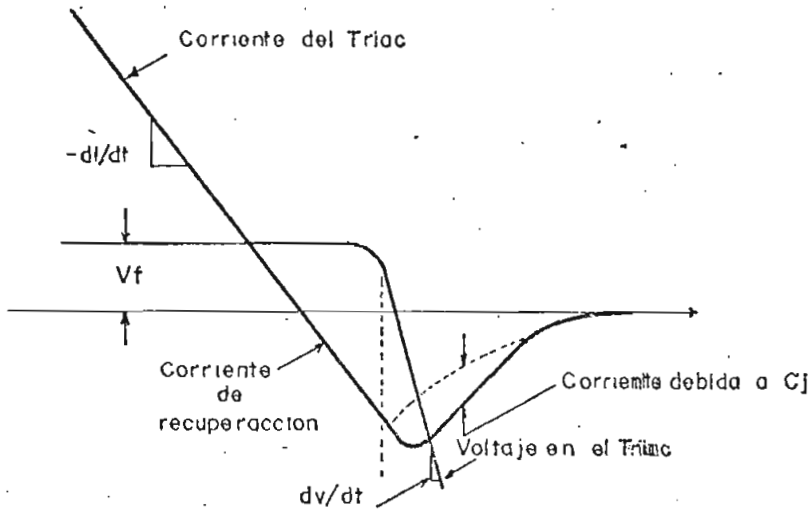


Fig. 2.7. Corriente y Voltaje en la conmutacion del Triac.

En suma hay una componente de corriente inversa que es debida a la capacitancia de juntura y la reaplicación del dv/dt . Esta componente se suma directamente a la corriente de recuperación, pero no aparece hasta cuando el Triac comienza a bloquear polarizado abiertamente.

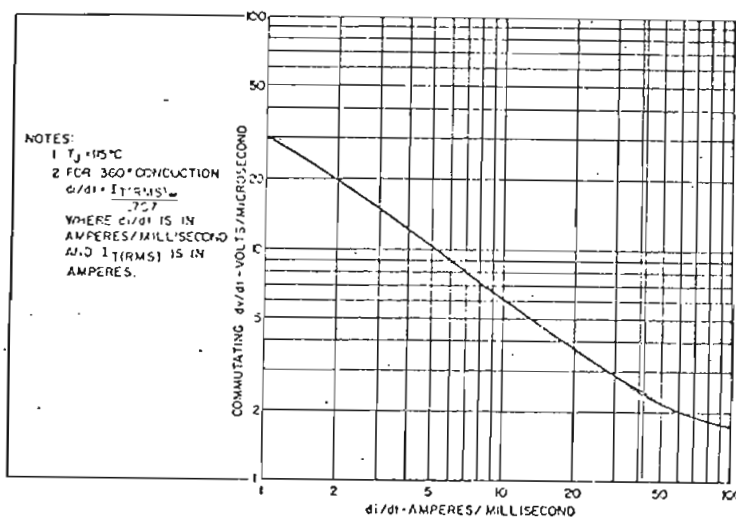


Fig. 2.8.

Como la porción de corriente de ~~traslado~~ $(-di/dt)$ ~~de-~~ crece, la corriente de recuperación también ~~disminuye~~. Esto implica entonces que a di/dt 's mas bajos es permitido dv/dt 's mas altos para una conmutación determinada mas apta.

Un ejemplo de la relación antedicha ~~se~~ muestra en la Fig 2.8. Si el dv/dt es mayor que este valor, entonces el circuito de protección adicional debe ser incorporado. El método mas usado es agregar una red RC, tal como R_1 y C_1 mostrados en la Fig. 2.6. El valor de estos elementos dependen de la carga, el voltaje de línea y el Triac usado.

2.6.- RESISTENCIA TERMICA.-

El fabricante generalmente especifica para el Triac dos valores diferentes de resistencias térmicas para el mismo dispositivo. Esto en principio es imposible, pero para comprender porqué esas dos características principales están ahí, analicemos:

2.6.1.- RESISTENCIA TERMICA JEDEC.-

Esta especificación de resistencia ~~térmica~~, usualmente dada en tablas de características de Triacs, ~~es~~ una característica térmica especificada como JEDEC para propósitos de estabilización de dispositivos intercambiables. Es el valor ~~obtenido~~ midiendo el pico de la temperatura de juntura, sobre el punto de referencia de la envoltura, producida por una potencia unidireccional DC disipada en el dispositivo. El JEDEC se define asumiendo la dirección de conducción para la cual el valor de esta resistencia térmica aplicada da el mas alto valor de rendimiento; asumiendo esa característica térmica se deduce que no es totalmente la misma para ambas di recciones de conducción.

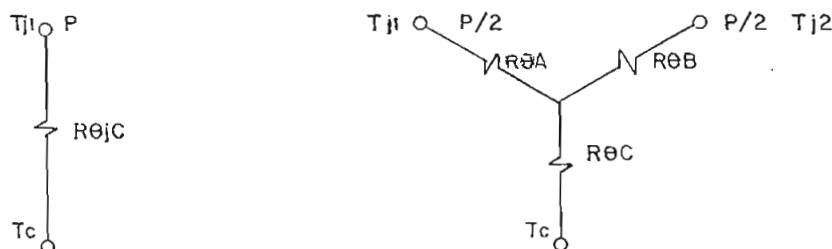
2.6.2.- RESISTENCIA TÉRMICA APARENTE.-

Un Triac es generalmente utilizado en aplicaciones donde se trabaja con tensiones alternas, consecuentemente, si se utilizara el valor de la resistencia térmica unidireccional (JEDEC) para efectuar el cálculo del rango de la temperatura máxima del encapsulado, podría producirse en el dispositivo algún efecto térmico conservativo.

Para evitar esto, se establece un valor de resistencia térmica aparente que cuando es multiplicada por el promedio de potencia producida para una onda sinusoidal completa de corriente de frecuencia específica, cediendo la temperatura de juntura instantánea al final de cada semiciclo de conducción de corriente.

El rango de corriente es así estabilizado a ese valor instantáneo de temperatura de juntura al máximo valor del dispositivo. Este asegura que el dispositivo está apto para bloquear el voltaje en el intervalo de no conducción.

Esta resistencia térmica aparente de el Triac puede ser representada por un modelo Y como el mostrado en la Fig. 2.9 (b).



a.- Resistencia Térmica JEDEC. b.- Resistencia Térmica aparente.

Fig. 2.9. Resistencia Térmica del Triac.

Las ramas de la Y ($R_{\theta A}$, $R_{\theta B}$) representa cada resistencia térmica de aproximadamente la mitad del elemento de silicio (operación para una polarización de corriente de circuito). El ramal común de la Y representa la resistencia térmica de la base del encapsulado desde el punto del elemento de silicio al punto de referencia (T_C). También se ha establecido una curva de impedancia térmica transiente aparente para uso en AC para cálculos con corriente de sobrecarga.

Nuevamente el promedio de potencia producida por algunos números de ciclos enteros de corriente AC multiplicados por el valor correspondiente de impedancia térmica tomados de la curva, dará el valor instantáneo de temperatura de juntura al final del intervalo del medio ciclo de conducción de corriente.

2.7.- USOS DEL TRIAC.-

La versatilidad del Triac y la simplicidad de su uso lo hace un dispositivo útil en una variedad de aplicaciones de control de potencia de tensiones alternas.

2.7.1.- CONMUTACION ESTATICA.-

El uso del Triac como un conmutador estático en circuitos de AC da algunas ventajas sobre la conmutación mecánica. Permite el control de altas corrientes con una muy baja fuente de potencia de control. Ya que el Triac "cierra" cada medio ciclo sin efecto de rebote, y lo hace siempre a corriente cero, no hay arcos o voltajes transitorios devidos a la energía almacenada en la carga o líneas de potencia. En suma, hay una considerable reducción del número de elementos comparado con otros dispositivos semiconductores estáticos de conmutación.

El mas notable ejemplo de simplificación de circuito es

visto en el conmutador elemental estático mostrado en la Fig. 2.10 (a). El conmutador de lectura magnética encapsulado en vidrio provee varios millones de operaciones de un imán permanente o un relé electromagnético de DC. Debido a que los contactos están conduciendo unos pocos microsegundos durante el encendido del Triac, una amplia variedad de pequeños conmutadores de lectura, tal como relés, termostatos, conmutadores de presión y conmutadores temporizadores programables. En algunos casos, el golpeteo de los contactos de disparo puede ser eliminado, reduciendo así también su costo.

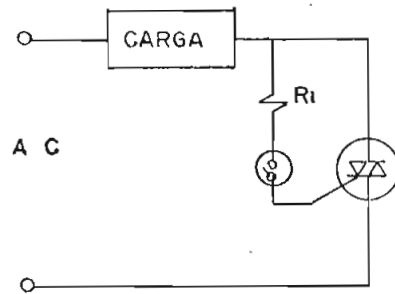
Este circuito usa disparo de compuerta en los modos MT_2^+ con compuerta + y MT_2^- con compuerta -. La Fig. 2.10 (b), muestra el uso de un diodo de baja corriente en serie con la resistencia limitadora; y, en la tercera posición del conmutador para obtener una simple tercera posición de control. En la primera posición, no hay conexión a la compuerta; y, la potencia está apagada. En la segunda posición, la corriente de compuerta es permitida solamente en un medio ciclo; y, la potencia en la carga es la correspondiente a la media onda. En la tercera posición, hay corriente de compuerta para ambos ciclos; y, la potencia es completa.

Como se muestra en la Fig. 2.10 (c), el conmutador puede ser remplazado por el debanado de un transformador, este circuito hace uso de la diferencia entre la impedancia del primario a circuito abierto y el caso de secundario a cortocircuito.

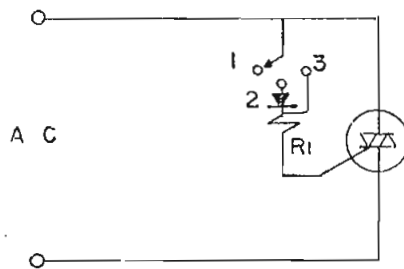
La resistencia R_1 se escoje para derivar la corriente de magnetización de primario a tierra. Este circuito provee control con contactos de bajo voltaje aislado.

Otro uso de circuitos de conmutación son mostrados en la Fig. 2.11, en aplicaciones del Triac para AC y DC.

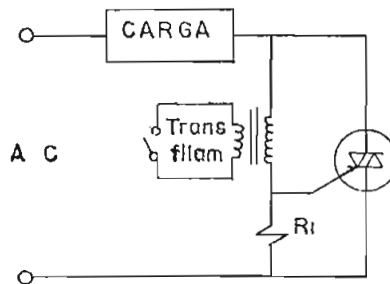
El conmutador S_1 puede ser remplazado por un transistor que es controlado por un termistor o una fotocelda, u otra señal eléctrica como la mostrada en la Fig. 2.12.



a.- Circuito básico de conmutador estático.



b.- 3 posiciones de conmutador estático.



c.- Operación con bajo voltaje de control.

Fig. 2.10. Aplicaciones del Triac como conmutador estatico.

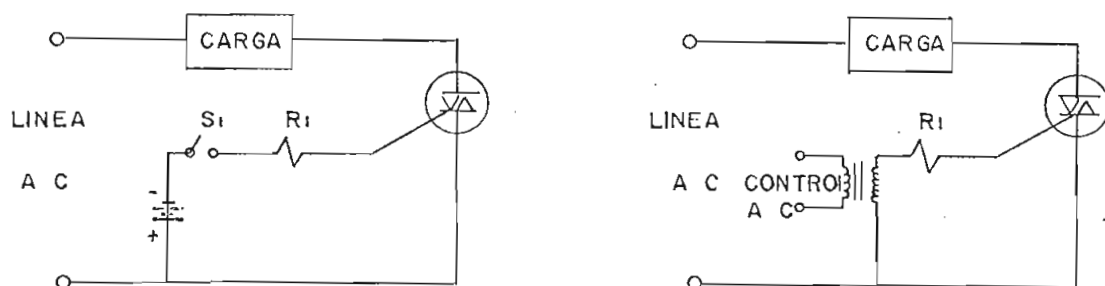


Fig. 2.11. Conmutador estático con AC y DC.

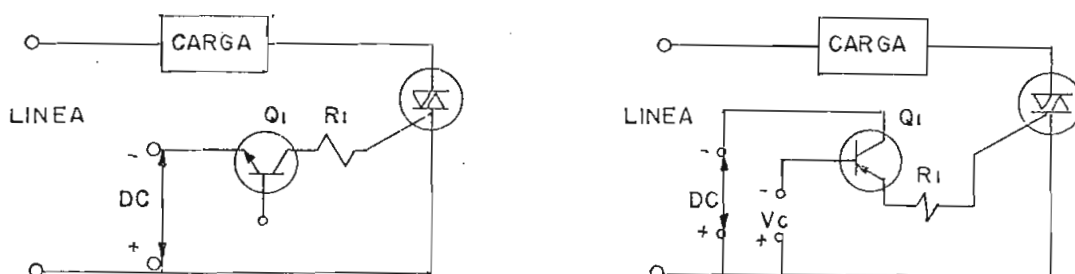


Fig. 2.12. Control de disparo con Transistores.

La señal AC de la Fig. 2.11 (b) podría ser de 60 Hz, estando correctamente en fase con la tensión de línea, se obtendría así, el disparo al inicio de cada semiciclo. Las frecuencias mas altas sobre los 600 Hz, son también efectivas y reducen el tamaño del período, pero produce muy leves irregularidades en el punto de disparo, que usualmente son insignificantes. La selección de la frecuencia puede ser obtenida por la selección del período, o por el uso de otro conmutador estático o circuito de filtro para trabajo de control remoto o para cinta magnética programada de algún sistema. En algunos casos la señal de disparo sería significativa-

mente ON o OFF, ya que la sensibilidad del disparo del Triac no es totalmente uniforme en ambas polarizaciones o ambos cuadrantes, y no sería usado algunas veces como detector de umbral.

Las conexiones de los transistores de los circuitos de la Fig. 2.12, son ideales para la conducción del Triac, o un aparato de Triacs, de una fuente de bajo nivel de DC.

2.7.2.- ENCENDIDO CON DIODOS DE DISPARO.-

Solamente cuatro componentes son necesarios para formar un circuito de control de fase de onda completa, como lo muestra la Fig. 2.14.

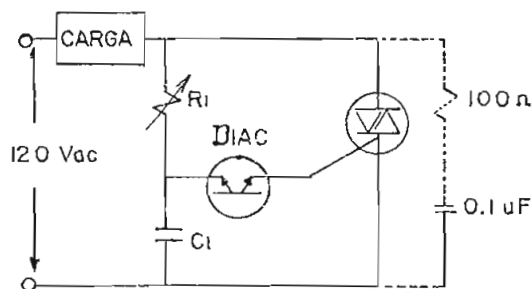


Fig. 2.14. Circuito básico de control de fase con Diac.

El potenciómetro R_1 y el capacitor C_1 son los únicos elementos del circuito. Cuando el voltaje a través de C_1 alcanza el voltaje de ruptura V_{BO} del Diac (diodo de disparo bidireccional), el condensador C_1 se descarga parcialmente por el Diac a través de la compuerta del Triac. Estos pulsos disparan el Triac al modo de conducción para el resto de la mitad de la onda. Disparando en los modos I+ y III- en este circuito. Sin embargo en este circuito se tiene un rango de control largo y un efecto de histéresis bajo al final de la salida, su simplicidad única lo hace útil para aplica-

ciones de pequeño rango como son: lámparas, calentadores y control de velocidad para ventiladores.

Para eliminar algunos de los problemas de este circuito básico, se usa generalmente circuitos más sofisticados cuando se requiere un rango de control mas completo.

Otros tipos de diodos de disparo bidireccionales tales como el conmutador de disparo asimétrico (ST-4).

2.7.3.- OTROS METODOS DE DISPARO.-

En suma, para el Diac (ST-2) y ATS (ST-4) mencionados, puede usarse dispositivos tales como el transistor de unijuntura (UJT) y el transistor de unijuntura programable (PUT), que pueden ser usados para disparo de Triacs.

C A P I T U L O I I I

E S T U D I O D E L C O N T R O L D E F A S E

3.1.- PRINCIPIO DE CONTROL DE FASE.-

Control de Fase es el proceso de la conmutación rápida ON - OFF, que conecta una fuente de AC a una carga; para una fracción controlada de cada ciclo. Esta es una manera altamente eficiente para controlar la potencia promedio de cargas, tales como lámparas, calentadores, motores, fuentes de DC, etc. Esto se consigue mediante el control del ángulo de disparo, al cual se enciende el Tiristor, el dispositivo conducirá entonces el resto del semiciclo.

Hay varias formas de Control de Fase posible con el Tiristor, como se muestra en la Fig. 3.1. La forma mas simple es el control de media onda, como lo muestra la Fig. 3.1 (a), que usa un SCR para control de la corriente en una sola dirección, este circuito es usado para cargas que requieren desde cero hasta mitad de la potencia máxima y que también permiten o requieren corriente directa. La adición de un rectificador, según lo muestra la Fig. 3.1 (b), provee un medio ciclo fijo de potencia, quedando el rango de control de potencia desde potencia media máxima a potencia completa máxima, pero, con una componente de DC, fuerte. El uso de 2 SCR's, Fig. 3.1 (c), controla desde cero a potencia completa y requiere de señales de compuerta aisladas, ya sea como dos circuitos de control o un transformador de pulsos, acoplado desde un control simple. Igual ángulo de disparo de 2 SCR's producen una salida de onda simétrica que no tiene componente DC, por lo tanto una salida de media onda DC reversible, se obtiene controlando la simetría del ángulo de disparo. Una forma alternada de control de onda completa está mostrada en la Fig. 3.1 (d), este circuito tiene la ventaja de una compuerta de cátodo común conectada para los 2 SCR's. Los 2 rectificadores evitan el apareamiento del voltaje inverso a través de los SCR's, pero reducen la eficiencia del circuito por la pérdida de potencia durante la conducción. El circuito más flexible, mostrado en la Fig. 3.1 (e), usa un SCR dentro de un puente rectificador; y, puede ser usado para controlar ya sea AC u onda completa rectificada DC. Los rectificadores hacen de esta forma,

la menos eficiente, y la conmutación es a veces un problema. Por otra parte, usar un SCR para cada ciclo de la onda es una objeción más eficiente de la capacidad del SCR, de ahí que la elección de la forma del circuito está basada en factores: económicos como también en los requerimientos del comportamiento del circuito. El más simple y eficiente método de control de potencia AC es usando el Triac, como se muestra en la Fig. 3.1 (f).

El hecho de que el Triac está controlado en ambas direcciones por una sola compuerta y está autoprotegido contra daños debidos a alto voltaje transiente, le ha hecho el principal contendor para control de potencia de 120 a 240 VAC.

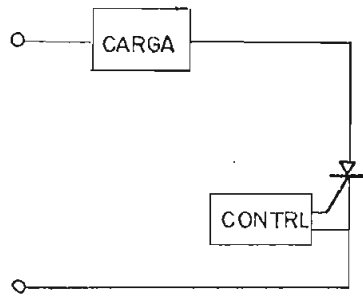
3.2.- ANALISIS DEL CONTROL DE FASE.-

Los rectificadores y SCR's están catalogados en términos de corriente promedio, debido a que este parámetro es fácilmente identificable por un amperímetro de DC. Puesto que las cargas AC conciernen más a valores de corriente efectiva o RMS, los Triacs se catalogan en términos de corriente RMS.

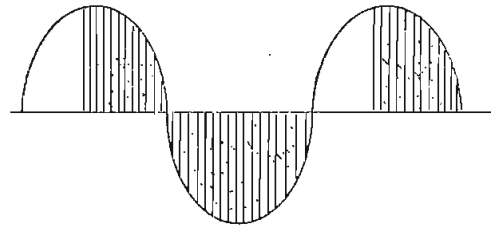
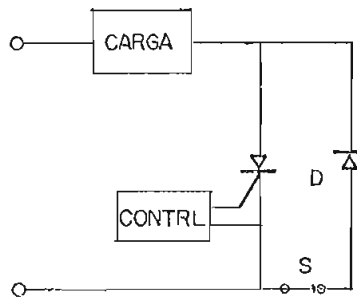
Las Fig. (3.2) y (3.3), muestran las relaciones de voltaje RMS, pico, promedio, como función del ángulo de fase de disparo, como también de la potencia en una carga resistiva.

Debido a que el SCR es un conmutador, aplica el voltaje a la carga, pero, el valor de la corriente depende de la impedancia de carga.

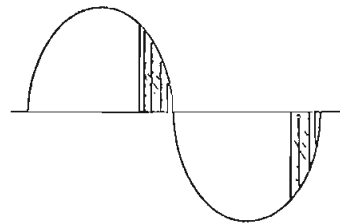
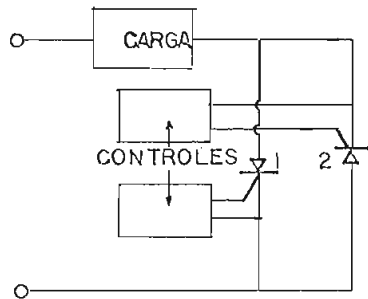
La Fig. 3.4 muestra una gran variedad de circuitos de SCR's para control de cargas AC y DC, junto a las ecuaciones apropiadas para voltajes y corrientes. Esta información puede ser usada para la selección del mejor circuito para un caso en particular, y para determinar los rangos apropiados de semiconductores.



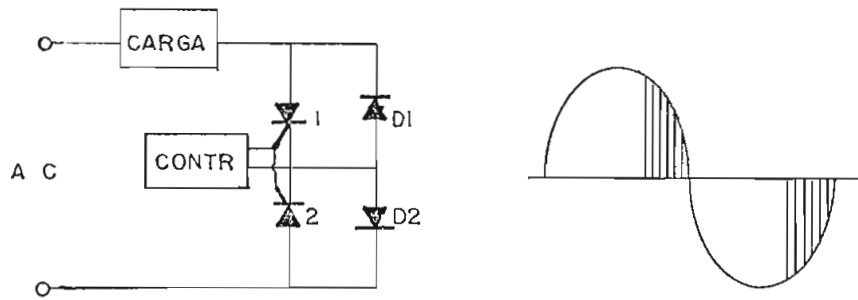
a.- Control de media onda.



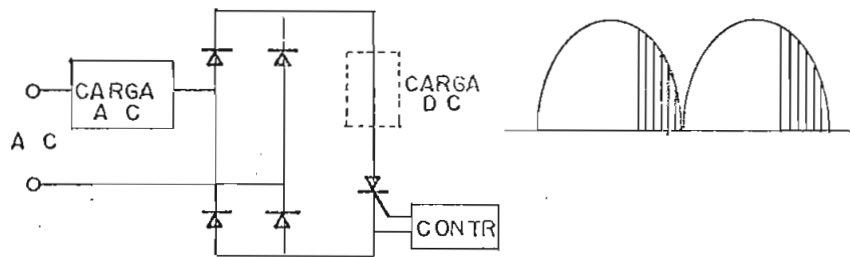
b.- Control de media onda más media onda fija.



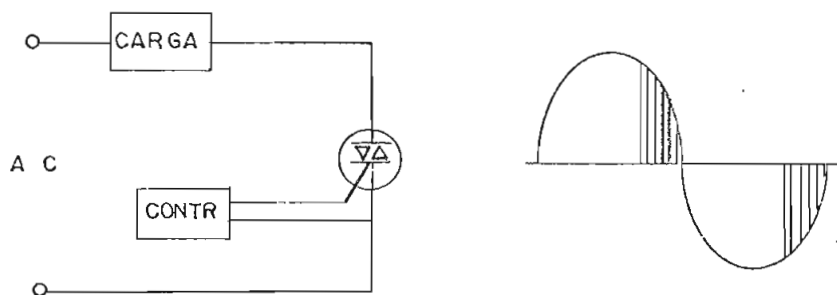
c.- Control de onda completa.



d.- Control de onda completa.

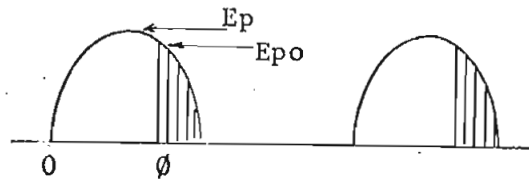


e.- Control de onda completa.

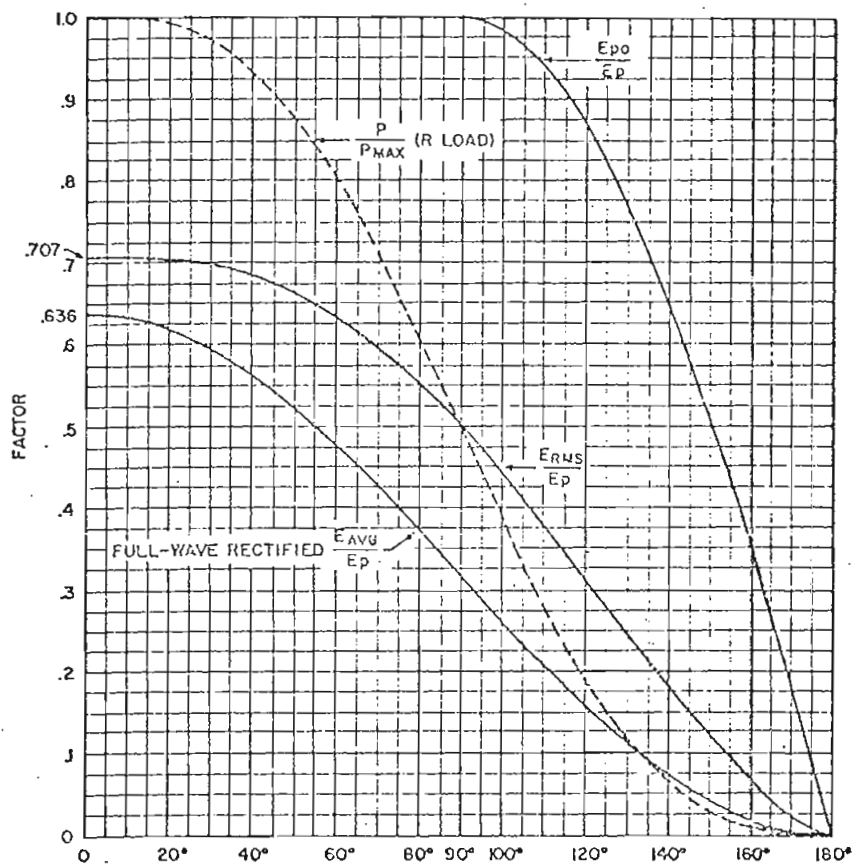


f.- Control de onda completa para AC o DC.

Fig. 3.1. Formas básicas de Control de Fase.

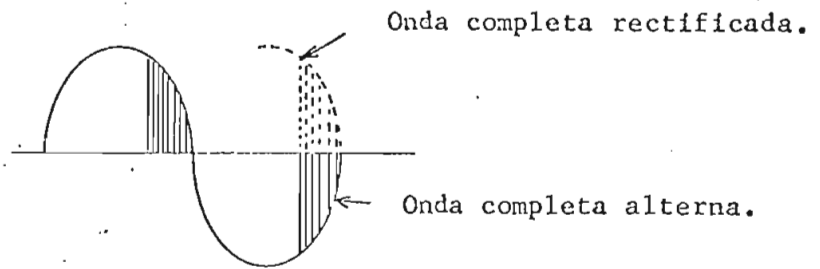


Angulo de conducción = $180 - \phi$

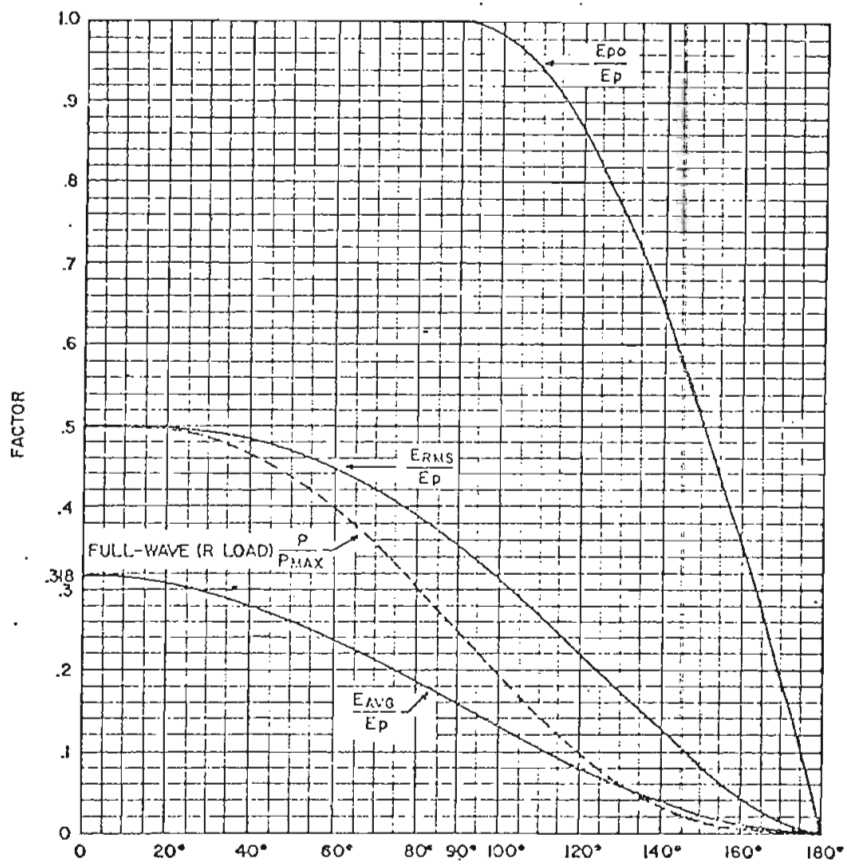


.- Fase del ángulo de disparo en grados.

Fig. 3.2. Carta del análisis del control de fase de media onda.



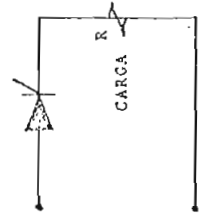
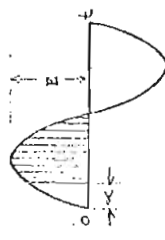
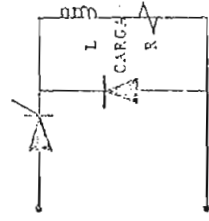
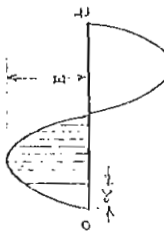
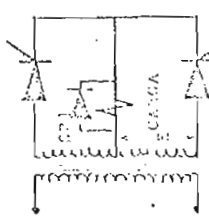

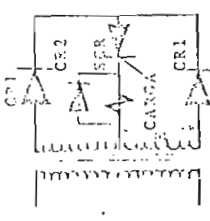
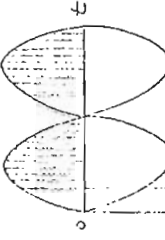
Angulo de conducción total = $2 (180 - \phi)$



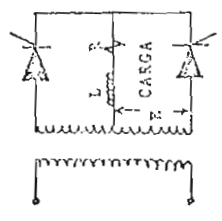
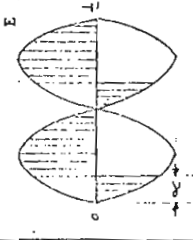
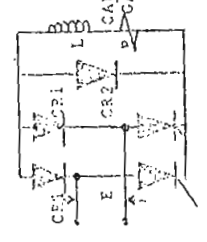
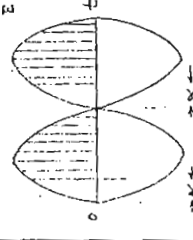
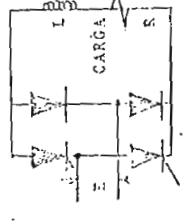
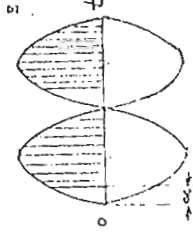
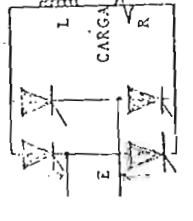
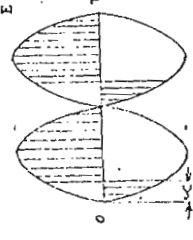
.- Fase del ángulo de disparo en grados.

Fig. 3.3.- Carta del análisis del control de fase de una onda completa simétrica.

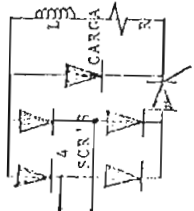
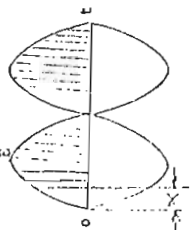
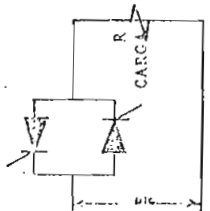
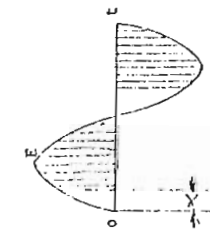
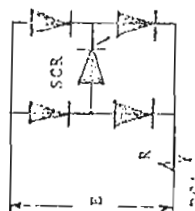
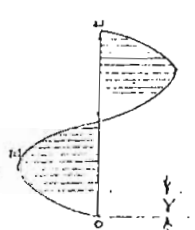
<div data-bbox="639 1584 664 1933" data-label="Text">C I R C U I T O</div>	<div data-bbox="639 1322 739 1493" data-label="Text">FORMAS DE ONDA DEL VOLTAGE EN LA CARGA</div>	<div data-bbox="639 1151 694 1241" data-label="Text">VOLTAGE PICO</div>	<div data-bbox="639 1060 694 1151" data-label="Text">VOLTAGE PICO</div>	<div data-bbox="639 959 694 1060" data-label="Text">MAX. VOLTAGE DE CARGA</div>	<div data-bbox="639 657 694 959" data-label="Text">VOLTAGE EN LA CARSA EN FUNCION DEL ANGULO DE DISPARO</div>	<div data-bbox="639 657 694 717" data-label="Text">RANGO DEL ANGULO DE DISPARO</div>	<div data-bbox="639 516 694 657" data-label="Text">MAXIMA CO- RRIENTE DE ESTADO ES- TABLE EN SCR.</div>	<div data-bbox="639 324 694 516" data-label="Text">MAXIMA CORRIEN- TE DE ESTADO ESTABLE EN EL DICCIO.</div>	<div data-bbox="639 223 694 324" data-label="Text">FRECUE- NCIA DE FUNDAME- NTO</div>	<div data-bbox="639 62 679 197" data-label="Text">NOTAS Y COMENTARIOS.</div>
		<div data-bbox="721 1594 746 1729" data-label="Text">CONEXIONES</div>	<div data-bbox="721 1151 776 1241" data-label="Text">VOLTAGE PICO</div>	<div data-bbox="721 1060 776 1151" data-label="Text">VOLTAGE PICO</div>			<div data-bbox="721 959 776 1060" data-label="Text">MAX. VOLTAGE DE CARGA</div>	<div data-bbox="721 657 776 959" data-label="Text">VOLTAGE EN LA CARSA EN FUNCION DEL ANGULO DE DISPARO</div>	<div data-bbox="721 657 776 717" data-label="Text">RANGO DEL ANGULO DE DISPARO</div>	

1.- MEDIA ON-DA CON CARGA RESISTIVA.			E	E	$E_d = E/\pi$	$E_d = E/(2\pi) (1+\cos\alpha)$ $E_d = E/(2\pi) (1+\cos\alpha) * (\pi + 1/2 \sin \alpha) / \pi$	180°	E/(2πR)	-	-	f	
2.- MEDIA ON-DA CON CARGA INDUCTIVA CON RECTIFICADOR.			E	E	$E_d = E/\pi$	$E_d = E/(2\pi) (1+\cos\alpha)$	180°	E/(2πR) (CON CARGA ALTA-MENTE INDUCTIVA)	0.54 E / 2π	210	f	
3.- TOTA CON-TRAL CON CARGA RESISTIVA O INDUCTIVA CON RECTIFICADOR.			E	2E	$E_d = 2E/\pi$	$E_d = E/\pi (1+\cos\alpha)$	180°	E/(πR)	0.26 2E / πR	148	2f	
4.- TOTA CON-TRAL CON CARGA INDUCTIVA O RESISTIVA CON EL SCR EN EL CIRCUITO DE D-C.			E	0	$E_d = 2E/\pi$	$E_d = E/\pi (1+\cos\alpha)$	180°	2E/(πR) 360	$CRA = E/\pi R$ $CRA = 0.26 2E/\pi R$ CON CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA	180 148	2f	CS2 ES NECESARIO CUANDO LA CARGA NO ES PURAMENTE RESISTIVA. LA FRECUENCIA ES LA LIMITADA POR LAS CARACTERÍSTICAS DE RECUPERACION DEL SCR Y LOS RECTIFICADORES.

CON TINUACION:

5.- PUENTE CON CARGA INDUCTIVA, SIN RECTIFICADOR.			$2 E$	$2 E$	$E_D = \frac{2E}{\pi}$	$E_D = \frac{E}{\pi} (1 + \cos \alpha)$ (ASUMIENDO CORRIENTE CONTINUA EN LA CARGA)	180°	$E/(\pi R)$	180°	-	$2f$	
6.- PUENTE CON DOS SCR'S CON ANCHO O CATHODO COMÚN, CON CARGA RESISTIVA O INDUCTIVA CON RECTIFICADOR.			E	E	$E_D = \frac{2E}{\pi}$ $CR1$ Y $CR2$	$E_D = \frac{E}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$E/(\pi R)$	180°	$CR1 = E/(\pi R)$	$2f$	SIN $CR2$ ES POSIBLE QUE LA INDUCTANCIA NO SE APAGUE.
7.- PUENTE CON DOS SCR'S CON LINEA A-C COMÚN, CON CARGA RESISTIVA O INDUCTIVA.			E	E	$E_D = \frac{2E}{\pi}$	$E_D = \frac{E}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	180°	$E/(\pi R)$	180°	$E/(\pi R)$	$2f$	LOS DIODOS RECTIFICADORES ACTÚAN PERMITIENDO LIBRE OSCILACION. CONDUCTOR CON CARGA INDUCTIVA.
8.- PUENTE CON SCR'S Y CARGA INDUCTIVA.			E	E	$E_D = \frac{2E}{\pi}$	$E_D = \frac{2E}{\pi} \cos \alpha$ (ASUMIENDO CORRIENTE CONTINUA EN LA CARGA)	180°	$E/(\pi R)$	180°	-	$2f$	CON CARGA INDUCTIVA LA OPERACION ES IGUAL AL CIRCUITO DE LA FIGURA 7.

CONTINUACION:

9.- PUENTE CON 4 DIODOS Y UN SCR EN EL CIRCUITO DE D-C CON CARGA RESISTIVA Y O INDUCTIVA.			E	0	E	$E_0 = 2E/\pi$	E_0/π * (1+cosα)	-180°	$2E/\pi$ 360°	$CR1 = \frac{E}{\pi R}$ $CR2 = 0.46 \frac{2E}{\pi R}$	48	2f	CR2 ES NECESARIO CUANDO LA CARGA NO ES PURAMENTE RESISTIVA, LA FRE- CUENCIA ESTA LIMI- TADA POR LAS CARAC- TERISTICAS DE RECUPERACION DE LOS RECTIFICAD- ORES Y EL SCR.
10.- TRIAC O DOS SCR'S EN PARALELO IN- VERSA, CON CARGA RESISTIVA.			E	E	E	$E_2 = E/\sqrt{2}$	$E_3 = \frac{E}{\sqrt{2}\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}}$	180°	$\frac{E_2}{2.2R}$ 0 180° $\frac{E}{\pi R}$	-	-	-	CON CARGA INDUCTIVA, EL VOLTAJE Y LA CORRIENTE DE CARGA DEPENDEN DE WL/R COMO TAMBIEN DE R Y
11.- PUENTE DE DIODOS CON UN SCR. CON CARGA RESISTIVA A-C.			E	0	E	$E_2 = E/\sqrt{2}$	$E_3 = \frac{E}{\sqrt{2}\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}}$	-180°	$\frac{E_2}{4.4R}$ 0 360° $\frac{2E}{\pi R}$	$\frac{E_2}{2.2R}$ 0 $\frac{E}{\pi R}$	180°	f	LA INDUCTANCIA EN EL CIRCUITO DE D-C DEBE SER MUY BASTANTE PEQUEÑA. LA FRECUENCIA ESTA LIMITADA POR LAS CARACTERISTICAS DE RECUPERACION DE LOS DIODOS Y EL SCR. IGUAL QUE CIRCUITO DE FIG. 10.

3.3.- CONMUTACION EN CIRCUITOS DE AC.-

La conmutación del Tiristor en circuitos de AC, usualmente no es un problema debido a la inversión periódica de la fuente de voltaje. Hay casos sin embargo que pueden llevar a fallas en conmutar adecuadamente como resultado de insuficiente tiempo de apagado o excesivo dv/dt del voltaje reaplicado, o ambos.

Considerando el circuito de la Fig. 3.5 que tiene 2 ... SCR's, en paralelo inverso, con una carga inductiva, al tiempo que la corriente alcanza a cero, de manera que el SCR en conducción puede conmutar (punto A), existe un cierto voltaje, el cual debe a parecer como polarización directa sobre el otro SCR. La razón de cambio de este voltaje depende de la inductancia y capacitancia del circuito de carga, como también de las características de recuperación inversa de los SCR's. En ciertos casos, un di/dt transiente puede ser observado como resultado del apagado del SCR cuando la corriente cae bajo el valor de la corriente de mantenimiento (I_H). La adición de un circuito serie RC en paralelo con los SCR's o con la carga, puede reducir el dv/dt a niveles aceptables. La magnitud de C es determinada por la impedancia de carga y la limitación dv/dt del SCR, el valor de R debe ser uno tal que atenúe cualquier oscilación LC, con un valor mínimo determinado por la corriente de pico repetitivo del SCR producido cuando los SCR's descargan al capacitor.

Una solución alterna es obviamente el uso de SCR's capaces de apagarse en un tiempo corto con un dv/dt alto aplicado y un alto voltaje.

En circuitos de alta potencia, ésta es a menudo la mejor aplicación, debido al tamaño y costo de mallas RC adecuadas.

Las cargas inductivas AC en el circuito puenteado y SCR de la Fig. 3.6 tiene un efecto apenas diferente. La rápida reversión del voltaje a los terminales de entrada del puente rectificadora

dor no representa solamente un alto dv/dt , sino que también reduce el tiempo disponible para la conmutación. Si los rectificadores usados en el puente tienen un tiempo de recuperación reversa lenta, comparado con el tiempo de apagado de el SCR la corriente de recuperación reversa es usualmente suficiente para proveer tiempo adecuado para la conmutación.

El uso de la malla serie $R_1 C_1$ no es práctico a la entrada de los terminales del puente.

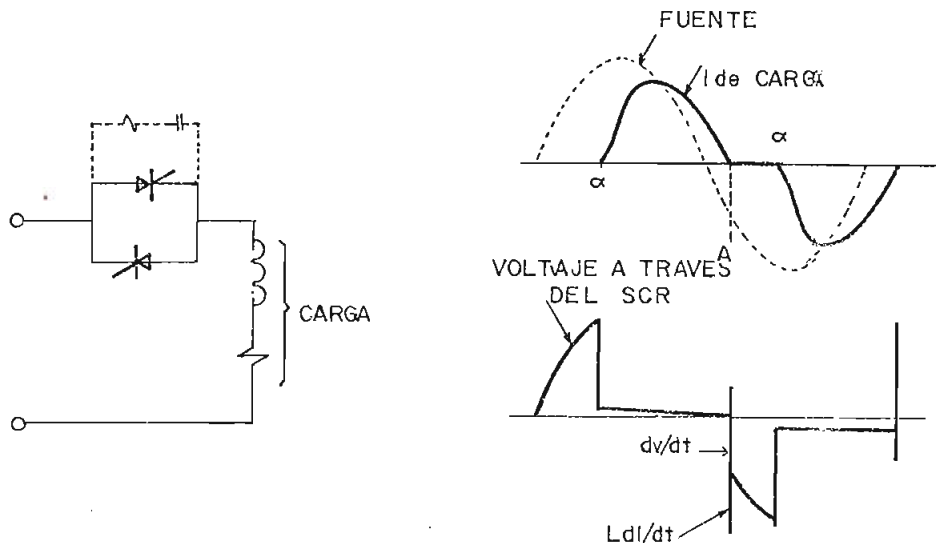


Fig. 3.5. Supresión del dv/dt y transientes para cargas inductivas.

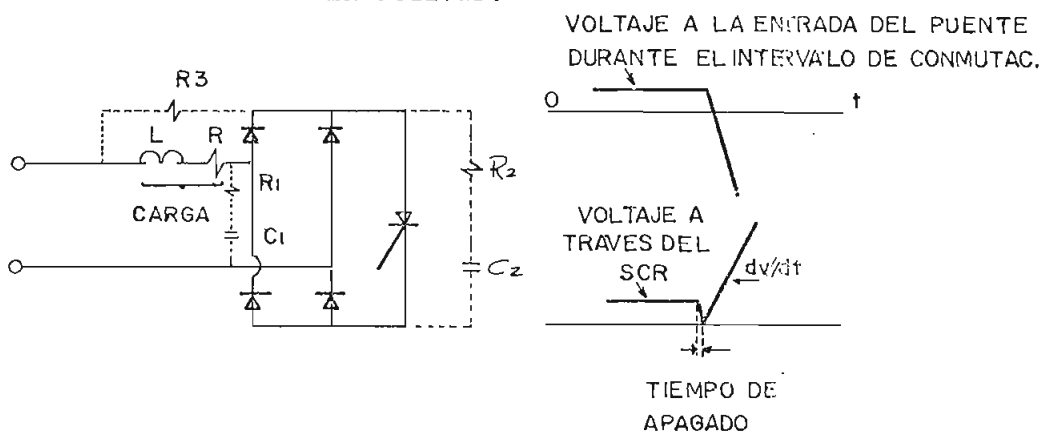


Fig. 3.6. Supresión del dv/dt incrementando la reversión de voltaje.

Una forma alternada de suprimir este problema es usar una malla $C_2 R_2$ a través del SCR, la cual limitará el dv/dt , pero entonces será necesario un resistor R_3 para proveer un camino a la circulación de la corriente (del orden de I_H), para permitir suficiente tiempo de conmutación. El capacitor C_2 es grande y puede proveer corriente de mantenimiento al SCR durante el período normal de conmutación y así evitar el apagado hasta que el capacitor se descargue.

La carga AC inductiva tiene un efecto similar sobre la conmutación del Triac, y la solución es obtener un Triac más rápido o reducir el dv/dt con una malla RC.

Cargas DC inductivas, requieren a menudo la adición de un diodo, que permite el paso libre de corriente, D_1 en la Fig. 3.7, para mantener el flujo de corriente cuando el SCR está apagado.

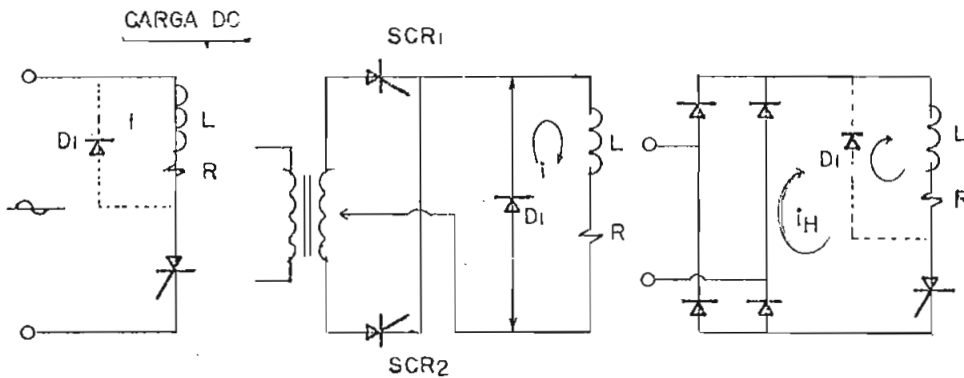


Fig. 3.7. Circuitos para carga inductiva DC con diodos que permiten libre oscilación.

Cuando se usa para una carga DC inductiva en el circuito puente, Fig. 3.7 (c), la inductancia causa que una corriente de mantenimiento fluya a través del SCR y el rectificador puente durante el tiempo que el voltaje de línea atraviesa el cero previniendo la conmutación.

La razón de corriente promedio requerida para el diodo D_1 es un medio de la corriente promedio máxima en la carga para (a), y 1/4 de la corriente promedio máxima de carga para (b) y (c).

3.4.- CIRCUITOS BASICOS PARA CONTROL DE FASE.-

Puede usarse un oscilador de relajación o cualquier generador de pulsos, adaptados para el control de fase. Debido a que estos son simplemente de control de tiempo, se debe proveer sincronismo con la fuente de AC. Esto se hace solamente tomando el voltaje de entrada del oscilador, desde la fuente.

Hay varias maneras de conectar las varias versiones del circuito oscilador básico, usando diferentes dispositivos semiconductores de disparo, Tiristor, fuente y circuito de carga. Cada combinación tiene propiedades únicas que deben ser consideradas para la selección de un circuito para obtener la función deseada.

3.4.1.- CONTROL DE FASE DE MEDIA ONDA.-

El circuito de la Fig. 3.8 usa un oscilador de relajación para disparar el SCR a ángulos de disparo controlados, durante los medios ciclos positivos del voltaje de línea. Debido a que el potenciómetro R_1 puede ir hasta cero, el diodo D_1 se usa para proteger el dispositivo de disparo y la compuerta del SCR durante los medios ciclos negativos. Ciertos dispositivos de disparo permitirán usar un resistor fijo R_2 en lugar del diodo.

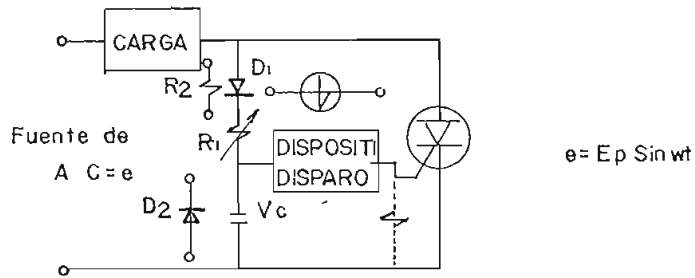


Fig. 3.8. Circuito básico de Control de Fase de media onda.

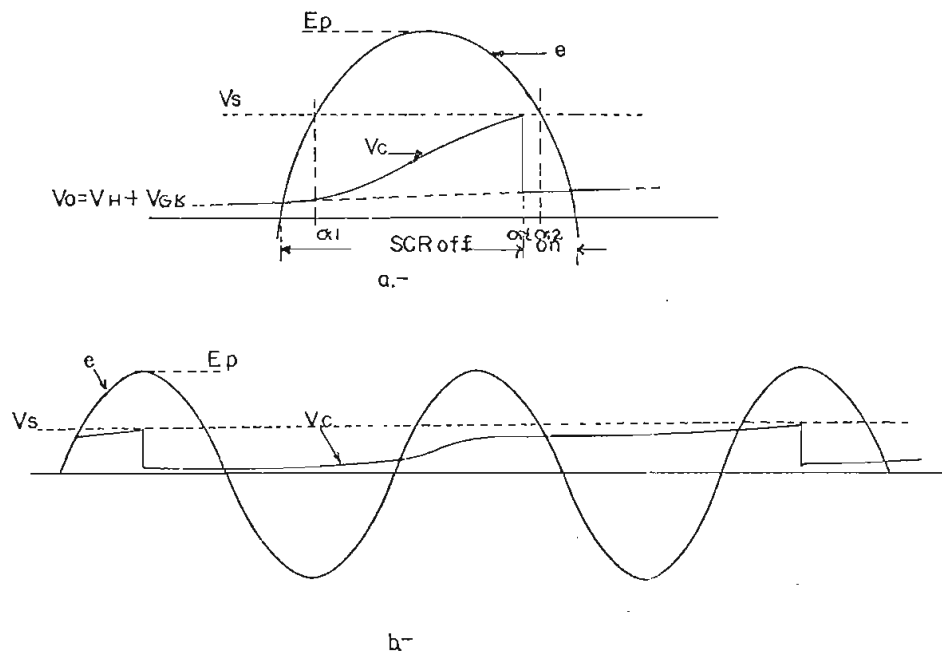


Fig. 3.9. Formas de onda del circuito de la Fig. 3.8, con diodo y SUS.

Las formas de onda del voltaje de alimentación, e , y voltaje V_C , a través del capacitor se muestra en la Fig. 3.9. Las magnitudes de R_1 , C , E_p y V_s , determinan la razón de carga del capacitor y el ángulo de fase, α_f , al cual ocurre el disparo. Los

primeros y últimos posibles ángulos de disparo que pueden ser obtenidos están indicados por α_1 y α_2 en las formas de onda de la Fig. 3.9. Si la corriente de conmutación, I_s , del dispositivo de disparo es considerada, obtenemos las siguientes relaciones:

$$V_s = E_p \text{ Sen } \alpha_1 \quad \text{Ec 3.1}$$

$$\text{y } V_s = E_p \text{ Sen } \alpha_2 - I_s R_l \quad \text{Ec 3.2}$$

Debido a que el valor usable máximo de R_l produce disparo en α_2 , se puede calcular R_l para valores dados de e , C y V_s , pero ignorando I_s por el momento, usando la siguiente ecuación.

$$R_l = \frac{2 E_p}{\omega C (V_s - V_o)} \quad \text{Ec 3.3}$$

El voltaje pico a través del capacitor es:

$$V_{cp} = \frac{2 E_p}{\omega R_l C} + V_o \quad \text{Ec 3.4}$$

Las ecuaciones 3.3 y 3.4 asumen un valor bajo de V_s comparado con E_p , como sería el caso cuando se usa un dispositivo de disparo SUS en un voltaje de línea AC de 120 voltios.

De la ecuación 3.4 se puede ver que el voltaje residual (o inicial), V_o , caído en el capacitor tiene un efecto pronunciado sobre este simple circuito de disparo. El voltaje residual, V_o , es usualmente la suma del voltaje de mantenimiento mínimo, V_h , de el disparador, y el voltaje de alimentación compuerta-cátodo, V_{GK} , que aparece cuando el SCR se prende.

Si no se alcanza el voltaje de conmutación durante un medio ciclo positivo, el dispositivo de disparo no conmuta y un voltaje residual alto cae en el capacitor.

El resultado, como se muestra en la Fig. 3.9 (b), es el salto de ciclos, mientras el capacitor continúa cargándose cada medio ciclo positivo hasta que el dispositivo de disparo conmuta. El rango de R_1 puede ser limitado de manera que el disparo ocurra cada medio ciclo bajo los peores casos de tolerancia de E_p mínimo, C máximo, V_s máximo, I_s mínimo y V_o mínimo, este salto de ciclos puede ser evitado. Por otra parte, con las condiciones de tolerancia opuestas, el último ángulo posible de disparo puede conducir una potencia mínima inaceptable en la carga. La última solución a este salto de ciclos es el regreso automático del capacitor a un voltaje conocido, V_o , al final de cada medio ciclo, aunque nunca puede alcanzar V_s . Una manera de hacer esto es sustituir el resistor R_2 en lugar del diodo D_2 en la Fig. 3.8, esto causa que el voltaje del dispositivo se invierta en el medio ciclo negativo, dando un valor negativo de V_o al comienzo del medio ciclo positivo. Si el dispositivo de disparo no conduce durante la excursión negativa de V_c , entonces V_o será predecible para cualquier valor dado de R_1 . Esta condición provee un ciclo para que el voltaje residual en C caiga y elimine el salto del ciclo. Si el dispositivo de disparo conduce cuando V_c es negativo, un segundo diodo, D_2 , puede ser usado para fijar V_c a aproximadamente menos un voltio durante el nuevo ciclo negativo.

Si se usa un dispositivo bilateral tal como el SBS o un Diac, el diodo D_2 no es necesario (suponiendo que R_2 limita adecuadamente la corriente negativa); pero V_o , al comienzo del medio ciclo positivo dependerá del número de oscilaciones que ocurra durante el medio ciclo negativo, de aquí, sobre la fijación de R_1 . El cambiar R_1 hará un cambio integral en el número de oscilaciones negativas, de ahí que hará cambios escalonados en V_o . Esta acción tiene como resultado cambios escalonados en el ángulo de disparo.

El regreso automático del voltaje de capacitor se obtiene en los circuitos de la Fig. 3.10, mediante el forzar al dispositivo de disparo a conmutar al final del medio ciclo positivo.

En el circuito (a), el resistor R_2 provee una corriente negativa fuera de la compuerta del SUS. Cuando el voltaje de la línea se hace negativo, causando así que el SUS conmute y descargue el capacitor.

Debido a que el voltaje de conmutación del UJT es una función del voltaje interbase, el capacitor en el circuito (b) es refijado a través del UJT al final del medio ciclo positivo cuando el voltaje interbase cae a cero.

En los ejemplos precedentes el voltaje de alimentación para los circuitos de disparo cae violentamente cuando el SCR se prende. Esta conexión evita múltiples oscilaciones y permite bajar R_1 hasta cero, sin dañar el circuito de control. Si el circuito de disparo estuviera conectado directamente al circuito de alimentación en lugar de al ánodo del SCR, un resistor fijo de aproximadamente 5 K Ohmios y en serie con R_1 se requeriría para limitar la corriente.

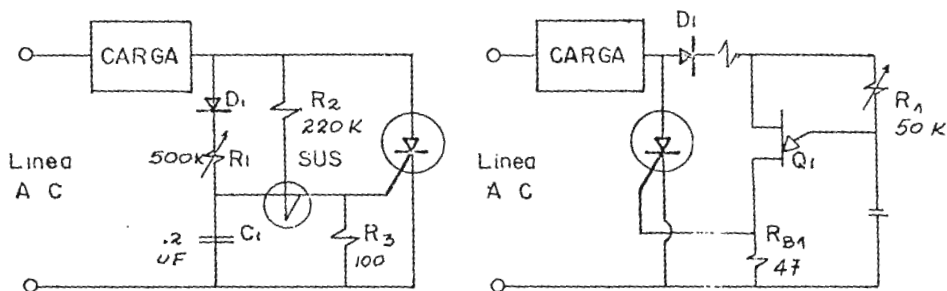


Fig. 3.10. Control de Fase de onda completa.

Debido a que esta última conexión cambia el circuito de control, de un circuito de 2 terminales a un circuito de 3 terminales, en ciertas aplicaciones, consideraciones de alambrado pueden prohibir su uso.

3.4.2.- CONTROL DE FASE DE ONDA COMPLETA.-

Cualquiera de los circuitos de la Fig. 3.10, pueden ser usados para control de potencia, conectando dentro del circuito - rectificador mostrado en la Fig. 3.1 (e).

El circuito con UJT de la Fig. 3.10 (b) no requiere modificación para esto, pero el circuito con SUS, (a), requiere cambiar R_2 a 22 K Ohmios, añadiendo otros 22 K entre la compuerta del SUS y cátodo del SCR, eliminando el diodo D_1 . Estas revisiones son necesarias para obtener la reposición.

La forma más elemental de Control de Fase de onda completa es el simple circuito Diac/Triac, de la Fig. 3.11.

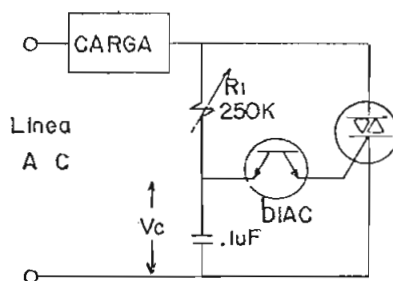


Fig. 3.11. Circuito básico de Control de Fase con Diac.

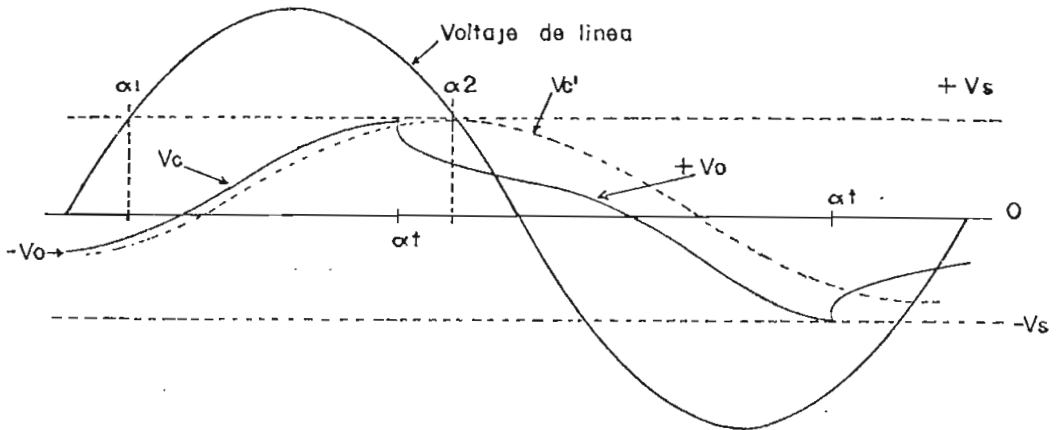


Fig. 3.12. Formas de onda de Fig. 3.11

La forma de onda del voltaje de capacitor V_c en la Fig. 3.12, es bastante similar al caso de media onda, con la excepción de que el voltaje de capacitor restante, V_o al empezar cada medio ciclo tiene polaridad opuesta al sucesivo voltaje de conmutación, V_s , que debe ser alcanzado. La forma de onda mostrada para V_c es una condición de estado estable, conmutando tarde en cada medio ciclo. Si el resistor R_1 se incrementa levemente, la forma de onda puntiada V_c' , muestra que pasa en el segundo ciclo, después del último disparo. Al principio de este ciclo V_o es igual que en estado estable, debido a que el Diac ha conmutado en el medio ciclo anterior. Al término del primer medio ciclo, sin embargo, el voltaje del capacitor es apenas por debajo de V_s y el Diac permanece inactivo. Esto cambia de V_o a $+V_s$ al principio del medio ciclo. El voltaje de pico del capacitor en el medio ciclo negativo, es considerablemente más bajo que V_s , como se mostró anteriormente en la Ec. 3.4. En todos los ciclos subsiguientes, $V_o = V_{cp}$ y el valor de pico de V_c permanecerá debajo de V_s , hasta que se reduce el valor de R_1 .

Una vez que el disparo ha cesado, reduciendo R_1 se elevará a V_c , pero cuando se alcance V_s nuevamente, el Diac conmuta, V_o se reduce abruptamente. Esta acción incrementa el valor de V_c en el medio ciclo siguiente, el cual causa que el disparo ocurra a

un ángulo de fase muy adelantado. Como resultado, la corriente de la carga salta de pronto de cero a algún valor intermedio, punto desde el cual puede ser controlado suavemente sobre todo el rango completo desde α_1 a α_2 .

El efecto del encendido rápido puede ser eliminado usando el conmutador asimétrico bilateral de silicio (ASBS) ST-4, como se muestra en la Fig. 3.13. Se mostró, que el encendido rápido del Control de Fase Diac-Triac de la Fig. 3.11, se debía al hecho de que el capacitor se estaba cargando hasta un voltaje igual a dos veces V_s cada medio ciclo, pero cuando el Diac se disparaba, el capacitor alcanzaba V_s más temprano en el ciclo.

El ASBS ha sido diseñado para usar esto como una ventaja, la Fig. 3.14 muestra como se lo consigue (recuerda que el voltaje de ruptura del ASBS está cerca de 8 voltios en una dirección y 2 veces en la otra dirección).

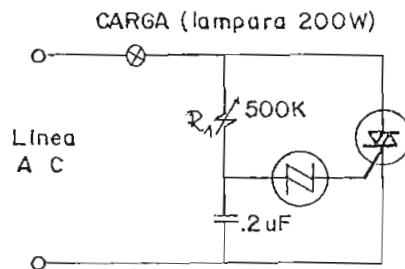


Fig. 3.13. Circuito de encendido rápido con ASBS.

Se puede ver que si R_1 de la Fig. 3.13 se ajusta de tal manera que el ASBS puede dispararse en el punto A, el capacitor está esencialmente descargado a cero voltios al cruzar el punto A. Si el ASBS fuese simétrico, conmutaría adelantado en el medio ciclo siguiente (en el punto C). Pero debido a que el voltaje de ruptura en esa dirección es el doble que el del punto A, el capacitor continúa cargándose hasta el punto B. En este punto el ASBS se dis

para y entrega la mitad de la carga del capacitor a la compuerta del Triac. Ahora el capacitor está al mismo voltaje que estaba antes de que el ASBS se disparara. Como resultado, el encendido ha sido reducido a un valor insignificante, ya que está presente algo de asimetría de la forma de onda en el circuito de control con ASBS, puede no ser práctico usarlo para impulsar cargas donde no se puede tolerar una componente DC significativa, por ejemplo: lámparas incandescentes, transformadores, etc.

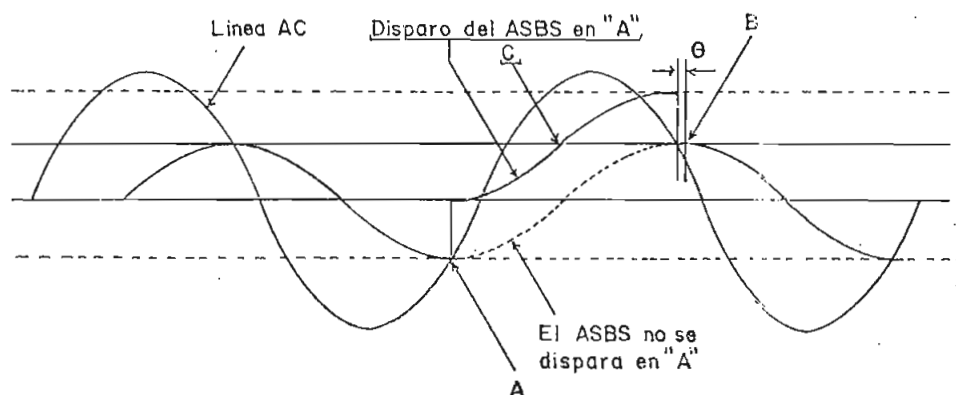


Fig. 3.14. Formas de onda del circuito de Fig. 3.13

La Fig. 3.15, muestra otro circuito con muy poco efecto de encendido rápido. Este circuito usa un segundo capacitor C_2 , para recargar C_1 después del disparo, elevando V_o hasta aproximadamente V_c . El máximo, o último, ángulo de disparo ωC_2 , con este circuito no está limitado al punto en que el voltaje de alimentación es igual a V_s , porque el segundo capacitor permitirá un cambio de fase de V_{C1} mayor que 90° . Sin embargo, el Diac se disparará después del punto de 180° en la onda de alimentación, podría muy bien disparar el Triac al comienzo del medio ciclo siguiente. Ya que usualmente se necesita evitar esta condición, el resistor de acoplamiento R_3 debe ser ajustable para permitir compensación para valores de componentes de tolerancia amplia. Si se desea, se puede ajustar R_3 para tener un mínimo nivel de potencia en la carga a un ajuste máximo de R_1 .

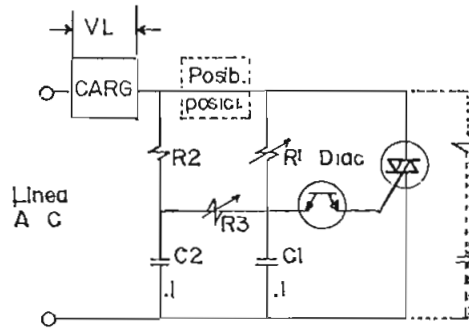


Fig. 3.15. Circuito para Control de Fase de onda completa.

3.5.- CIRCUITOS PARA CONTROL DE FASE DE GANANCIA ALTA.-

Todos los circuitos previos controlan la fase del ángulo de disparo mediante un resistor. Para controlar sobre un rango amplio, desde potencia mínima a máxima, con el simple circuito de control de tiempo, RC, se requiere un gran cambio en el valor de R, mostrando un control de ganancia bajo. Para control manual, esto es muy adecuado. Para sistemas que deben llevar a cabo una función en respuesta a alguna señal, los circuitos RC simples son normalmente inadecuados, aunque un fotoconductor o un termistor podrían ser usados para control, pero sólo sobre un rango muy amplio de luz o cambios de temperatura.

3.5.1.- CONTROL MANUAL.-

La Fig. 3.16 muestra un circuito convencional, controlado manualmente, con Triac y un transistor de Unijuntura. Un diodo zener fija el voltaje del circuito de control a un cierto nivel, como se muestra en la Fig. 3.17. Ya que el voltaje de pico (o disparo), e_p , del emisor del transistor de Unijuntura es una fracción del voltaje interbase, V_{BB} , como se indica mediante la curva pun-

teada, el capacitor se cargará mediante una curva exponencial hacia V_{BB} , hasta que su voltaje alcance e_p . Asumiendo por conveniencia, que e_p es $0.63 V_{BB}$, el disparo ocurrirá a una constante de tiempo. Por lo tanto, para cubrir el rango de 0.3 a 8.0 milisegundos, el producto R_2C debe cambiar en la misma cantidad. Debido a

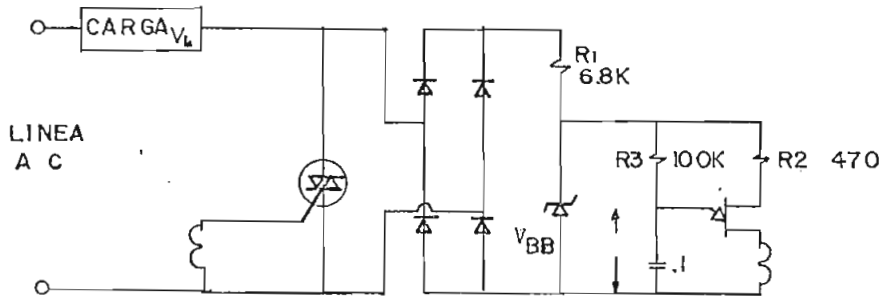


Fig. 3.16. Circuito convencional para Control de Fase.

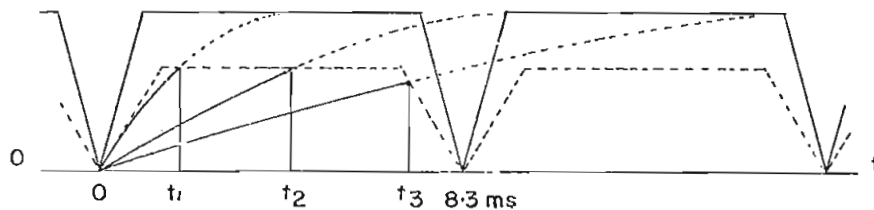


Fig. 3.17. Formas de onda con el UJT.

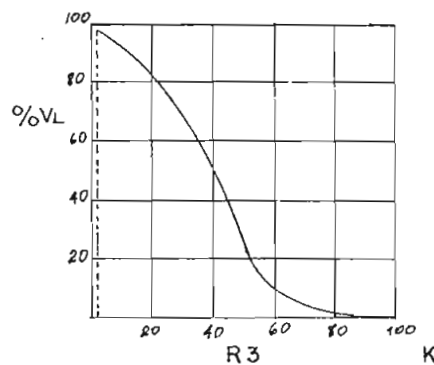


Fig. 3.18. Función de transferencia del circuito de la Fig. 3.16.

que C está fijo, R_2 debe ser variado en un rango $27 = 1$. Este no es solamente un rango muy grande, pero la característica de transferencia de R_2 a voltaje de carga promedio, V_L , es bastante no lineal, como se muestra en la Fig. 3.18. Sin embargo estas características son usualmente satisfactorias para control manual.

Reemplazando este resistor controlado manualmente con un transistor PNP, mostrado en la Fig. 3.19 (a), y aplicando una señal DC entre emisor y base, da como resultado una ganancia de corriente mayor, pero el rango de corriente de base debe ser necesariamente igual a $27 = 1$. La característica de transferencia, Fig. 3.19 (b), también permanece no lineal.

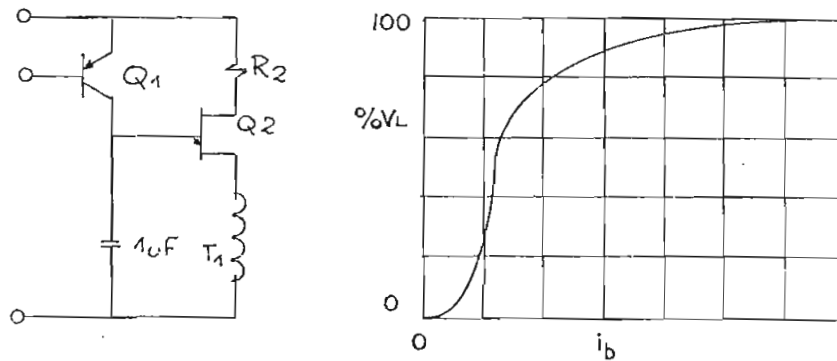


Fig. 3.19. Control de pedestal con transistor PNP.

El control de ganancia se puede hacer muy alto mediante el uso de un potenciómetro de baja resistencia, conectado como lo muestra la Fig. 3.20 (a). Puesto que la carga exponencial de C es muy rápida, y limitada por la división de voltaje del potenciómetro, la característica de transferencia nuevamente es no lineal, como se muestra en la Fig. 3.20 (b). Si un diodo zener tiene una impedancia significativa, el voltaje fijado no será plano, pero

tendrá un ligero pico a 90° . Esta curvatura puede producir una discontinuidad abrupta, o ruptura, en la característica de transferencia como se indica mediante la curva punteada de la Fig. 3.20 (b).

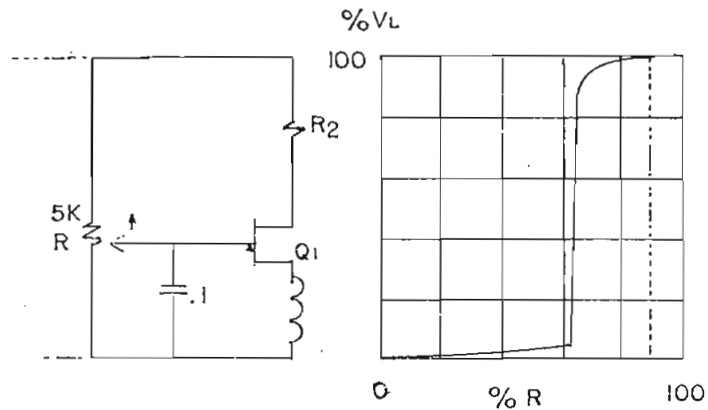


Fig. 3.20. Control de pedestal con potenciómetro de baja resistencia.

El uso de un transistor NPN, Fig. 3.21 (a), proveerá de una ganancia de corriente alta, pero la no linealidad y ruptura es tán aún presentes, como se indica en la Fig. 3.21 (b).

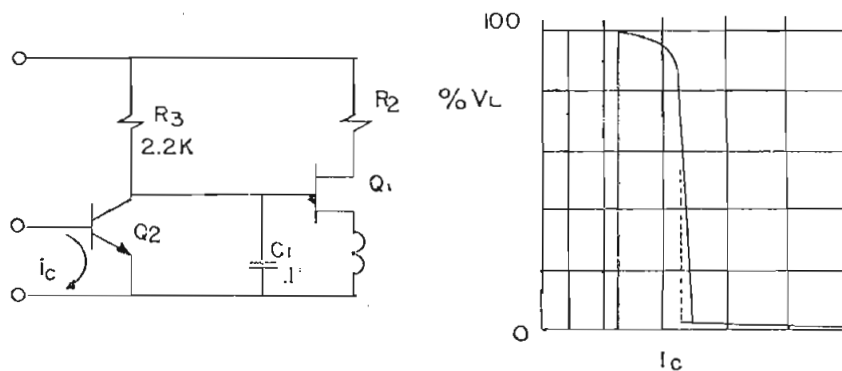


Fig. 3.21. Control de pedestal con Transistor NPN.

3.5.2.- CONTROL DE RAMPA Y PEDESTAL.-

Si los circuitos de las Fig. 3.16 y 3.20 (a), se combinan por acoplamiento por diodos, como en la Fig. 3.22 (a). La función exponencial de rampa puede empezar a un voltaje de pedestal más alto, como, determinado por el potenciómetro. La curva 1 de la característica de transferencia de la Fig. 3.22 (b), se obtiene cuando R_2 se ajusta para una constante de tiempo de 8 seg. El control de ganancia más alto se obtiene (curva 2), haciendo la constante de tiempo $R_2 C_1$ unos 25 miliseg. La forma de onda del voltaje observado sobre C_1 es una rampa casi lineal situada sobre un pedestal de altura variable como se muestra en la Fig. 3.22 (c). Pequeños cambios en la altura del pedestal producen cambios grandes en el ángulo de fase de disparo. La relación lineal entre altura y ángulo de fase resulta sin embargo, en una función de transferencia no lineal debido a la forma de onda sinusoidal de la alimentación.

Tanto la alta ganancia y la linealidad se obtienen cargando C_1 de una forma de onda sinusoidal no fijada como lo muestra la Fig. 3.23 (a). Esto añade una onda cosenoidal a la rampa lineal para compensar la forma de onda senoidal de la alimentación, resultando la característica de transferencia lineal mostrada en la Fig. 3.23 (b). La ganancia del sistema puede ser ajustada sobre un rango ancho cambiando la magnitud del resistor de carga R_2 como se indica en la Fig. 3.23 (c), seleccionando una amplitud de rampa de 1 voltio, por ejemplo, y asumiendo un diodo zener de 20 voltios, un cambio en el ajuste del potenciómetro de solo 5% tiene como resultado el cambio lineal de rango total en la salida. Los valores mostrados en la Fig. 3.23 (a) son típicos para un circuito a 60 Hz, la resistencia del potenciómetro debe ser suficientemente baja para cargar el capacitor C_1 rápidamente, de manera que sea capaz de dispararse temprano en el ciclo. Este es el factor de limitación de control de nivel de impedancia.

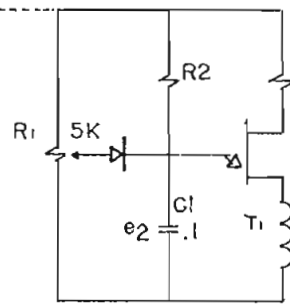
La característica logarítmica de los diodos limita la ga

nancia de control que puede ser conseguida con una característica de transferencia lineal razonable. A una amplitud de rampa de 1 voltio, la no linealidad de los diodos no es ~~may~~ grande, pero a 1 voltaje de rampa de 0.1 voltios, el capacitor se carga principalmente debido a la corriente del diodo, destruyendo así la rampa modificada por el coseno. Un codo más agudo puede ser usado para tener una ganancia más alta a expensas de requerir un voltaje más alto a través del potenciómetro. El tercer factor de limitación es el punto de corriente pico del UJT. Esta corriente debe ser suministrada por R_2 y no debe ser más grande que una décima de la corriente de carga de C_1 , al final del medio ciclo para evitar distorsión en la forma de onda. La cuarta limitación es la impedancia del diodo zener, D_1 . Esta impedancia debe ser bien baja a fin de mantener constante el punto de voltaje pico (nivel de disparo), durante el medio ciclo. Si este voltaje cambia a 0.1 voltios, entonces el voltaje de rampa debe ser menor de 1 voltio. Los efectos de la temperatura en el UJT, y otros factores deben tomarse en cuenta cuando se trabaja a voltajes muy bajos.

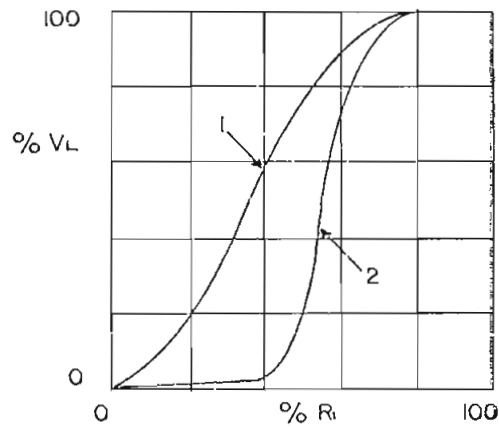
En la Fig. 3.24 (a), el control manual es reemplazado por un circuito puente para control de realimentación. El diodo zener D_2 tiene un voltaje zener apenas menor que el diodo D_1 a fin de mantener la parte superior de la forma de onda fijada más plana. Los resistores R_1 y R_2 forman el divisor de voltaje que determina la altura del pedestal. Una variación en cualquiera de estos resistores puede proveer entonces una función de control, a pesar de que generalmente se usa R_2 como el variable. Las Fig. 3.24 (b) y (c) muestran el uso de un termistor para regulación de temperatura y fotoconductor para control de luz, en ya sea sistemas de control de lazo cerrado o sistemas de lazo abierto.

Para obtener una impedancia de entrada más alta se puede usar un transistor NPN seguidor emisor, como se muestra en la Fig. 3.25 (a). Si el transistor tiene una ganancia de corriente de 100, los valores de R_1 y R_2 pueden ser incrementados de 3K a 300K, reduciendo así grandemente la disipación de potencia en el

a.-



b.-



c.-

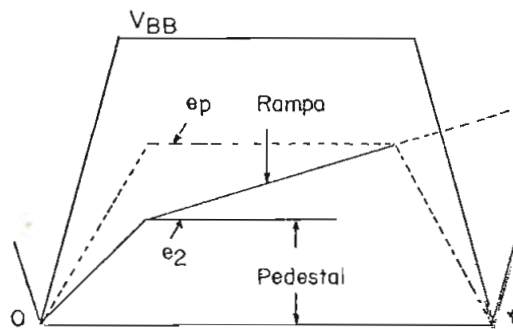


Fig. 3.22. Control pedestal rampa.

elemento sensor. Esto es particularmente importante cuando R_1 o R_2 es un termistor. El resistor R_3 se necesita en el circuito de co-lector del transistor a fin de limitar la corriente de carga disponible al capacitor del UJT y previniendo así el disparo adelantado del UJT.

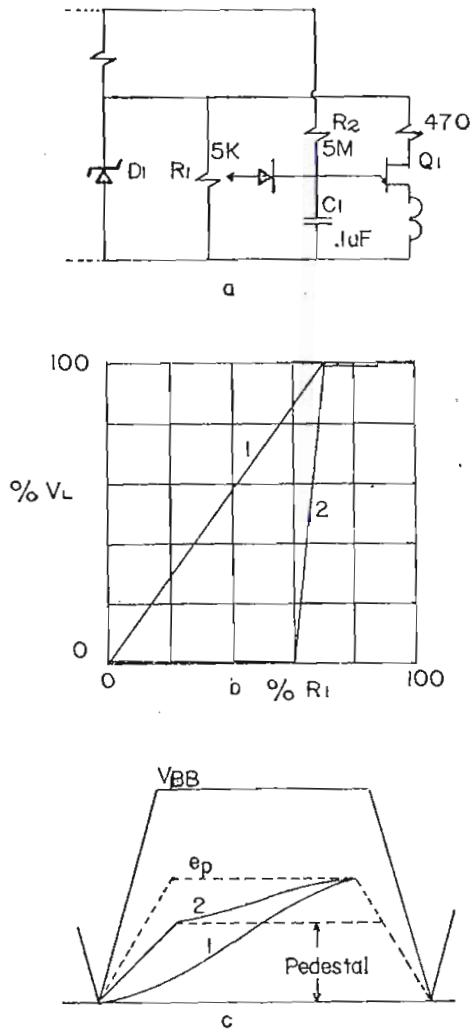


Fig. 3.23. Control de pedestal con rampa modificada con señal coseno.

En muchos sistemas de control de realimentación, la alta ganancia y el cambio de fase a menudo producen inestabilidad, extendiéndose desde sobredisparo excesivo hasta oscilaciones grandes o penduleo. El transistor permite el uso de un circuito sensor, se

guido de un circuito RC apropiado (R_1 , C_1 , R_2 , C_2) para producir el grado requerido de atenuación. Como la rampa modificada por el co seno da por resultado una respuesta lineal uniforme, la ganancia del sistema es uniforme y la atenuación apropiada se obtiene más facilmente que en el caso de la rampa lineal donde la ganancia cambia con el ángulo de fase. La ganancia del sistema se controla mediante el resistor de carga de rampa (R_2 de la Fig. 3.23), la cual se puede hacer variable, mediante el uso de un termistor o fotoconductor.

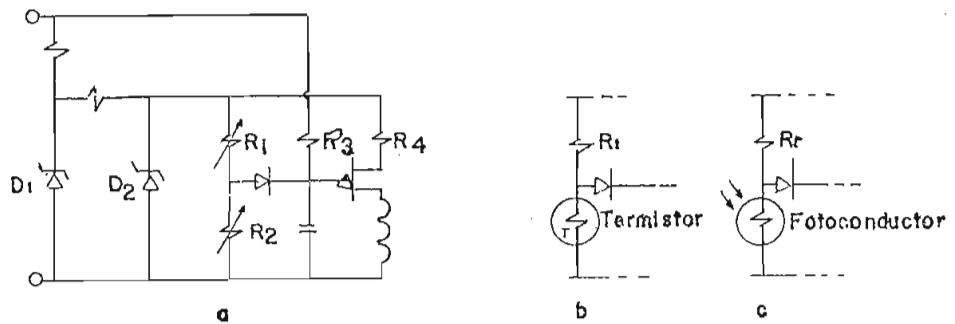


Fig. 3.24. Control de pedestal con transductores.

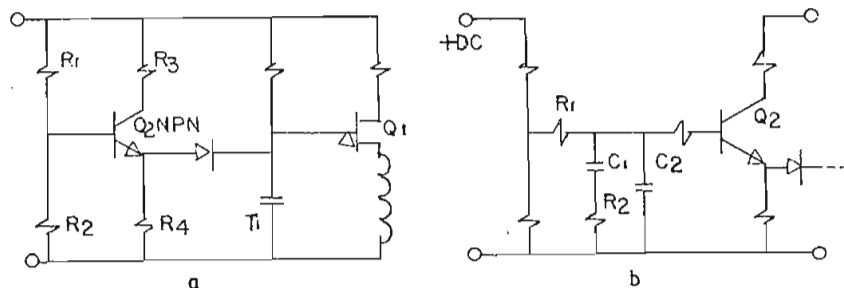


Fig. 3.25. Circuitos de control para señal de entrada AC y DC.

Para evitar carga excesiva en el circuito sensor se necesita un resistor en serie con la base del transistor. Los límites de control superior e inferior se pueden obtener mediante el uso de fijadores con diodos.

La capacidad de trabajar a partir de un control de señal DC, permite un circuito de comienzo suave y terminación suave, como lo muestra la Fig. 3.26 (a).

Este circuito distingue porcentajes ajustables individuales de comienzo y fin, buena linealidad, límites superior e inferior de fijación, y controles de fase manuales o resistivos mediante el nivel de fijación superior. Para un UJT típico el punto de pico es de $2/3$ el voltaje interbase, la amplitud de la rampa puede ser ajustada a $1/3$ del voltaje interbase y el pedestal fijado a $1/3$ y $2/3$ de este voltaje. La característica de desempeño resultante se muestra en la Fig. 3.26 (b) y (c) para esta condición, con el conmutador en ON en t_1 y en OFF en t_3 .

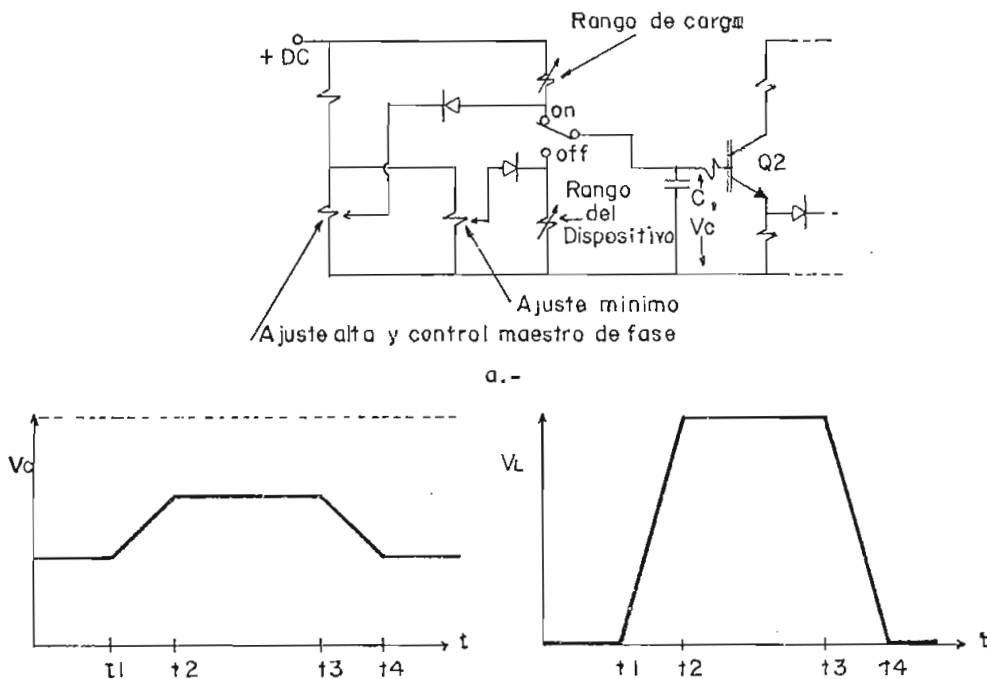


Fig. 3.26. Circuito para control de comienzo y terminación suaves.

Para control remoto desde una señal AC, tal como una audio-frecuencia desde una grabadora o tacómetro, o un portador RF - solo o con modulación de audio, como se muestra en la Fig. 3.27.

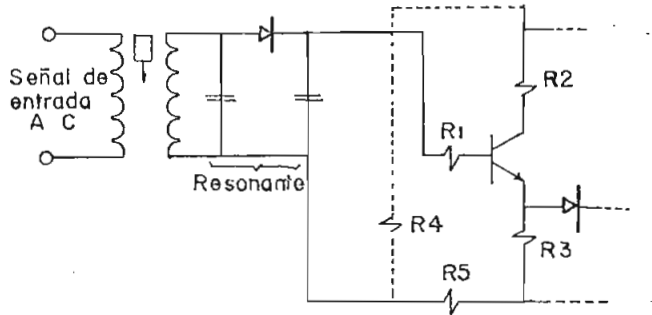


Fig. 3.27. Circuito para control remoto.

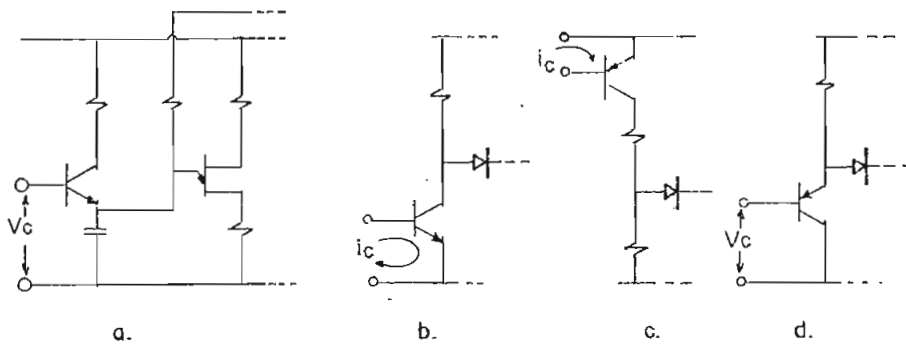


Fig. 3.28. Circuitos con diferentes controles de pedestal.

Conexiones alternadas del Transistor se muestran en la Fig. 3.28, proveyendo de una gran variedad de características de desempeño. El circuito seguidor emisor está simplificado en la Fig. 3.28 (a) para el uso de baja ganancia. A un alto control de ganancia (bajo voltaje de rampa), la corriente de emisor requerida es muy baja, y el decrecimiento de beta a corrientes tan bajas causa excesiva no linealidad.

Conexiones varias de emisor común para transistores NPN y PNP, Fig. 3.28 (b) y (c) proveen baja impedancia de entrada y mayor ganancia de voltaje, pero requieren de compensación de temperatura en aplicaciones de alta ganancia. En adición, el circuito con transistor NPN de la Fig. 3.28 (b) da como resultado un sensor invertido, lo cual puede o no ser deseado. La inversión de sentido - también se obtiene en el seguidor de emisor PNP de la Fig. 3.28 (d).

Una forma alternada del circuito de encendido lento se muestra en la Fig. 3.29 usando el diodo de fijación, D_1 , para controlar la altura del pedestal en una rampa lineal. El capacitor C_1 puede ser de varios cientos de microfaradios y se carga lentamente a través de R_2 . R_1 continúa cargando más allá del punto de voltaje pico para remover completamente el efecto de C_1 y proveer un camino de descarga cuando se quita la energía. La alimentación para este circuito debe proveerse desde la línea, antes que del voltaje del Triac, a fin de cargar completamente a C_1 .

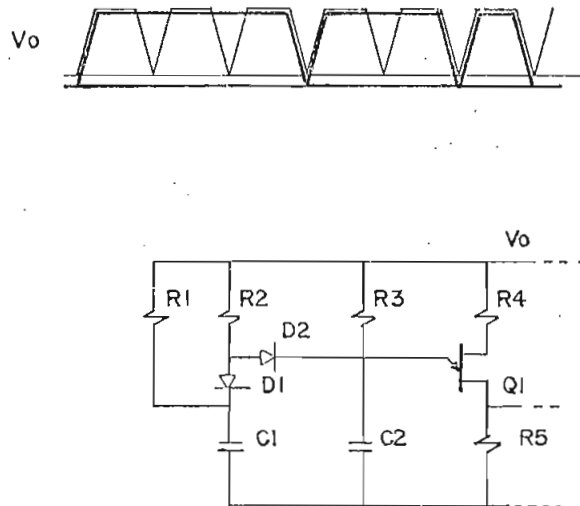


Fig. 3.29. Circuito de encendido lento.

3.5.3.- CONTROL DE COMPENSACION DEL VOLTAJE DE LINEA EN UN RANGO AMPLIO.-

En la Fig. 3.30, la compensación para cambios en el voltaje de alimentación se obtiene de R_2 y C_1 , los mismos que añaden al voltaje del diodo zener un voltaje DC proporcional al voltaje de alimentación. Esto se usa para proveer voltaje de interbase para el UJT. Puesto que la altura del pedestal está fijada por el diodo zener, reduciendo el voltaje de alimentación se reduce el voltaje interbase y el punto del voltaje pico del UJT, esto causa que el disparo ocurra temprano en la rampa. El tamaño de R_2 depende de la amplitud de la rampa, por lo tanto de R_5 . El voltaje de compensación no interfiere con el uso de la altura del pedestal en otra forma de control, tal como un sistema de control de realimentación. Con este circuito se ha obtenido en pruebas que la parte inferior del control está cuando el voltaje de alimentación cae hasta el voltaje de salida deseado. El control de corriente de realimentación se puede obtener mediante el uso de voltaje sobre un resistor en paralelo, pero esto requiere rectificación y filtrado cuando se requiere controlar AC, debido a que ninguna corriente fluye antes del disparo.

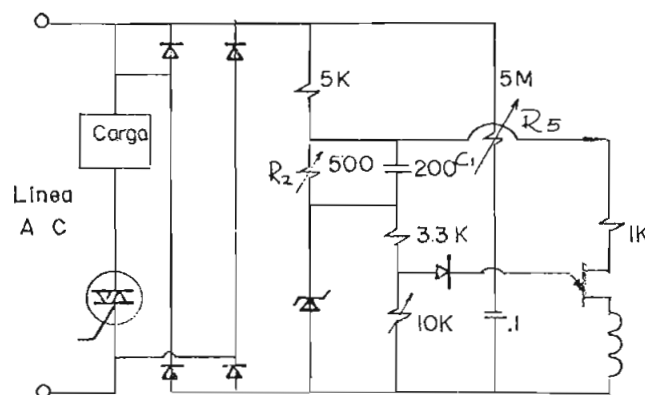


Fig. 3.30. Circuito con control de compensación de voltaje de línea.

En adición, se puede usar una lámpara y un elemento fotoconductor como circuito sensor. La respuesta de tiempo de la lámpara y del fotoconductor es generalmente lo suficientemente largo para proveer el filtrado, y el control está sobre el cuadrado de la corriente, de ahí que mantendrá constante el valor RMS, mejor que el valor medio. Una combinación resistor-termistor también proveerá control RMS.

Un transformador de corriente puede ser usado para producir una señal de voltaje de salida más alta sobre AC con una menor pérdida de potencia. Si la pérdida de potencia en la derivación es despreciable, un elemento sensible al flujo magnético tal como una resistencia transductora o un elemento de efecto Hall puede ser usado en una bobina con núcleo adecuado. En estos sensores de núcleo magnético, la salida será función de la corriente promedio.

Estos circuitos son típicos en una gran variedad, basados en el concepto de rampa y pedestal para transferencia de nivel de voltaje, corriente o impedancia a ángulo de fase para el disparo de los Tiristores. La ganancia ajustable, linealidad, selección de alta o baja impedancia de entrada y operación desde una señal DC de entrada, son características atractivas para el uso en sistemas de control de realimentación de lazo abierto, o en sistemas de funciones especiales.

CAPITULO IV

DISEÑO DEL SISTEMA

REGULADOR DE VOLTAJE

4.1.- ESPECIFICACIONES DEL DISEÑO.-

Potencia de salida 500 Watts
Voltaje RMS de salida 100 Voltios
Variación permitida a la salida 1 % (± 0.5 %)
Variación permitida a la entrada 30 %
Método Control de Fase de Tiristores.

El sistema regulador, básicamente consta de las partes, tal como lo muestra el diagrama en bloques de la Fig. 4.1.

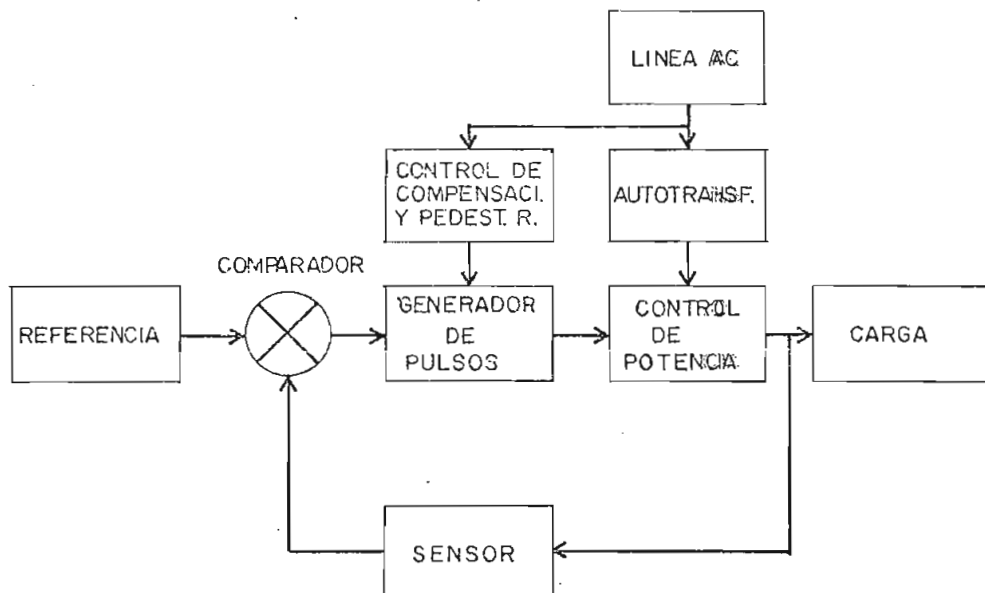


Fig. 4.1. Diagrama en bloques del Sistema Regulador.

4.1.a.- FUNCIONAMIENTO DEL DIAGRAMA EN BLOQUES.-

Al aplicar la alimentación al sistema, el control de potencia no permite que dicha tensión pase a la carga, puesto que su funcionamiento está supeditado al del generador de pulsos. Pa-

ra ello la señal de error y los controles de compensación y pedestal - rampa determinan el ángulo de disparo del control de potencia. Habiendo error en la tensión de la carga, el sensor de salida entrega una señal diferente a la de funcionamiento normal que al compararse con la de referencia entrega otra señal de error que corrige el ángulo de disparo.

4.2.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA.-

Puesto que se va a trabajar con función sinusoidal, del análisis hecho para la Fig. 1.6 del Cap. I, se anotó que hay tramos que dan una característica bastante lineal de la variación del voltaje RMS como función del ángulo de conducción de un Tiristor; dichos tramos pueden ser aprovechados para allí hacer el control de fase.

Como primer paso es necesario conocer qué voltaje pico permite obtener 100 Voltios RMS para un ángulo de conducción dado, para lo cual hacemos uso de la Ec. 1 deducida en el Cap. I, así:

$$V_{RMS} = \frac{V_p}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{2\alpha - \text{Sen } 2\alpha}$$

$$\therefore V_p = \frac{2\sqrt{\pi} V_{RMS}}{\sqrt{2\alpha - \text{Sen } 2\alpha}}$$

donde $V_{RMS} = 100$ Voltios.

Que para el efecto se elaboró un programa para la Computadora que consta en el Apéndice B; y, cuyos resultados se adjuntan en copias reducidas.

Fig. 4.6, 4.7, 4.8, 4.9, 4.10, 4.11.

De las curvas obtenidas, puede acotarse que los resulta

dos son lógicamente los esperados, puesto que para ángulos de conducción bastante pequeños, se necesitan voltajes pico muy grandes, mientras que los mínimos necesarios se obtienen para ángulos de conducción grandes. Gráficamente puede visualizarse así; tratemos de obtener el mismo valor RMS de una función senoidal dada para 2 diferentes valores pico:

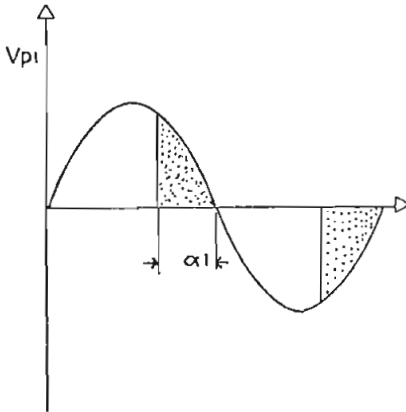


Fig. 4.12

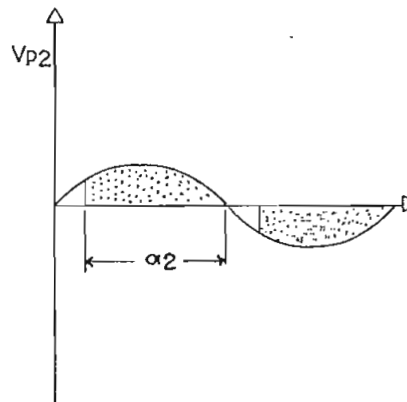


Fig. 4.13

α_1, α_2 ángulos de conducción de un Tiristor

entonces: $\alpha_1 < \alpha_2 \Rightarrow V_{p1} < V_{p2}$

Bajo estos antecedentes, es de nuestro interés conocer los límites de variación ($\pm 15\%$), sobre los cuales ha de operar el control de fase; considerando que el valor pico de la tensión nominal de línea es $117\sqrt{2}$ Voltios, para la regulación especificada:

Voltaje pico mínimo del control 140.64 Voltios
 Voltaje pico nominal 165.46 Voltios
 Voltaje pico superior del control ... 190.23 Voltios

De la Fig. 4.10, con el valor nominal de $117\sqrt{2} = 165.46$ Voltios pico, para obtener 100 Voltios RMS, se necesita que el dispositivo (Triac), conduzca 111° ; pero, éste ángulo es más alto que el previsto como central del probable rango del

ENTRE 60.00000 Y 180.00000 GRADOS

CASO: DE UNA ONDA SINUSOIDAL (SENØ)

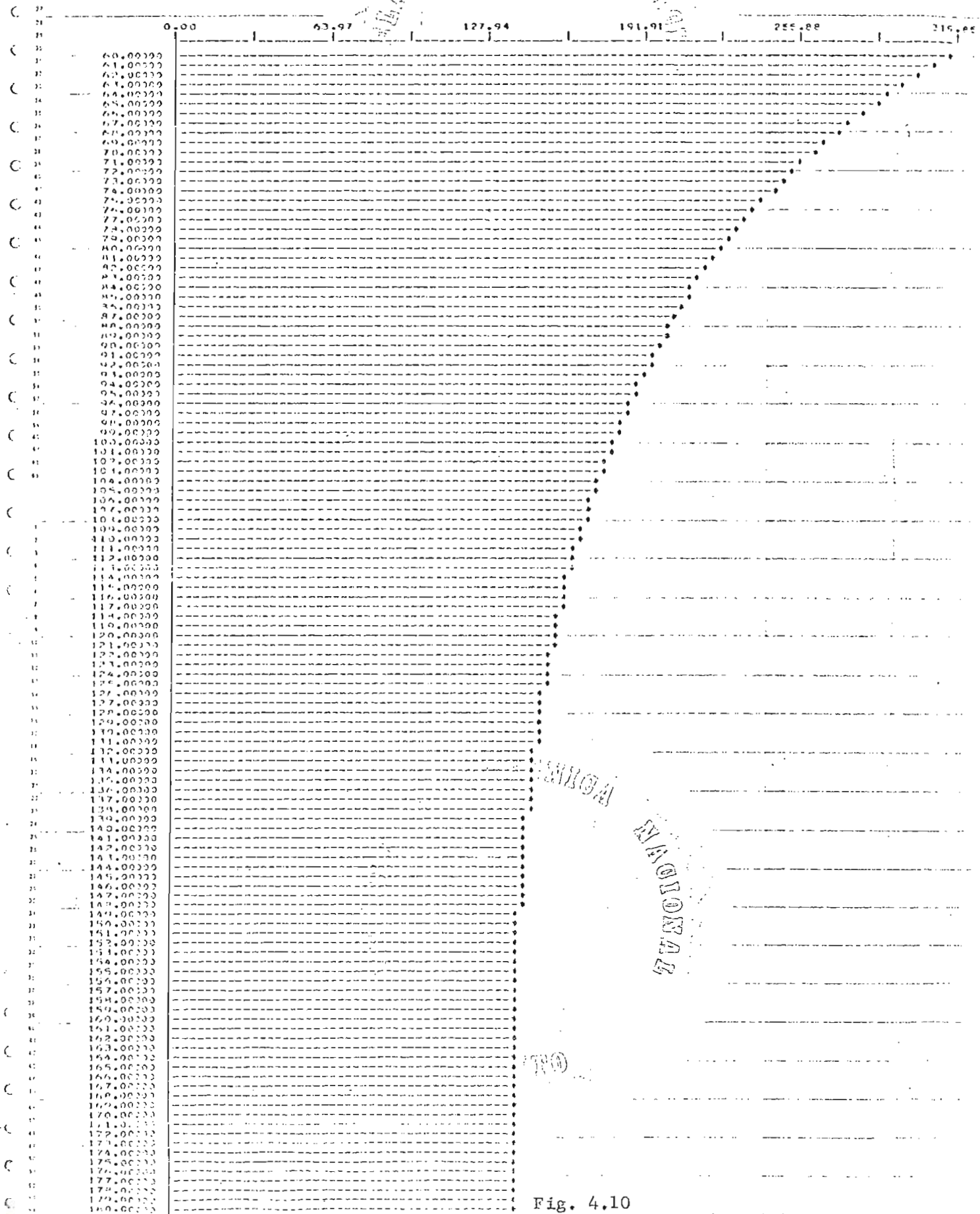


Fig. 4.10

ENTRE 75.00000 Y 120.00000 GRADOS

CASO: DE UNA ONDA SINUSOIDAL (SPAM)

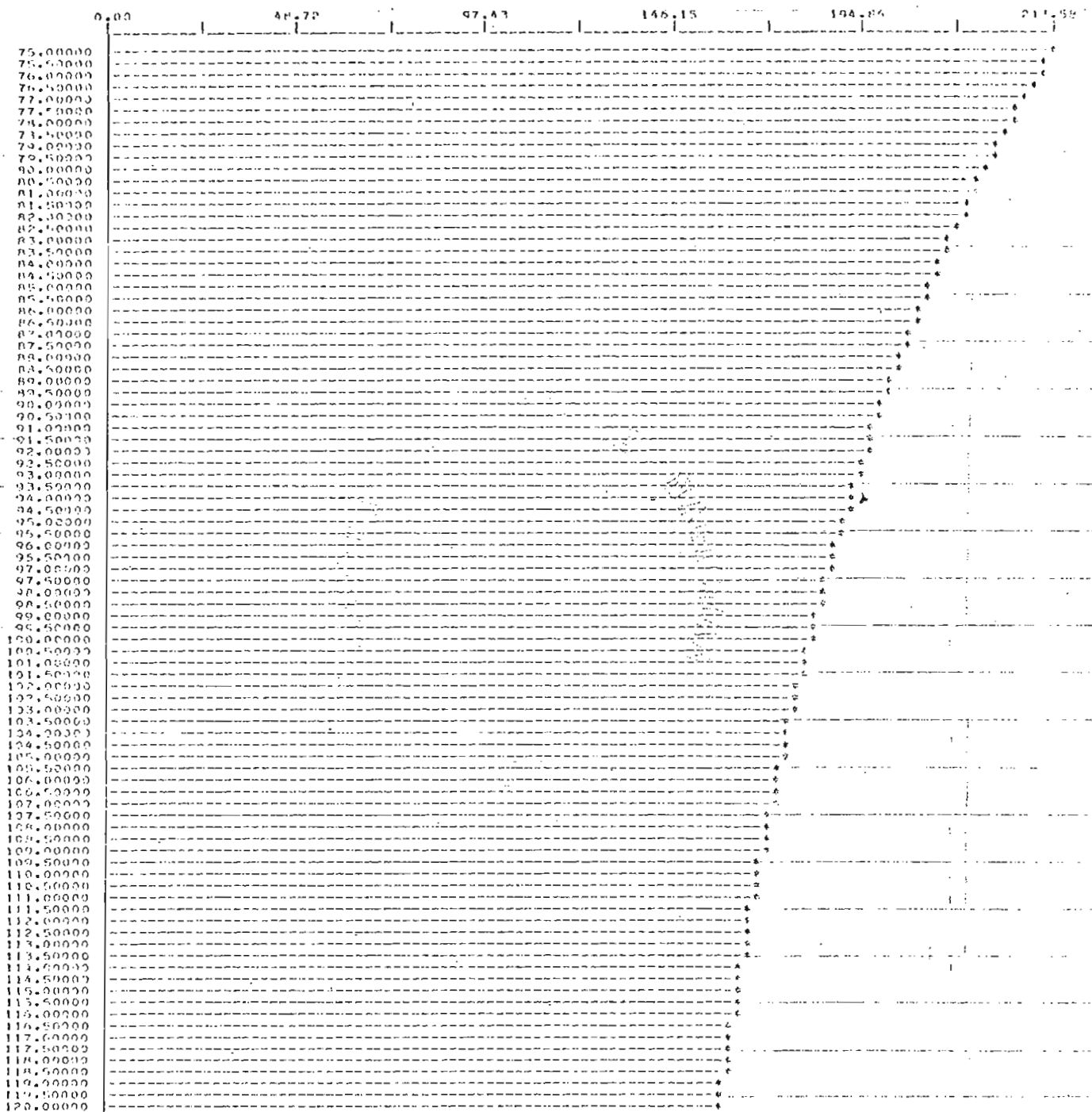


Fig. 4.11

COEFICIENTES DE LA CURVA DE LA FIG. 4.11, SEGUN EL TIPO
ESQUEMA PARA EL CONDUCTOR DE LA FIG.

ANGULO DE CONDUCCION	VOLTAGE RMS DE ENTRADA	VOLTAGE RMS DE SALIDA	VOLTAGE PICO DE SALIDA
75.000	120.000	112.000	150.000
120.000	120.000	112.000	150.000

control de fase, lo que significa que para cuando el voltaje de línea baje del valor nominal y la necesidad del ángulo de conducción se haga mayor, dicho control en esa circunstancia estará saliendo del rango, en consecuencia la regulación a la salida llegaría a terminarse pronto. Por lo tanto se necesita subir el voltaje pico de la entrada, lo cual naturalmente da la posibilidad de bajar el ángulo de conducción, para obtener el mismo valor RMS.

Para escoger el valor de voltaje pico necesario, ha de tomarse en cuenta que mientras dicho voltaje suba, se está exigiendo de un dispositivo de mejores especificaciones, lo que repercute como uno de mayor precio, razón ésta para buscar uno que satisfaga dichas condiciones dentro de un rango de seguridad, sin que fuese necesario escoger uno que resulte antieconómico. Por esta razón; y, dado que se ha considerado como rango suficiente de control de fase desde aproximadamente 75° hasta 105° , donde el ángulo central de este rango es aproximadamente 90° , se ve la necesidad de tener 200 Voltios pico según la Fig. 4.10, para lo cual se prevee la construcción de un transformador, pero, para que el aprovechamiento de la potencia que nos ofrece el transformador sea óptimo, se construyó preferentemente un autotransformador, que operativamente funciona así:

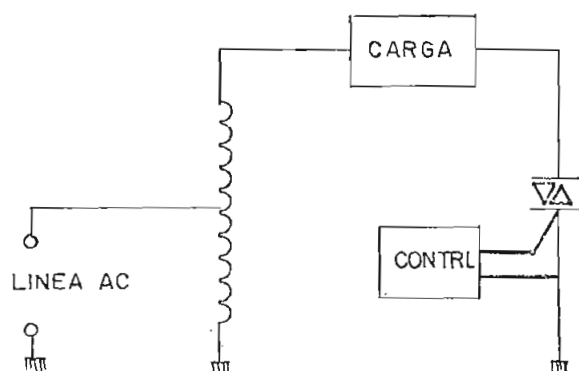


Fig. 4.14. Funcionamiento operativo del autotransformador.

4.2.a.- DISEÑO DEL AUTOTRANSFORMADOR.-

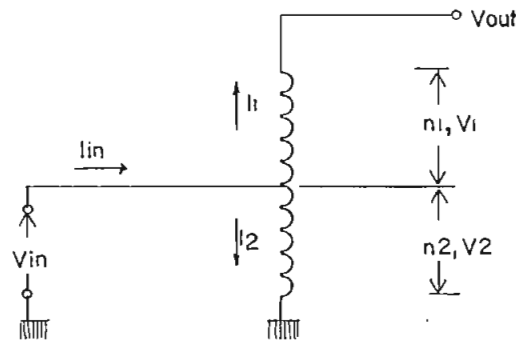


Fig. 4.15. Diagrama esquemático del autotransformador.

n_1, n_2 número de vueltas

P = Potencia determinada por la sección de núcleo disponible.

I_1, V_1 corrientes y voltajes.

Sabemos que en un transformador (o un autotransformador), la potencia de salida es igual a la potencia de entrada, entonces:

$$P_{in} = P_{out}$$

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} = V_{out} \cdot I_{out}$$

$$V_{in} (I_1 + I_2) = (V_{in} + V_1) I_1$$

$$\therefore I_2 V_{in} = V_1 \cdot I_1$$

Ec 4.2

En consecuencia la potencia en cada sección del bobinado es la misma e igual a la mitad de la potencia total, por lo tanto, la máxima corriente que se puede obtener, será:

$$I_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{P}{V_1} = \frac{1}{2} \frac{P}{V_{out} - V_{in}}$$

Ec 4.3

Sabiendo que P se define como

$$P [Watts] = \left(\frac{S}{1.1} [cms^2] \right)^2 \quad Ec. 4.4$$

Valiéndonos de la fórmula que según el Reference Data for Radio and Engineer, no obedece a una deducción matemática, sino a ajustes dados por la práctica, se cumple aproximadamente que:

$$\frac{\text{Amperios}}{\text{Pulgada}} = 2470 - \log (W_{AC})^{585} \quad Ec. 4.5$$

W_{AC} es la potencia dada por la corriente que circula por un determinado bobinado.

Además se sabe:

$$\frac{\text{Voltios}}{\text{Vuelta}} = 4.44 f S B \quad Ec. 4.6$$

Con estos criterios, se calculó el auto transformador, así:

De Ec 4.4

$$P = \left(\frac{26.6}{1.1} \right)^2 = 555 \text{ Watt}$$

$$I_1 = \frac{1}{2} \frac{555}{162 - 117} = 6.172 \text{ Amp.}$$

$$P_{out} = 6.172 \times 162 \text{ Watt}$$

$$\Rightarrow P_{out} = 1 \text{ Kwatt}$$

De Ec 4.2

$$I_2 = \frac{45 \times 6.172}{117}$$

$$I_2 = 2.37 \text{ Amp.}$$

De Ec 4.5

$$\left(\frac{\text{Amp.}}{\text{pulg}^2} \right)_2 = \frac{2470 - 585 \log (2.136 \times 117)}{2} = 1.067$$

$$\Rightarrow \frac{\text{Amp}}{\text{pulg}^2} = 1.067$$

-113-

$$\frac{\frac{\pi D^2}{4}}{\text{pulg}^2} = \frac{2.136}{1.067}$$

$$\Rightarrow \phi_1 = 50.4 \text{ mils} \Rightarrow \text{cable \# 16}$$

$$\frac{\frac{\pi D^2}{4}}{\text{pulg}^2} = \frac{6.172}{1.067} = 128.7 \text{ mils} \Rightarrow \text{cable \# 8 De Ec 4.6}$$

$$\frac{\text{Voltio}}{\text{Vuelta}} = 4.44 \times 60 \times 4.33 \times 6 \times 10^{-4} = 0.65$$

$$\Rightarrow n_1 = \frac{45}{0.65} \Rightarrow n_1 = 70 \text{ vueltas}$$

$$n_2 = \frac{117}{0.65} \Rightarrow n_2 = 179 \text{ vueltas.}$$

que considerando las perdidas del autotransformador del orden del 5%, $n_1 = 70 \times 1.05$ vueltas.

Construyéndose entonces con los datos siguientes:

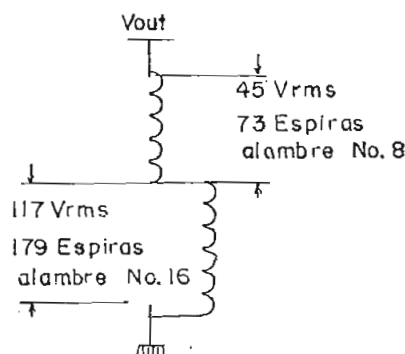


Fig. 4.16. Datos del autotransformador.

4.3.- DISEÑO DEL CIRCUITO SENSOR.-

Para el efecto que compete el método más simplificado dadas las especificaciones, es usar como sensor de voltaje RMS una fuente luminosa y un fotoelemento que entregue una señal proporcional a dicho voltaje al cuadrado, tal como lo indica la Fig. 4.17. El fotoelemento ha usarse es el 2N5777, que usándolo bajo los conceptos del fabricante, debe polarizarse con 10 Voltios para una R_s de 100Ω , garantizando que dicho funcionamiento se lo hace en la parte lineal.

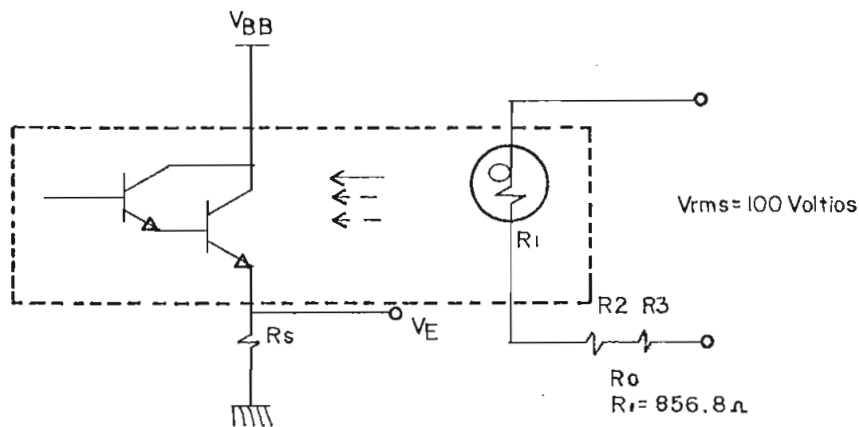


Fig. 4.17. Circuito sensor de voltaje RMS.

Construyendo una estructura hermética para el efecto, se debe hallar el comportamiento para diferentes señales de entrada $V_e = f(V_{RMS})$, ello da la posibilidad de trabajar en tramos más lineales o más sensibles. Así, se obtuvo la función de transferencia dibujada en la Computadora con el programa del Apéndice C y cuyo resultado corresponde a la Fig. 4.18a. De esta Fig. se ve que el control se torna más sensible, osea la respuesta es más rápida cuando sobre la fuente luminosa hay unos 72.5 Voltios RMS, en consecuencia R_o debe consumir 27.5 Voltios RMS, la resistencia del filamento de la fuente luminosa es 857Ω

$$\Rightarrow \frac{100}{857 + R_o} \cdot R_o = 27.5 \quad \therefore R_o = 325 \Omega$$

Por lo que se puede poner $R_2 = 300\Omega$ y R_3 un potenciómetro de 50Ω

4.4.- DISEÑO DEL CIRCUITO COMPARADOR.-

Se ha escogido para establecer la comparación entre la señal de referencia y la señal del sensor realimentada, el amplificador operacional SN72301, tal como lo indica la Fig. 4.18.

RELACION DE VOLTAJE DEL SENSOR (EMISOR DEL TRANSMISOR) CON FUNCION

DEL VOLTAJE RMS DE LA BUENIA LUMINOSA

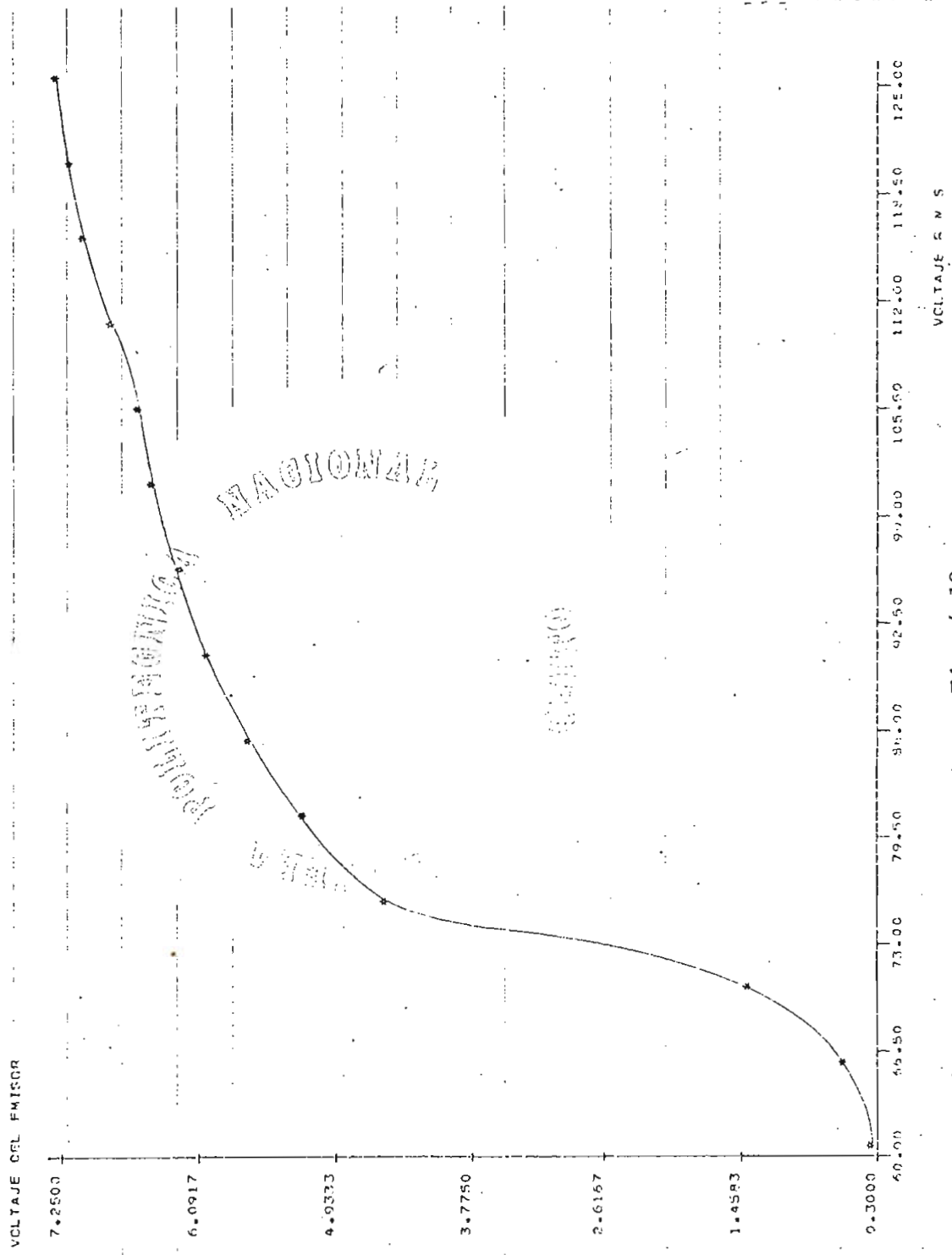


Fig. 4.18a

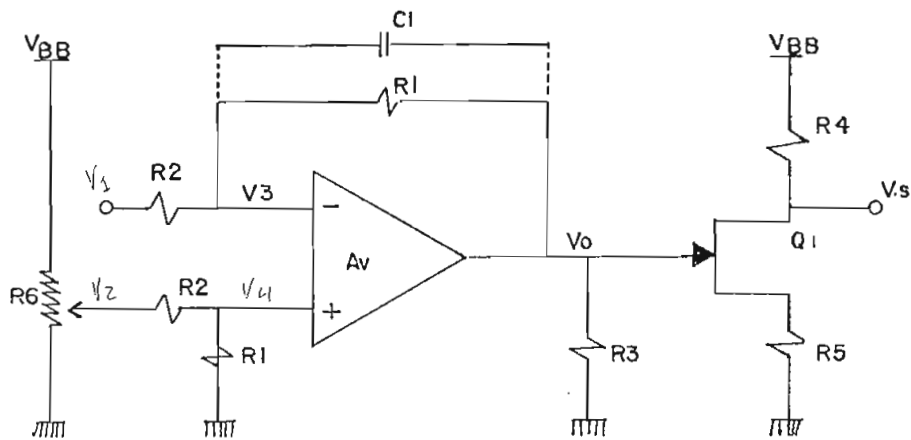


Fig. 4.18. Circuito comparador.

Considerando que la ganancia del operacional es infinita, tenemos que:

$$V_3 = V_4 \quad \text{Ec 4.7}$$

Planteando ecuaciones, tenemos:

$$\frac{V_1 - V_3}{R_2} = \frac{V_3 - V_0}{R_1} \quad \text{Ec 4.8}$$

$$\frac{V_2 - V_4}{R_2} = \frac{V_4 - 0}{R_1} \quad \text{Ec 4.9}$$

De las ecuaciones anteriores tenemos:

$$V_0 = \frac{R_1}{R_2} \cdot (V_1 - V_2) \quad \text{Ec 4.10}$$

Que para nuestro diseño:

V_2 es la referencia, cuyo valor es calibrable con un potenciómetro de 1 K.

V_1 es la señal proveniente del emisor del fotosensor, que responde según la curva de la Fig. 4.18.

La polarización del operacional se realiza con fuentes de ± 15 Voltios.

Los valores calculados para R_1 y R_2 , dado que queremos una ganancia unitaria, porque la señal proveniente del sensor es lo suficiente como para no amplificarla, son:

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

Ha de anotarse que este operacional, tiene compensación en frecuencia, que se calculó según las curvas dadas por el fabricante y es un condensador de 100 pF.

Para dar estabilidad al sistema puede ponerse el condensador C_1 de un bajo valor para que no afecte la velocidad de respuesta.

Debido a que V_o va a tener valores positivos y negativos, como Q_1 no debemos poner un transistor PNP o NPN, porque cada uno de ellos para uno de esos casos se cortaría, razón ésta para escoger un FET que con dichos valores nos permite obtener voltajes positivos continuados en V_s , que es de nuestro interés.

R_3 es la resistencia de drenaje, siendo buen criterio escogerla de 15 K, entonces:

$$R_3 = 15 \text{ K}$$

Para calcular R_4 y R_5 , se polarizó el circuito con 15 Voltios, habiendo trazado la recta de carga y trabajando en la parte lineal del transistor, se llegó a los resultados siguientes:

$$R_4 = 1.8 \text{ K}$$
$$R_5 = 300 \Omega$$

4.5.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO.-

Por lo analizado en el Cap. III, se escoge como circuito de disparo el de la Fig. 4.19, así:

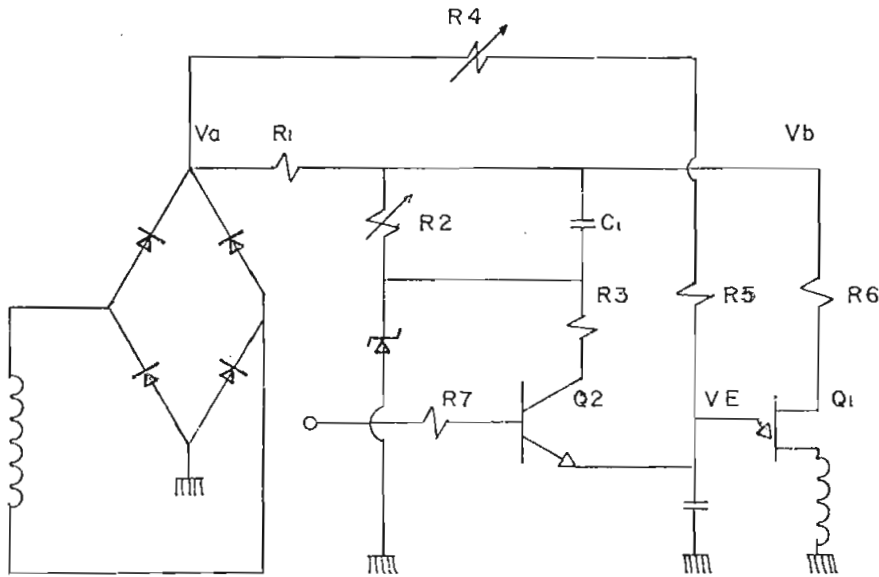


Fig. 4.19. Circuito de disparo.

R_{BB} = Resistencia entre bases del UJT

Que para el efecto contamos con los transistores:

$$Q_1 = 2N2646$$

$$Q_2 = BD115$$

Datos del transistor 2N2646:

$$R_{BB} = 8 \text{ K}$$

$$= 0.65$$

V_D = Voltaje de disparo del UJT

$$V_d = 0.6 + \left(V_b - \frac{V_b}{R_6 + R_{BB}} \right) \eta$$

$$V_d = 0.6 + \left(\eta V_b \frac{R_{BB}}{R_6 + R_{BB}} \right)$$

Sabemos que $V_a = 75$ Voltios.

Es buen criterio escoger que el voltaje máximo de la rampa sea menor o igual que la mitad del voltaje de disparo, osea:

$$V_R \leq \frac{1}{2} V_d$$

Analizando la Fig. 4.20, para calcular R_4 , R_5 y C_2 :

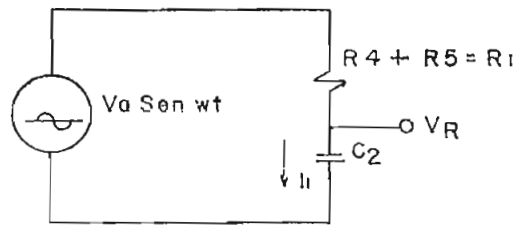


Fig. 4.20. Circuito serie RC.

Asumiendo $C_2 = 0.047 \mu F$, pues es más fácil hacerlo y calcular R_1 , porque puede ponerse una resistencia fija y un potenciómetro, entonces:

$$X_{C2} = \frac{1}{2\pi 120 \times 0.047 \times 10^{-6}} = 28.21 K$$

Asumiendo $V_R = 5.5$ Voltios

$$\Rightarrow V_{R1} = \sqrt{V_a^2 - V_c^2}$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{V_{R1}}{I_1}$$

$$= \frac{V_{R1}}{V_R / \chi_c} = \frac{106 \times 28.21 K}{5.5}$$

$$\therefore R_1 = 520 K$$

Habiendo puesto $R_5 = 500 K$ en serie con un potenciómetro de 2.5 M.

$$V_R \leq \frac{1}{2} V_D$$

$$\text{Si } V_R = 5.5 \text{ Voltios.}$$

$$V_D \geq 11 \text{ Voltios.}$$

escogemos.

$$V_D = 12 \text{ Voltios.}$$

$$\text{De Ec 20}$$

$$\Rightarrow 12 = 0.6 + \eta V_b \frac{R_{BB}}{R_{BB} + R_6}$$

Escogiendo $R_6 = 1 K$ y con los datos de R_{BB} y η promedios del UJT, tenemos:

$$V_b = 16 \text{ Voltios.}$$

$$\Rightarrow V_b - V_z = 16 - 12 = 4 \text{ Voltios.}$$

El diodo zener con que contamos necesita como corriente de trabajo 20 mAmp y sabemos que en el caso límite por Q_2 circulará

$$\frac{12 \text{ Voltios}}{4.7 K}$$

Entonces:

$$R_2 = \frac{V_b - V_z}{20 + 2.5(10^{-3})}$$

$$\therefore R_2 = 266.6 \, \Omega$$

Pero ponemos un potenciómetro de $500 \, \Omega$ para tener una ganancia variable de la compensación.

$$\text{Escogemos } C_1 = 100 \, \mu\text{F}$$

En consecuencia la corriente que consumiría el circuito sería:

$$I_1 = 23 + V_b / 1K = 41 \, \text{mAmp}$$

$$R_1 = \frac{V_a - V_b}{41 \cdot 10^{-3}} ; \text{ Siendo: } V_a = 75\sqrt{2} \, \text{V}; \, V_b = 18 \, \text{V}$$

$$\therefore R_1 = \frac{75\sqrt{2} - 18}{41 \cdot 10^{-3}} \, \Omega = 2.14 \, K$$

Escogemos un valor normalizado, entonces:

$$R_1 = 2.2 \, K$$

4.6.- DISEÑO DE LAS FUENTES DE ALIMENTACION.-

Para el efecto se cuenta con la ayuda de los Circuitos Integrados SN72723, que ofrece a más de una gran estabilidad ante variaciones térmicas, simplificación de los circuitos y por ende permiten un mejor aprovechamiento del espacio.

Seguindo los consejos de las notas de aplicación del fabricante que se adjuntan en el Apéndice I, considerando: variaciones de línea del $\pm 15\%$, limitación de corriente y protección contra corto circuito, se llegó a los resultados expuestos a continuación, para las diferentes fuentes:

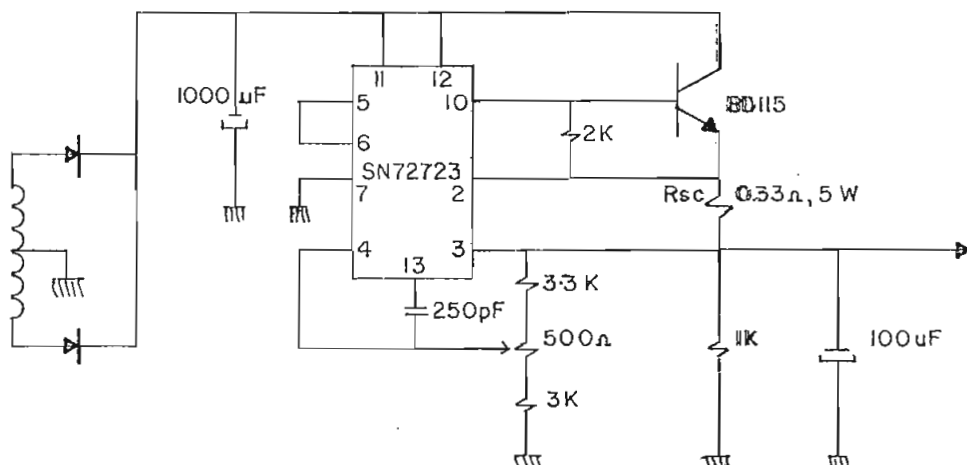


Fig. 4.22. Fuente de + 15 Voltios y 100 mAmp.

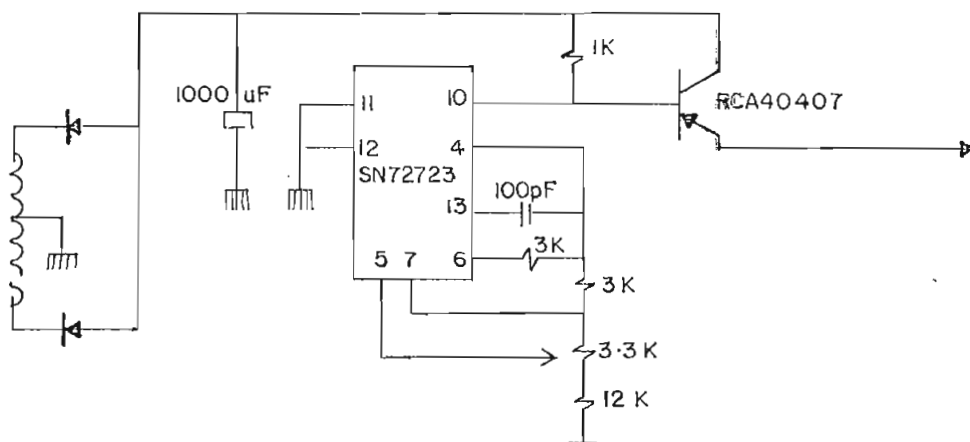


Fig. 4.23. Fuente de - 15 Voltios y 100 mAmp.

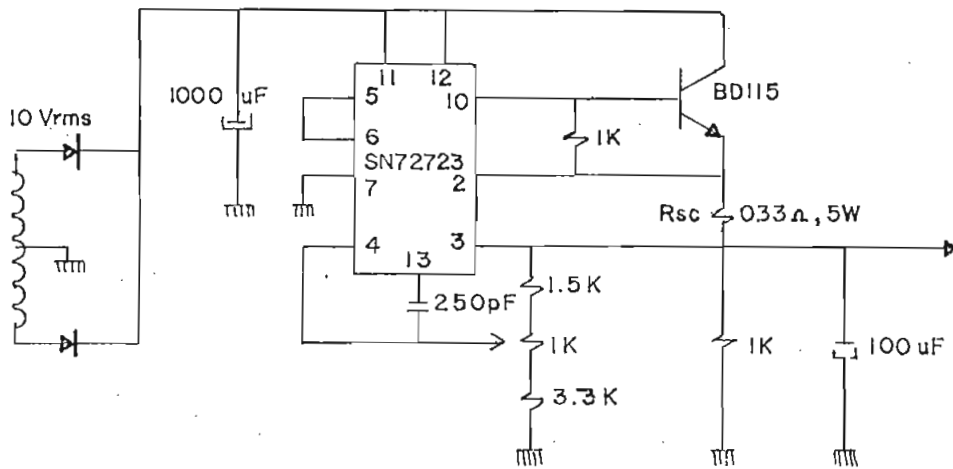


Fig. 4.24. Fuente de + 10 Voltios y 150 mAmp.

4.7.- DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE PODER.-

Para alimentar las fuentes debe diseñarse un transformador, para lo cual se parte de los siguientes criterios de diseño.

Sabemos que el voltaje que se induce en la bobina de un transformador con núcleo de hierro, es igual a:

$$V = N \frac{d\phi}{dt}$$

Considerando un ciclo de la onda inducida y sabiendo que:

$\phi = B S$, donde:

ϕ = Flujo magnético

B = Densidad de flujo magnético

S = Area del núcleo en cm².

Entonces:

$$V = \frac{NBS}{T}$$

Donde:

$$\frac{N}{V} = \frac{1}{BSf}$$

Que cuando se trabaja con B en miles de Gaus, S en cm² y f en Hz, la fórmula se reduce a :

$$= \frac{\text{espiras}}{\text{voltio}} = \frac{22500}{B S f}$$

Que disponiéndose de un núcleo de área igual a 5.48 cm².

Entonces:

$$n = \frac{22500}{60.10.5.48} \quad \begin{matrix} \text{espiras} \\ \text{voltio} \end{matrix}$$

$N_p =$ numero de espiras del primario

$$N_p = n \cdot E_p$$

$$N_p = 798 \text{ espiras.}$$

Considerando que las pérdidas del transformador son de un 5 %, tenemos:

$$N_s = n \times 1.05 \times E_s$$

$$N_{s1} = 111 \text{ espiras}$$

$$N_{s2} = 111 \text{ espiras}$$

$$N_{s3} = 71 \text{ espiras}$$

$$N_{s4} = 537 \text{ espiras.}$$

Resumiendo los valores calculados, tenemos:

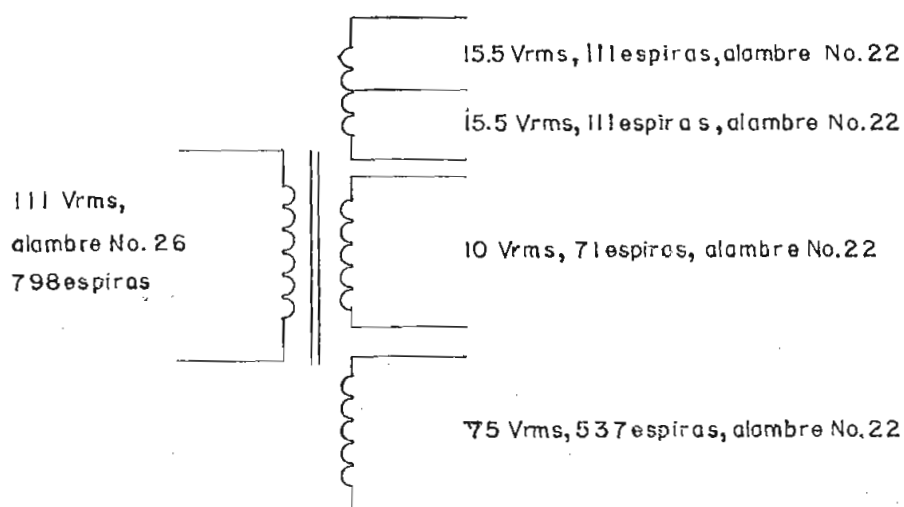


Fig. 4.25. Datos del transformador de poder.

Del diagrama anterior el secundario S_1 con toma central se usa para las 2 fuentes de polarización (± 15 Voltios).

El secundario S_2 se usa para la fuente de polarización del sensor (+ 10 Voltios).

El secundario S_3 se usa para la fuente sincronizada con la línea que polariza el circuito generador de pulsos.

4.8.- OTROS CIRCUITOS QUE SE DISEÑARON.-

CIRCUITO 1.-

Como circuito generador de Pulsos de Disparo, se diseñó también otro circuito, que se indica a continuación con los valores calculados:

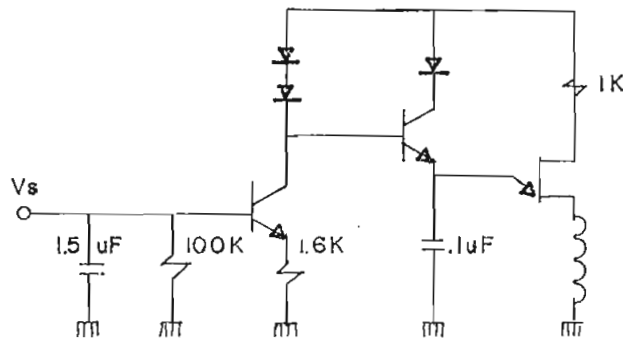


Fig. 4.26

Obteniéndose como respuesta la función de transferencia de la Fig. 4.29. De esta Fig. se puede ver que la respuesta de este circuito es bastante no lineal, lo que nos indica que para obtener una mayor linealidad es necesario de una compensación muy complicada.

CIRCUITO 2.-

El Generador de Pulsos de disparo de la Fig. 4.19, sin control pedestal-rampa ni control de compensación, esquemáticamente sería como lo indica la Fig. 4.27. Puesto que el interés es conocer la linealidad del circuito, se halló el gráfico de la función de transferencia, tal como lo indica la Fig. 4.30. De esta Fig. vemos que la respuesta es bastante lineal, lo que nos indica que al agregarle el control pedestal rampa y control de compensación, obtenemos una respuesta mucho más lineal, por razones analizadas en el Cap. III (Control de Fase), razón ésta para haber es-

cogido este circuito como el básico para el efecto de esta Tesis.

CIRCUITO 3.-

Como circuito sensor, se diseñó también un puente, como lo indica la Fig. 4.28.

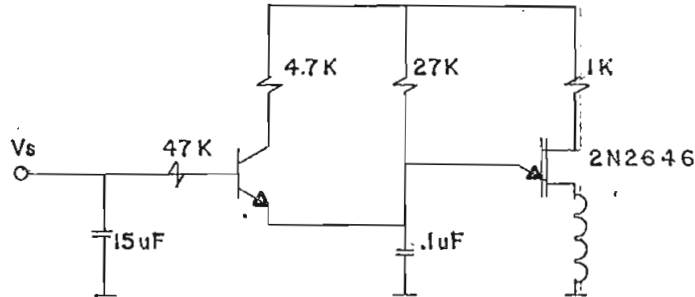


Fig. 4.27

Donde al poner como R_s una fotoresistencia, entrega como señal V_1 , un voltaje que es proporcional a la luz incidente. Para que el medio ambiente no causara un problema, se construyó una estructura hermética. En estas condiciones se halló la respuesta de este circuito para carga variable, cuyos resultados lo muestra la Fig. 4.31.

Ha de anotarse que no se usó este método porque responde muy lentamente y ello hace de éste uno muy impreciso, además porque la resistencia del elemento fotosensor varía en un rango bastante amplio.

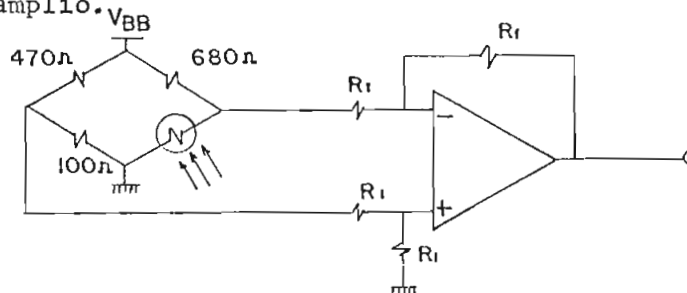


Fig. 4.28

RESISTENCIA DEL CIRCUITO DE LA FIG. 5-1 PARA DETERMINAR EL ANGULO DE CONDUCCION

COMO FUNCION DEL VOLTAJE VS

VOLTAJE VS (VOLTS)

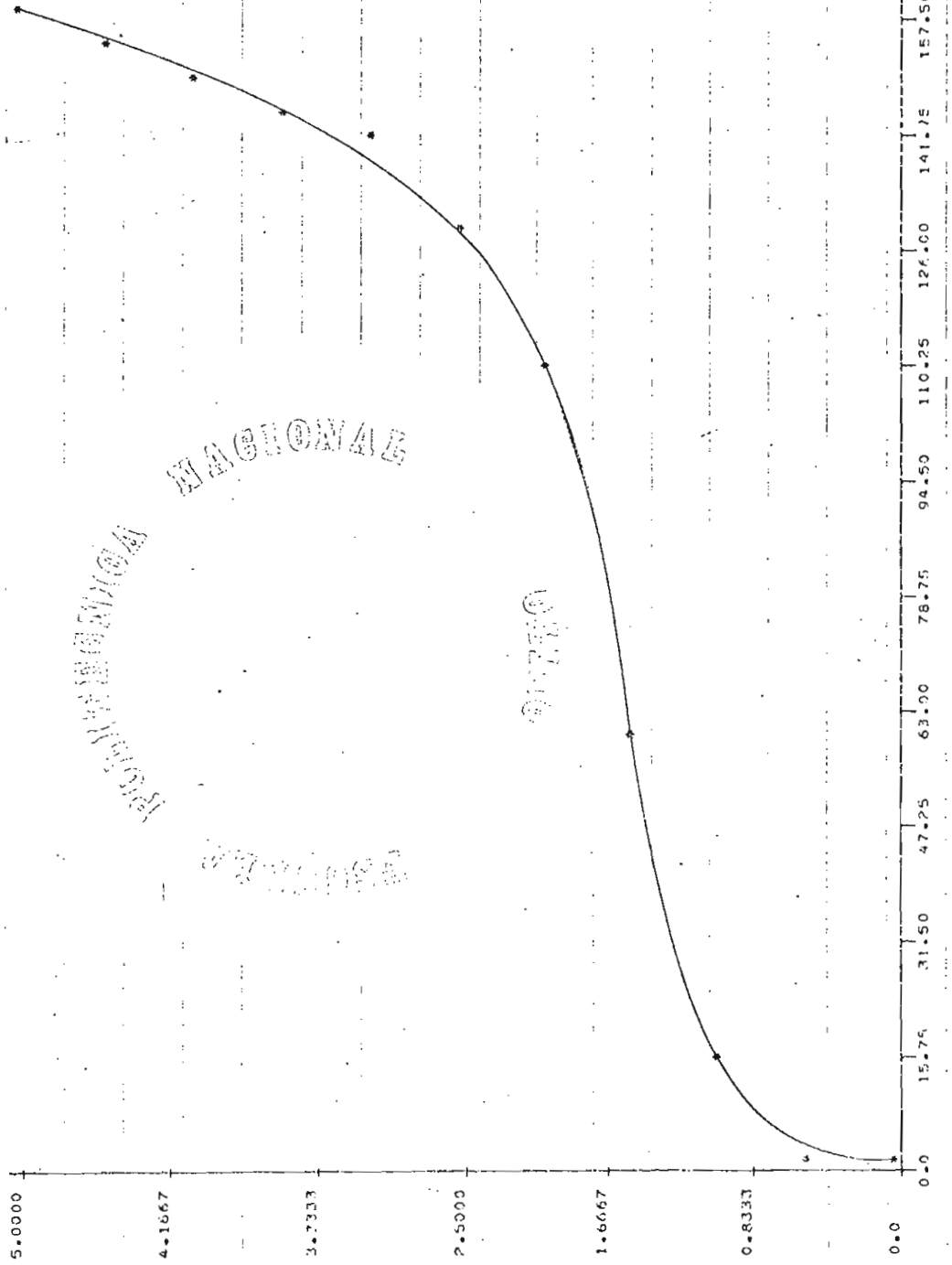


Fig. 4.29

GRÁFICO DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA ENTRE EL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN Y EL VOLTAJE VS. θ

LA FIG. 5-2. CUANDO LA RESISTENCIA R2 DE LA COMPENSACIÓN SE REDUCE A CERO

VOLTAJE VS (VOLTIOS)

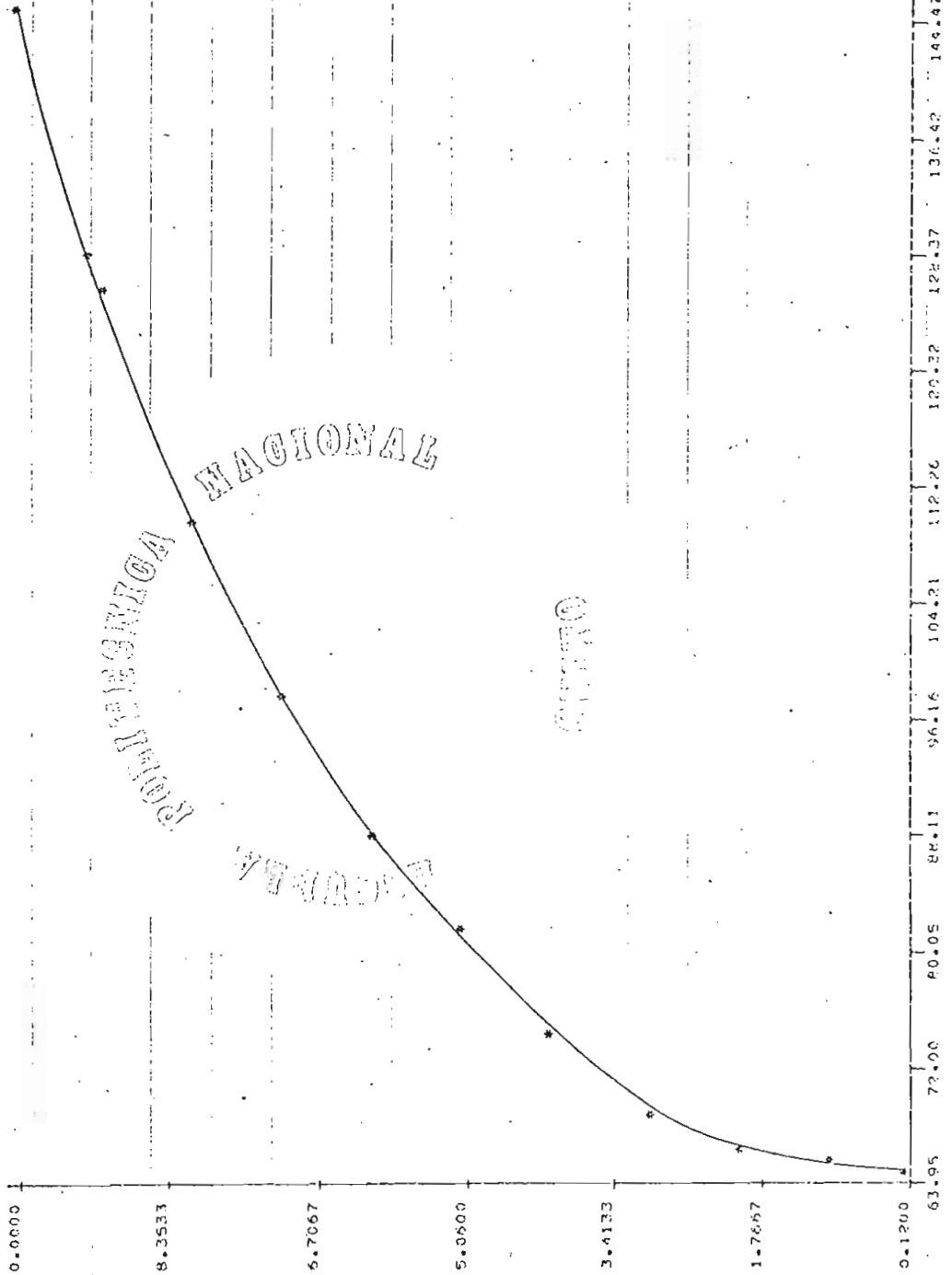


Fig. 4.30

ÁNGULO DE CONDUCCIÓN EN GRADOS

SECONSTRUYA DEL REGULADOR CUANDO COMO SENSOR DE VOLTAJE RMS SE USO UNA RESISTENCIA

QUE AL INCLUIR LAZ SOBRE ELLA DESCALABRABA UN SUENAMIENTO COMO LO INDICA LA FIGURA 4.31

ESTA OPERA SE REALIZO CON UNA CARGA VARIABLE

EN WATTIOS

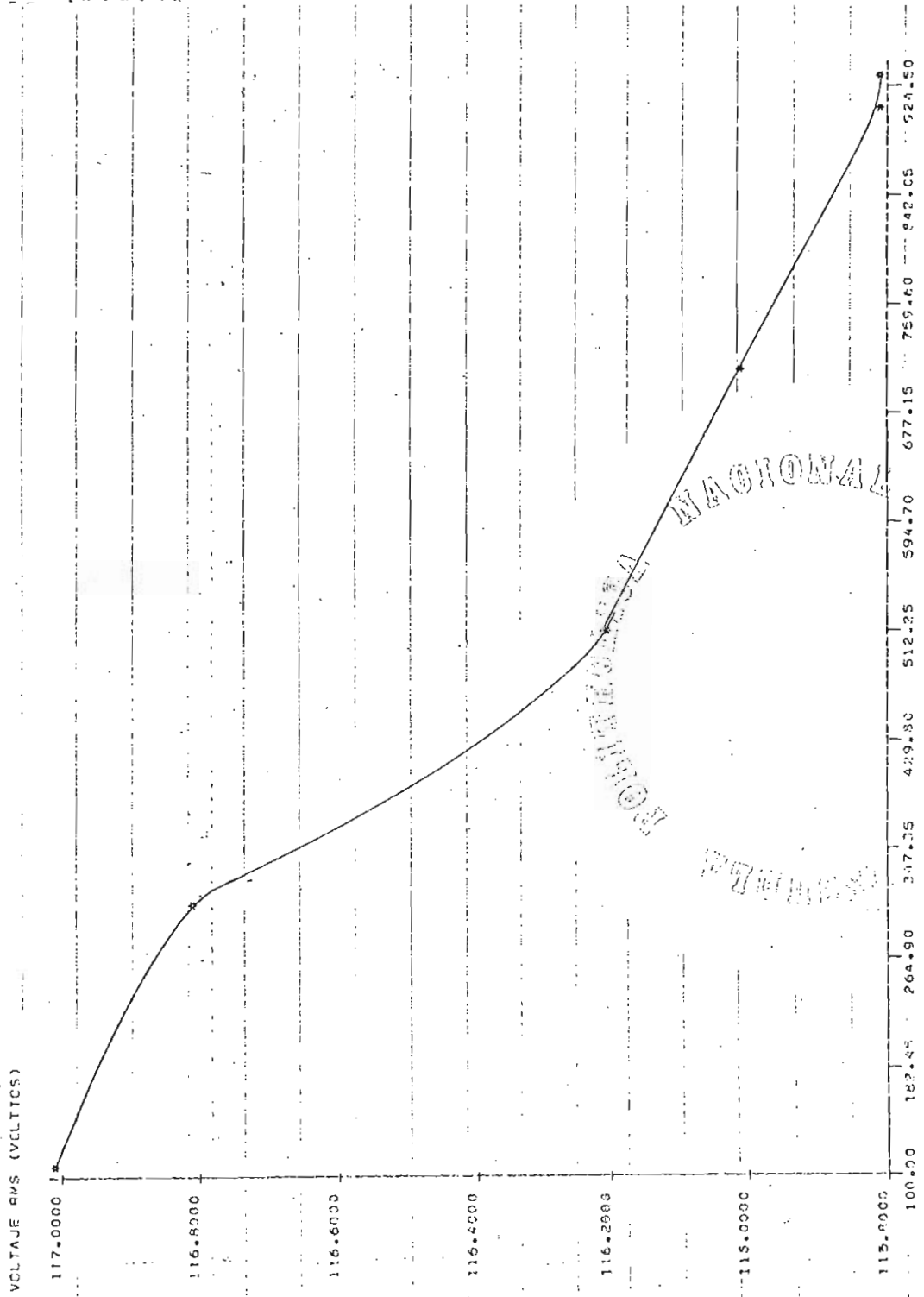
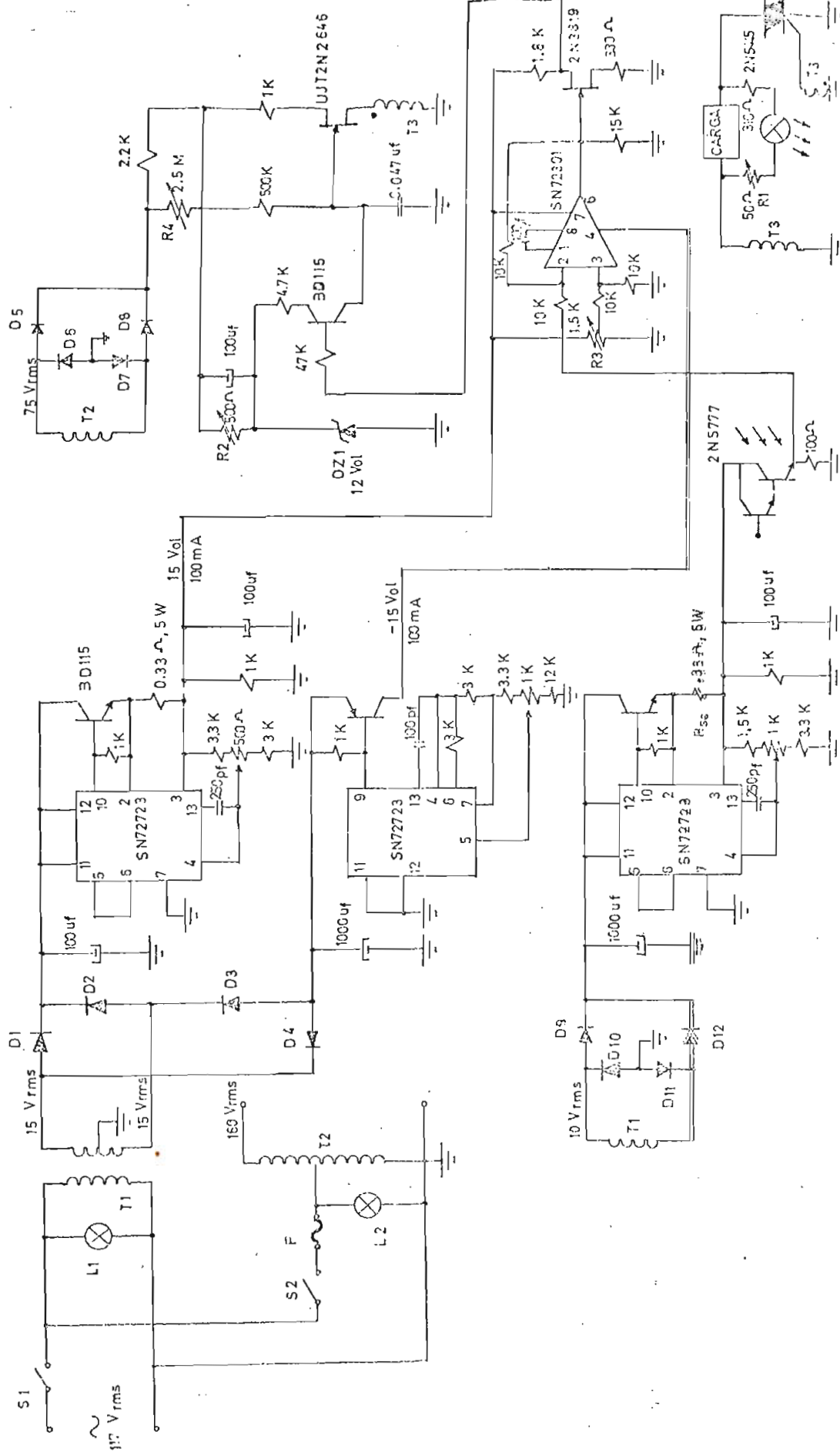


Fig. 4.31

C A P I T U L O V

C O N S T R U C C I O N



ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

REGULADOR DE VOLTAJE RMS POR THYRISTORES

Fig. 4.32. DIAGRAMA TOTAL.

5.1.- CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO FÍSICO.-

Para efectuar la construcción del equipo que se ha diseñado, debe hacerse las siguientes consideraciones:

- 1.- Puesto que el Control de Fase de Tiristores por lo analizado en el Capítulo III, puede efectuarse por métodos diferentes, consecuentemente al escogerse uno determinado para esta Tesis, se creyó conveniente en una construcción modular, que posibilita el uso de diferentes métodos para el efecto, gracias al intercambio de dichos módulos.
- 2.- La distribución de los elementos en los circuitos impresos, - deben realizarse con la consideración de que deben ser provistos de tierras con áreas grandes, que impidan ruidos e interferencias que podrían causar realimentaciones que ocasionen - que dichos circuitos oscilen y en consecuencia el control se vuelva inestable.
- 3.- Dado que el Tiristor va a soportar tensiones de bloqueo directo e inverso altas; y que, dependiendo de la carga por él circularán corrientes grandes; en consecuencia necesita una gran área de disipación de calor.
- 4.- Debido a que el sensor de RMS se reduce fundamentalmente a una fuente luminosa y un fotoelemento, debe construirse una estructura hermética que evite interferencias del medio ambiente.
- 5.- Debido a que en condiciones de carga máxima, la necesidad de corriente se hace grande, debiendo dicha corriente circular - por una parte del bobinado del autotransformador, debe éste - bobinado ser provisto del suficiente aislamiento, que garantice su funcionamiento normal, bajo condiciones de seguridad.

5.2.- CONSTRUCCION DEL EQUIPO.-

Bajo las consideraciones acotadas, se construyó el equipo que a continuación se muestra en diferentes vistas.



FOTO 1.-

FUENTE DE +15 VOLTIOS Y 100 MILIAMPERIOS.



FOTO 2.-

FUENTE DE -15 VOLTIOS Y 100 MILIAMPERIOS.

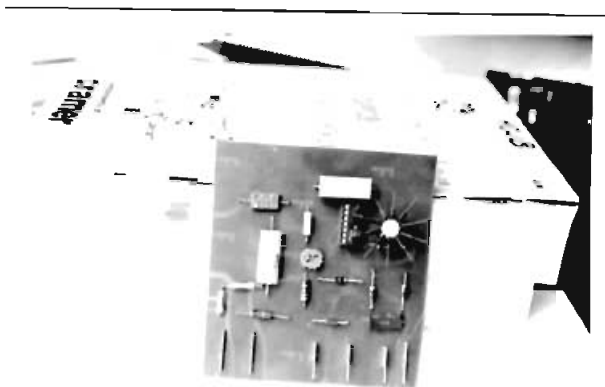


FOTO 3.-

FUENTE DE +10 VOLTIOS Y 150 MILIAMPERIOS.

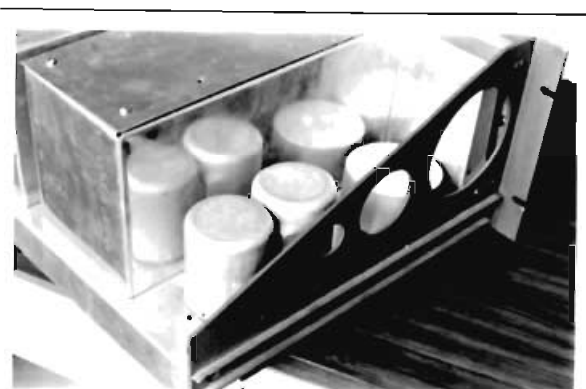


FOTO 4.-

ESTRUCTURA HERMETICA DE LA FUENTE LUMINOSA
Y EL ELEMENTO FOTOSENSOR.



FOTO 5.-

CIRCUITO COMPARADOR.

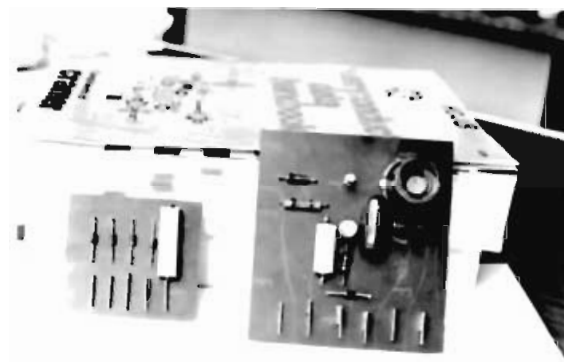


FOTO 6.-

CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS DE DISPARO.



FOTO 7.-

VISTA FRONTAL DEL EQUIPO.



FOTO 8.-

VISTA POSTERIOR DEL EQUIPO.

5.3.- CALIBRACION DEL EQUIPO.-

Después de aplicar el límite inferior de voltaje RMS a la entrada, ajustar R_3 para obtener 100 Voltios RMS para las condiciones de carga deseadas. Subir ahora el voltaje de entrada al límite superior; y, dos cosas pueden suceder:

- 1.- Si el voltaje de salida sube, significa que la compensación es muy baja, entonces R_2 debe subirse hasta obtener el voltaje correcto a la salida.
- 2.- Si el voltaje de salida sube momentáneamente y luego baja, significa que hay sobrecompensación. Ajustar R_2 para obtener el valor deseado.

Poner a la entrada el límite superior de voltaje RMS y ajustar R_4 para obtener 100 voltios RMS a la salida.

Ahora poner a la entrada el límite inferior de voltaje RMS y repetir el ajuste descrito anteriormente, ajustes consecutivos realizados de la manera indicada darán el resultado deseado.

C A P I T U L O V I

R E S U L T A D O S Y C O N C L U S I O N E S

6.1.- MEDICIONES EN EL EQUIPO CONSTRUIDO.-

Realizando las mediciones en el equipo construido, se obtuvo los resultados que a continuación se adjuntan en copios reducidos, dichos gráficos se obtuvieron con el programa del Apéndice C, Fig. (6.1), (6.2), (6.3).

Para que la medición de los resultados anteriores sean más objetivos se tomó las fotografías siguientes para diferentes voltajes de entrada.

VARIACION DEL VOLTAJE R M S DE ENTRADA EN FUNCION DEL ANGULO DE CONDUCCION DEL TRIAC

DEL SISTEMA CONSIDERADO PARA OBTENER LOS VOLTIOS R M S A LA SALIDA DEL MISMO

VOLTAJE RMS DE ENTRADA

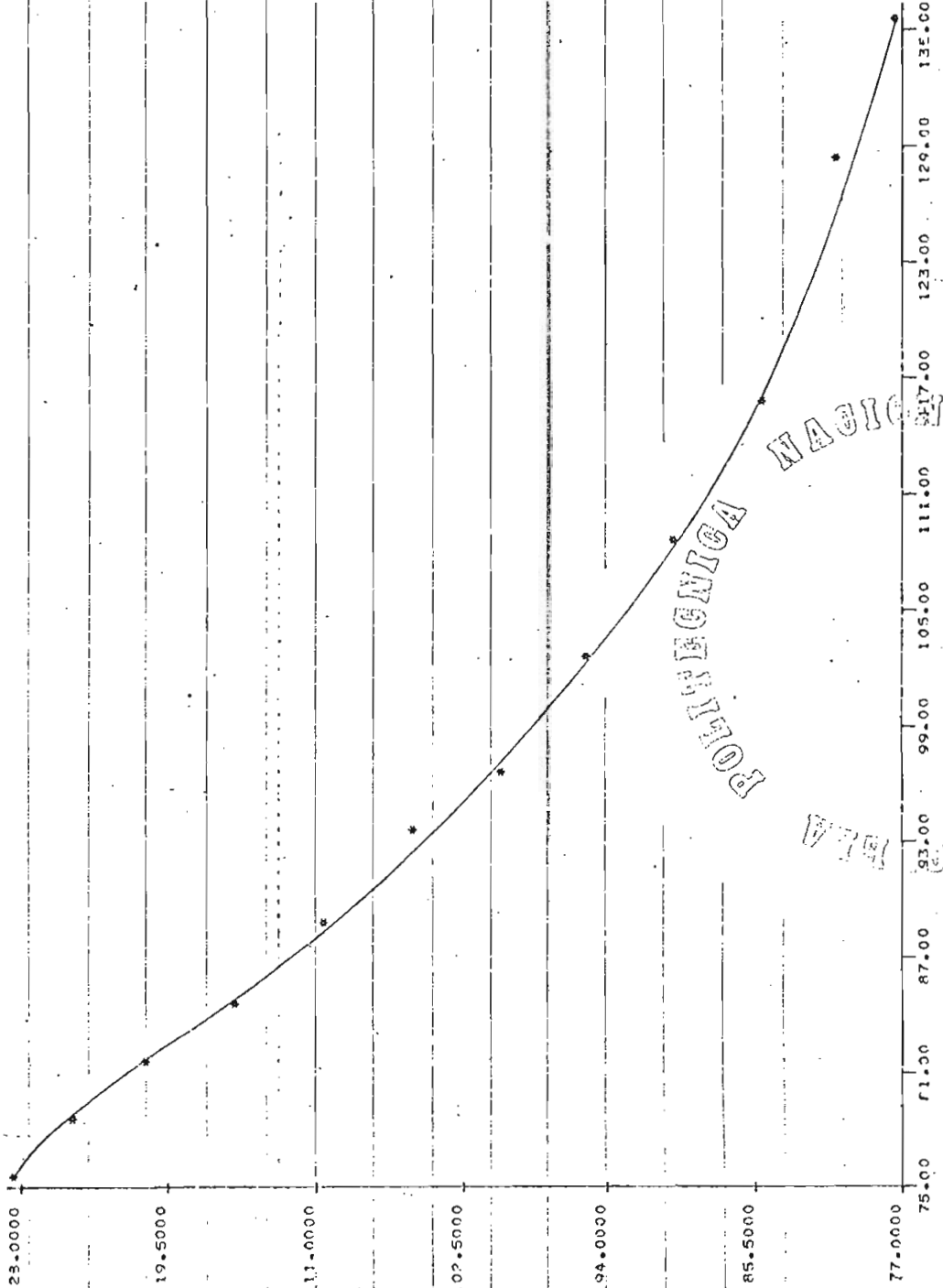


Fig. 6.1

POLITECNICA NACIONAL

RESPUESTA DEL CIRCUITO:

REGULADOR DE VOLTAJE RMS POR INYECCIONES

CON UNA CARGA DE 200 WATTIOS PARA VOLTAJE DE ENTRADA VARIABLE.

HA DE ADECUARSE QUE EL SISTEMA DEBE MANTENER CONSTANTE

LA SALIDA RMS CON UN RANGO DE VARIACION DEL 30 POR CIENTO

A LA ENTRADA O SEA DESDE 93.5 HASTA 126.5 VOLTIOS; Y CON UNA VARIACION PERMITIDA

A LA SALIDA DEL 1 POR CIENTO O SEA DESDE 99.5 HASTA 100.5 VOLTIOS.

=== LA RESPUESTA OBTENIDA ES LA SIGUIENTE ===

VOLTAJE DE SALIDA RMS

100.2500

100.1667

100.0833

100.0000

99.9167

99.8333

99.7500

77.20

82.10

87.20

92.30

97.40

102.50

107.60

112.70

117.80

122.90

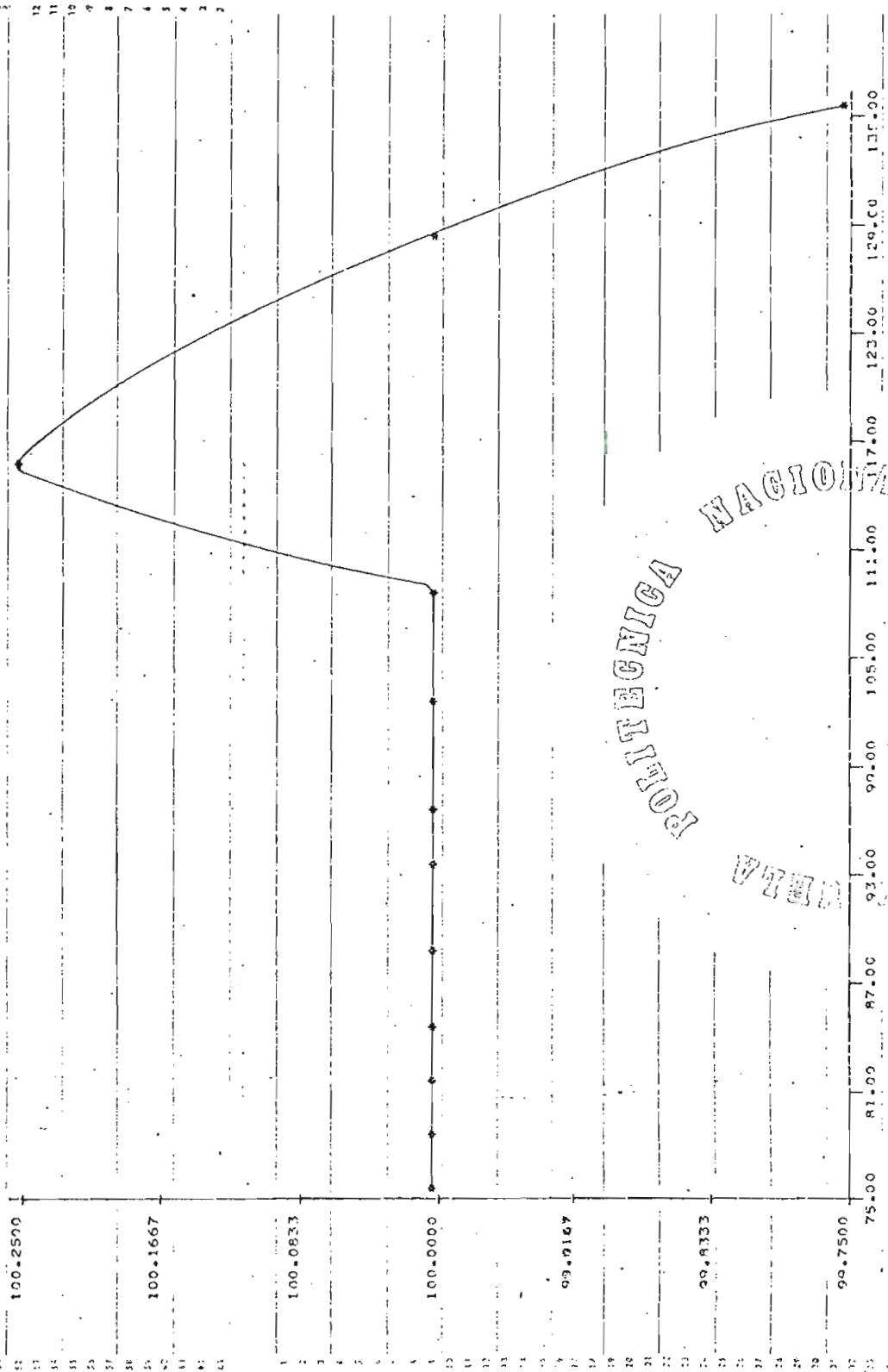
Fig. 6.2

VOLTAJE DE ENTRADA RMS

RESPUESTA DEL SISTEMA REGULADOR CON DIFERENTES ANGULOS DE CONDUCCION RESULTADO

DE DIFERENTES VOLTAJES DE ENTRADA:

VOLTAJE DE SALIDA (VOLTS)



ANGULO DE CONDUCCION EN GRADOS

Fig. 6.2

FOTOGRAFÍAS DE LAS FORMAS DE ONDA DEL VOLTAJE EN LA
CARGA PARA DIFERENTES VOLTAJES DE ENTRADA.

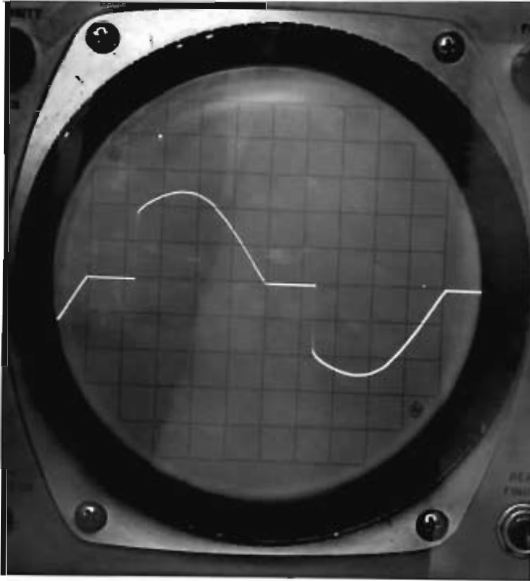


FOTO 1.-

VOLTAJE DE ENTRADA = 75 VOLTIOS.

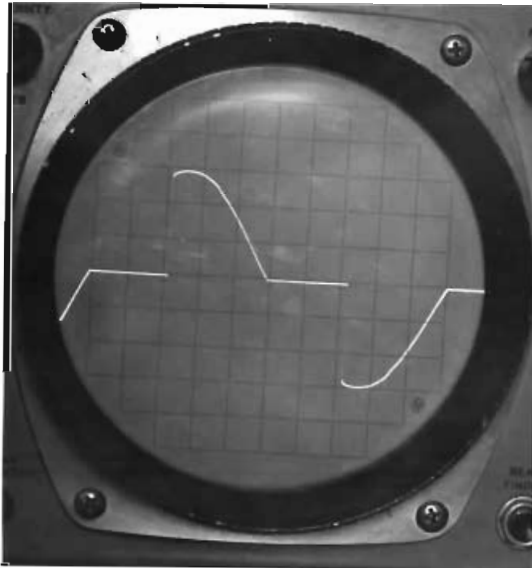


FOTO 2.-

VOLTAJE DE ENTRADA = 80 VOLTIOS.

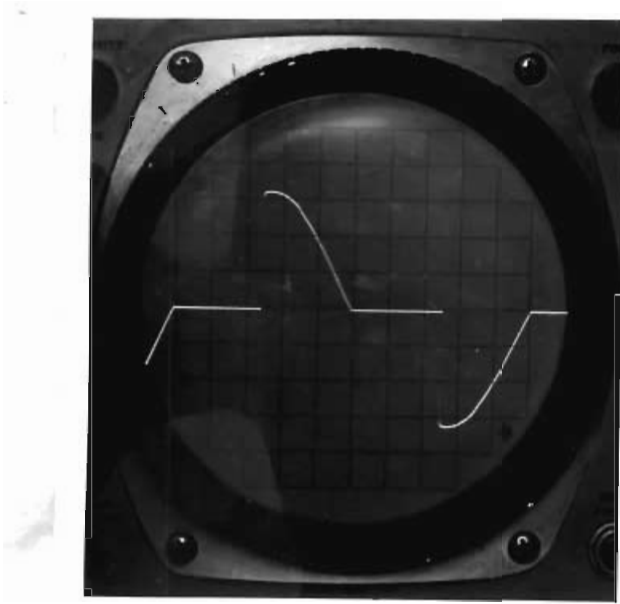


FOTO 3.-

VOLTAJE DE ENTRADA= 90 VOLTIOS.

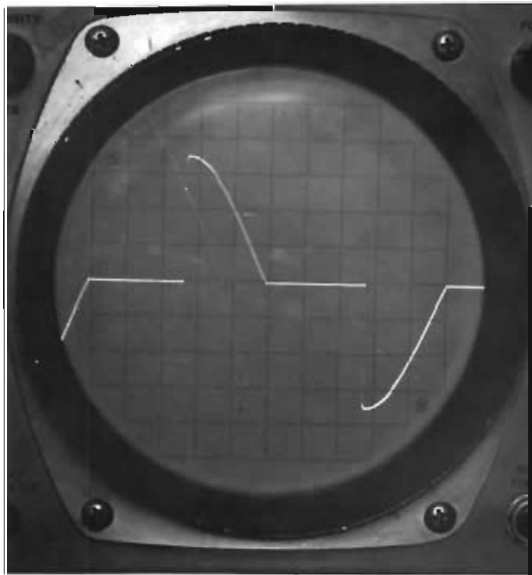


FOTO 4.-

VOLTAJE DE ENTRADA= 100 VOLTIOS.

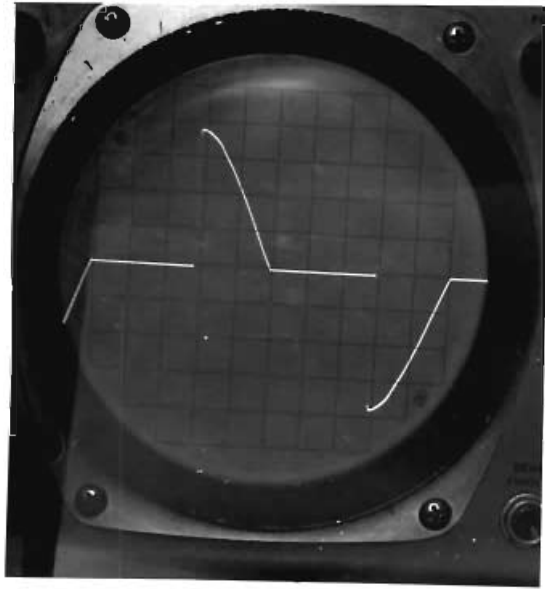


FOTO 5.-

VOLTAJE DE ENTRADA= 110 VOLTIOS.

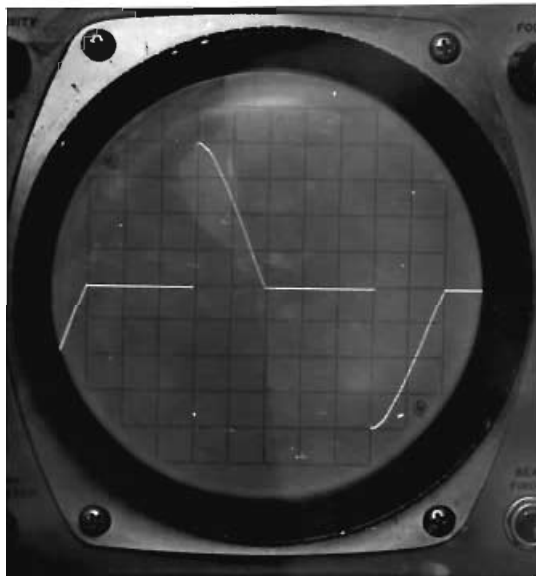


FOTO 6.-

VOLTAJE DE ENTRADA= 120 VOLTIOS.

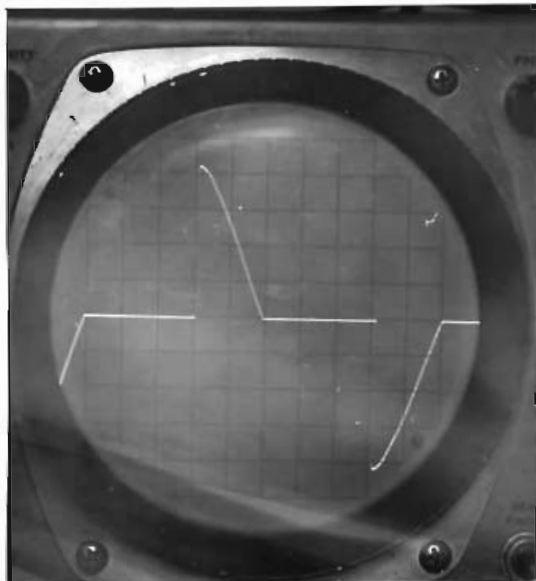


FOTO 7.-

VOLTAJE DE ENTRADA= 130 VOLTIOS.

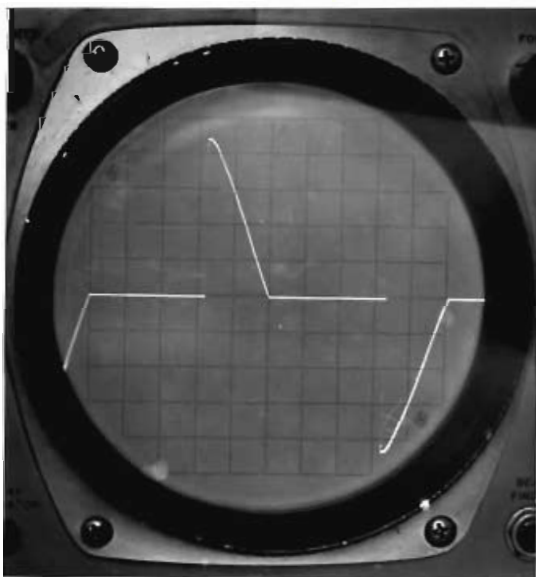


FOTO 8.-

VOLTAJE DE ENTRADA= 140 VOLTIOS.

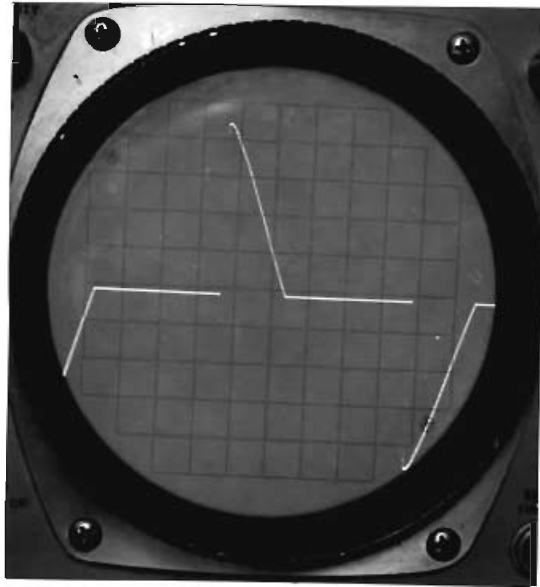


FOTO 9.-

VOLTAJE DE ENTRADA = 160 VOLTIOS.

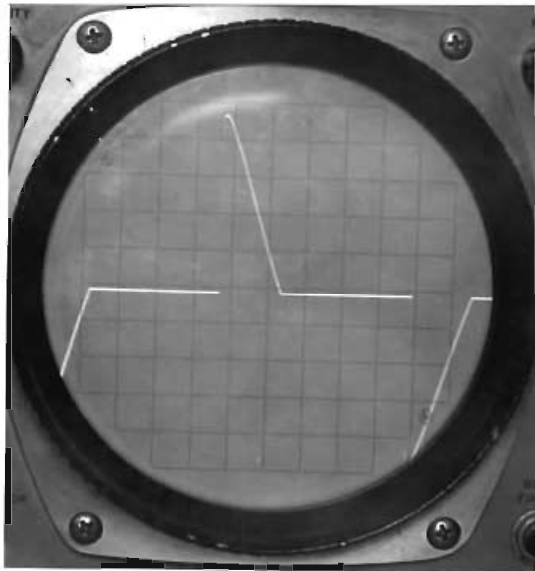


FOTO 10.-

VOLTAJE DE ENTRADA = 180 VOLTIOS.

6.2.a.- ANALISIS DE LOS RESULTADOS.-

Para hacer un análisis más justificado se creyó conveniente graficar en la Computadora con el programa del Apéndice H, las diferentes formas de onda del voltaje en la carga, dependiendo del voltaje de entrada, obteniéndose los resultados siguientes: Fig: (6.4), (6.5), (6.6), (6.7), (6.8), (6.9), (6.10), (6.11), (6.12).

De los gráficos anteriores, tan solo puede tenerse una idea de los resultados experimentales, puesto que en la Computadora al graficar se comete errores de redondeo, ya que no es posible - distinguir la fracción de espacio y el espacio entero. Por ello se creyó conveniente graficar con los programas del Apéndice E y Apéndice F, tanto los datos obtenidos en forma experimental como los - calculados, dichos gráficos se adjuntan en copias reducidas: Fig. (6.13), (6.14).

Analizando los resultados obtenidos, puede anotarse lo siguiente:

Los gráficos de las Fig. (6.2) y (6.3), muestran que el equipo regula con mayor precisión en los tramos finales o sea a voltajes más altos, eso se debe a que para voltajes bajos la compensación es de mayor significado porque la corriente que alimenta en esas condiciones al condensador C_1 , está principalmente provista - por el transistor Q_1 , además es importante anotar que la lectura en el instrumento para los tramos finales resulta muy difícil, - pues no es posible apreciar muy claramente las variaciones.

Del gráfico de la Fig. 6.14, como fundamental comentario puede anotarse que el diseño cumple con lo propuesto porque las - respuestas experimental y teórica, están prácticamente iguales, lo que justifica los criterios escogidos para el diseño.

09.20.30. TOTAL COMPILATION LINE. 00.03.10

CUANDO EL VOLTAJE DE ENTRADA DEL SISTEMA REGULADOR ES TEÓRICAMENTE 74.32 VOLTIOS RMS.

EL TUBERISOR DEBE CONDUCCIR 180.00 GRADOS

SIENDO LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE EN LA CARGA LA SIGUIENTE:

COMITÉ TECNICA NACIONAL

SEN (VT)

100 SE

Fig. 6.4. 601470

CUANDO EL VOLTAJE DE ENTRADA DEL SISTEMA REGULADOR ES EFECTIVAMENTE 77.07 VOLTIOS RMS

EL TIRISTOR DEBE CONDUCCIR 139.00 GRADOS

SIENDO LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE EN LA CARGA LA SIGUIENTE:

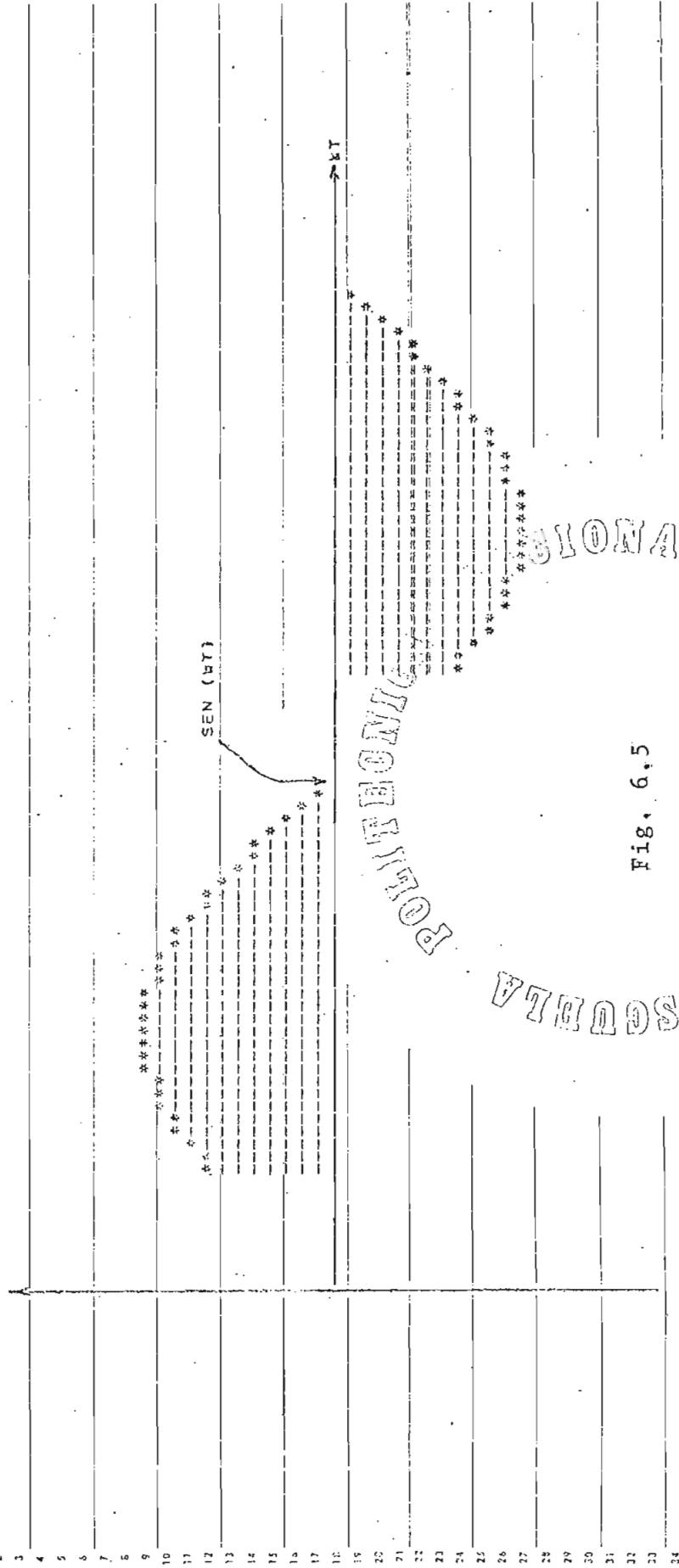


Fig. 6.5

ESCUELA POLITÉCNICA DE GUATEMALA

CUANDO EL VOLTAJE DE ENTRADA DEL SISTEMA REGULARIZADOR ES TEÓRICAMENTE 80.04 VOLTIOS RMS
 EL TRANSISTOR DEBE CONDUCIR 127.50 GRADOS
 SIENDO LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE EN LA CARGA LA SIGUIENTE:

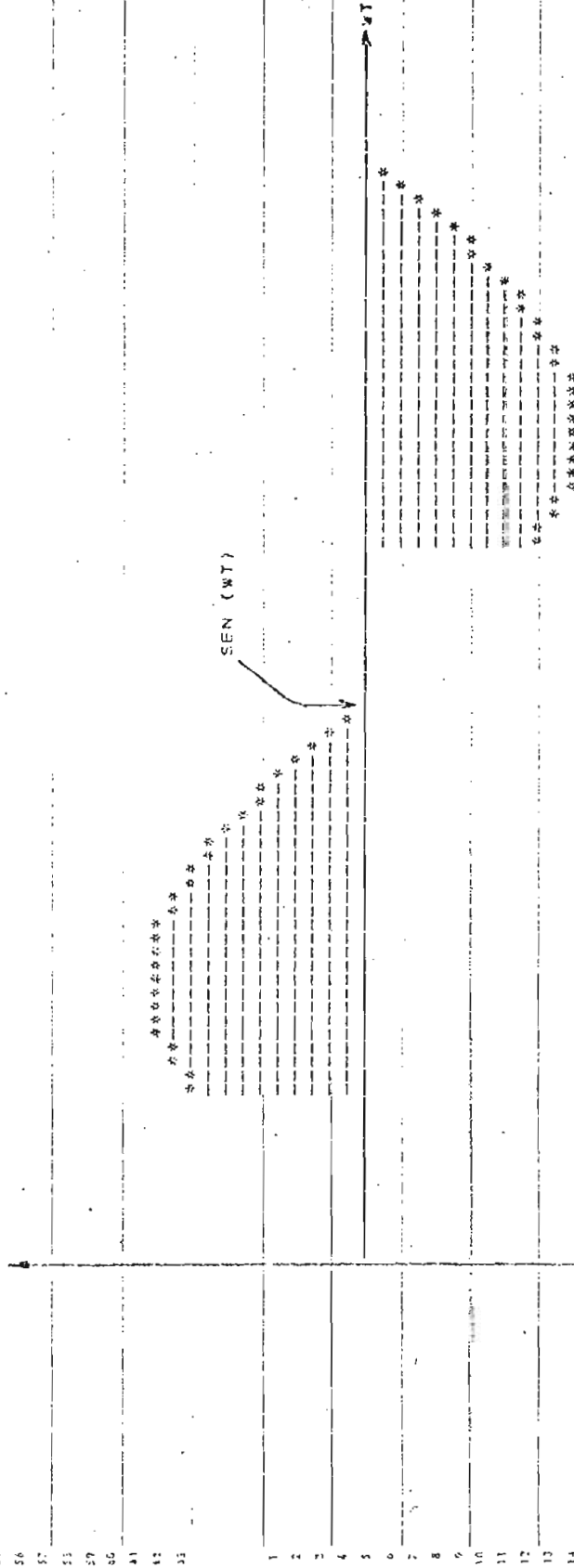


Fig. 6.6

PROCESADO EN LA
 WAC

201104

CUANDO EL VOLTAJE DE ENTRADA DEL SISTEMA REGULADOR ES TEÓRICAMENTE 100.02 VOLTIOS RMS

SE DEBE CONDUCCIÓN 94.70 GRADOS

SIENDO LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE EN LA CARGA LA SIGUIENTE:

SECUENCIA

10N45

SEN (WT)

0.1

1.5

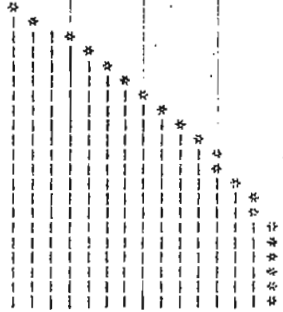


Fig. 6.8

CUANDO EL VOLTAJE DE ENTRADA DEL SISTEMA REGULADOR ES TEÓRICAMENTE 110.10 VOLTIOS RMS
 EL INDICADOR DEBE CONDUCCIÓN 86.00 GRADOS
 SIENDO LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE EN LA CARGA LA SIGUIENTE:

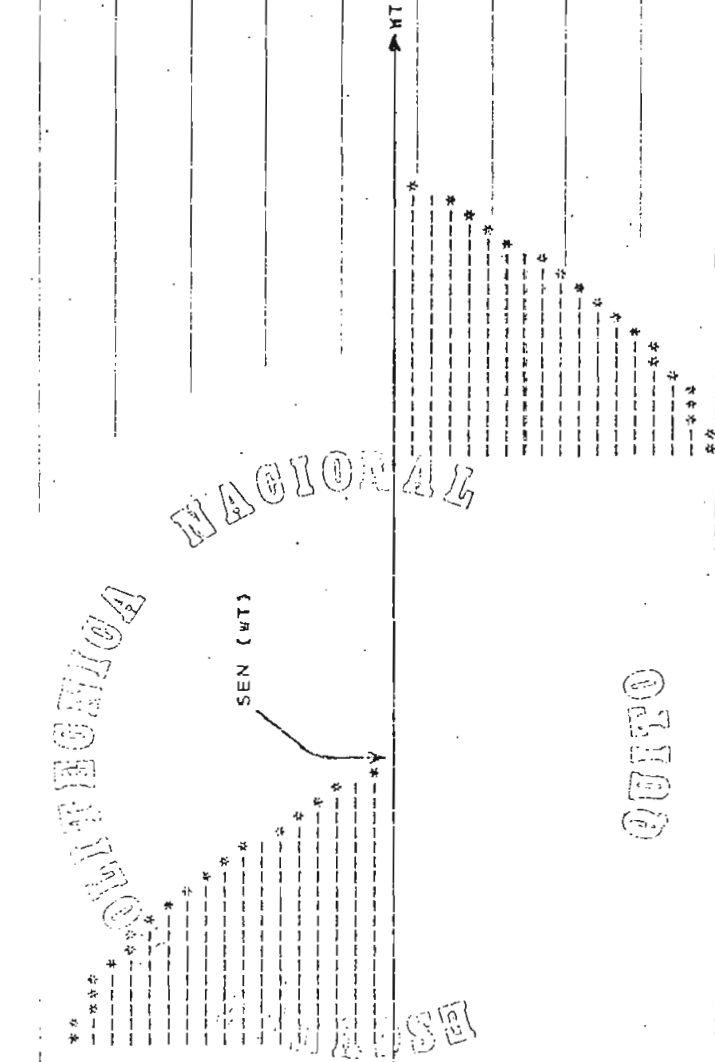


Fig. 6,9

CUANDO EL VOLTAJE DE ENTRADA DEL SISTEMA REGULADOR ES TEÓRICAMENTE 120.00 VOLTIOS RMS

EL INDICADOR DEBE CONDUCCIÓN 79.40 GRADOS

SIENDO LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE EN LA CARGA LA SIGUIENTE:

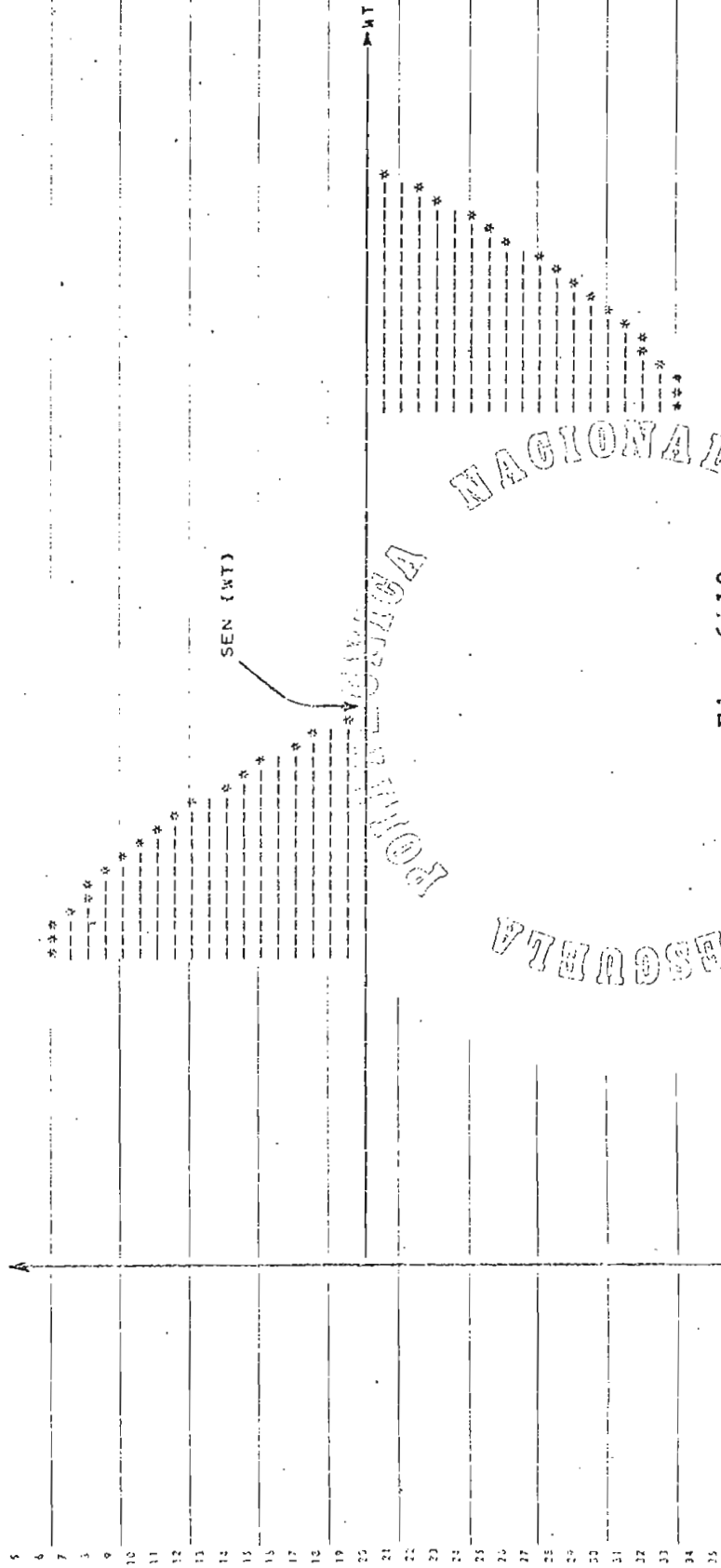


Fig. 6110

QUINTO

CUANDO EL VOLTAJE DE ENTRADA DEL SISTEMA REGULADOR ES TEÓRICAMENTE 128.00 VOLTIOS RMS
 EL TIRISTOR DEBE CONducIR 75.00 GRADOS
 SIENDO LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE EN LA CARGA LA SIGUIENTE:

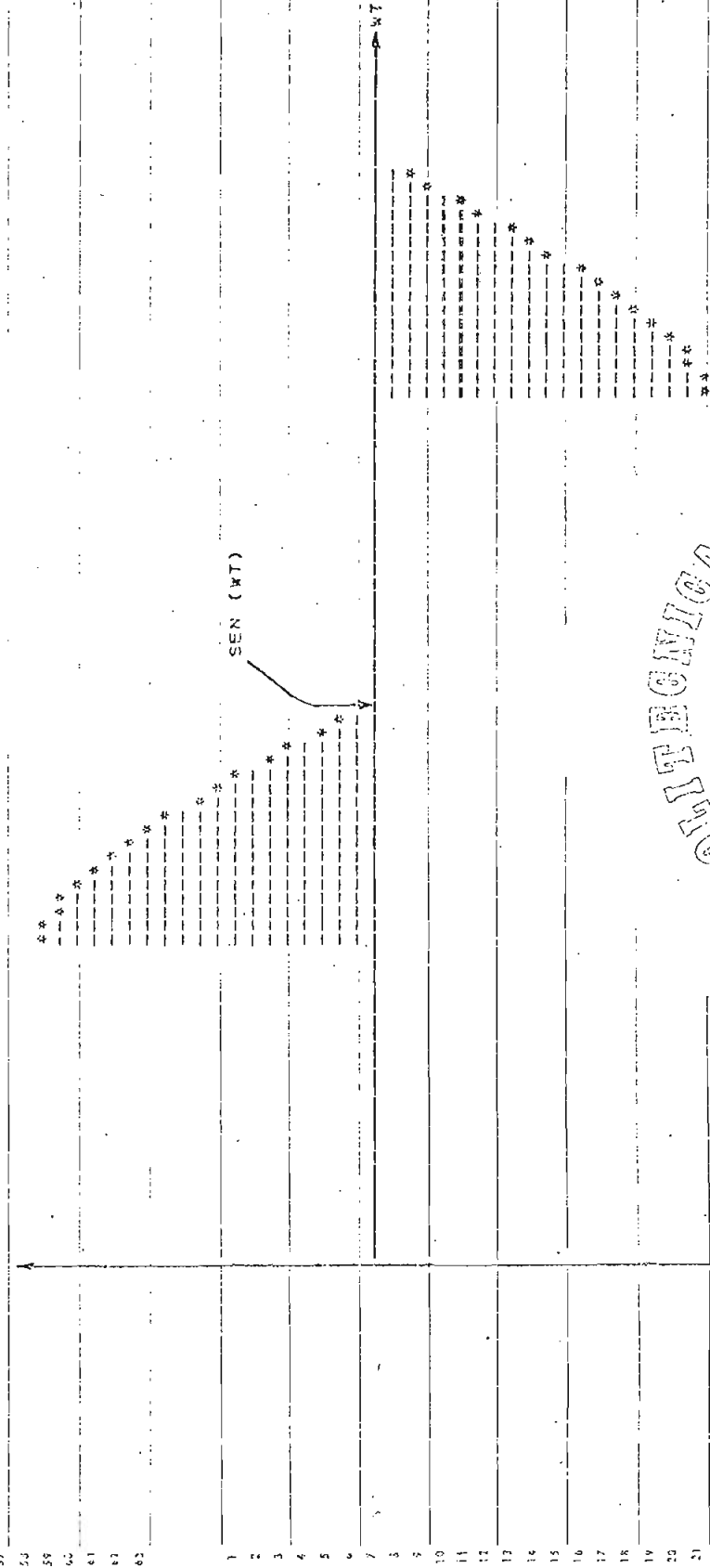


Fig. 6.11

POLITECNICA NA

CUANDO EL VOLTAJE DE ENTRADA DEL SISTEMA REGULADOR ES TEÓRICAMENTE 130.01 VOLTIOS RMS

EL INDICADOR DEBE CONDUCCION 74.00 GRADOS

SIENDO LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE EN LA CARGA LA SIGUIENTE:

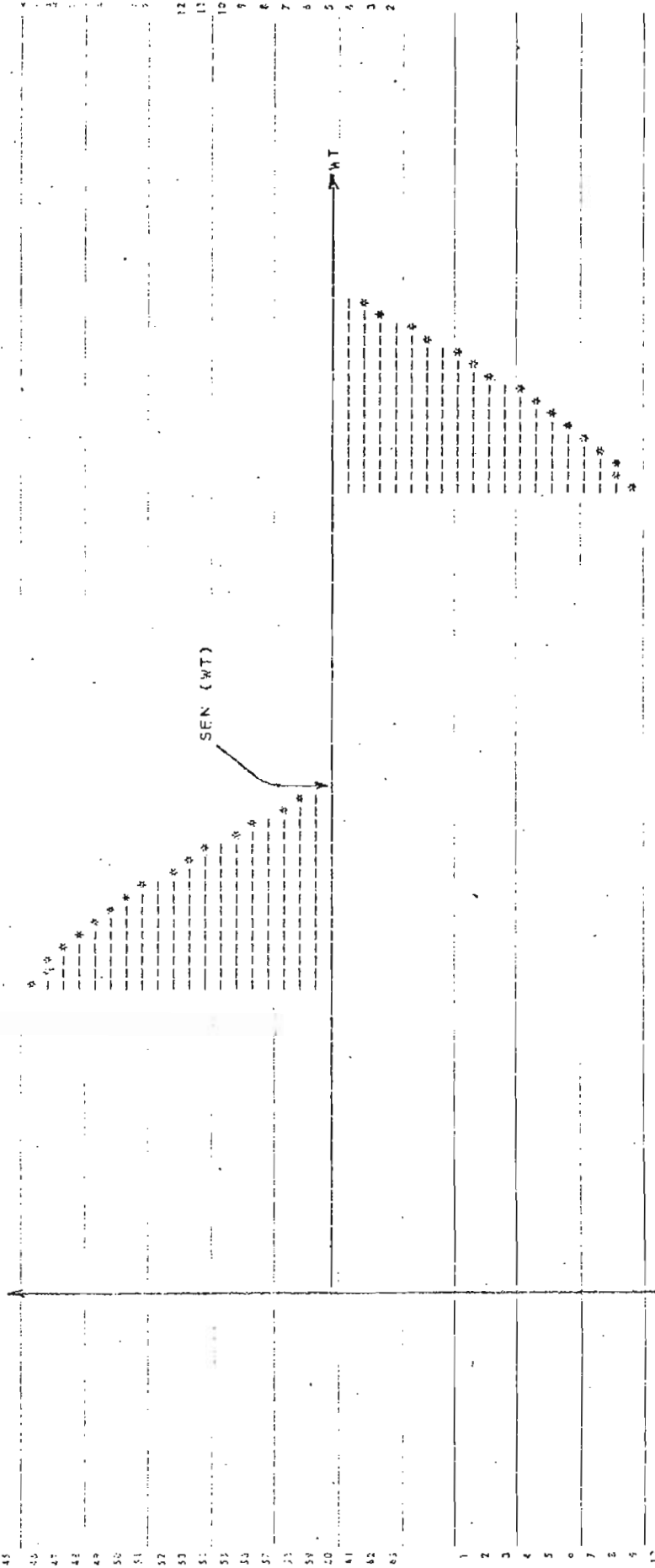


Fig. 6.12

RESPUESTA TEORICA DEL SISTEMA REGULADOR EN FUNCION DEL ANGULO DE CONDUCCION PARA CORRIENTE 100 VOLTIOS RMS A LA SALIDA.

ESTA FIGURA NO SE DEBE CONSIDERAR.

LA RESPUESTA OBTENIDA COINCIDE PRACTICAMENTE CON LA RESPUESTA CALCULADA.

VOLTAJE RMS DE ENTRADA

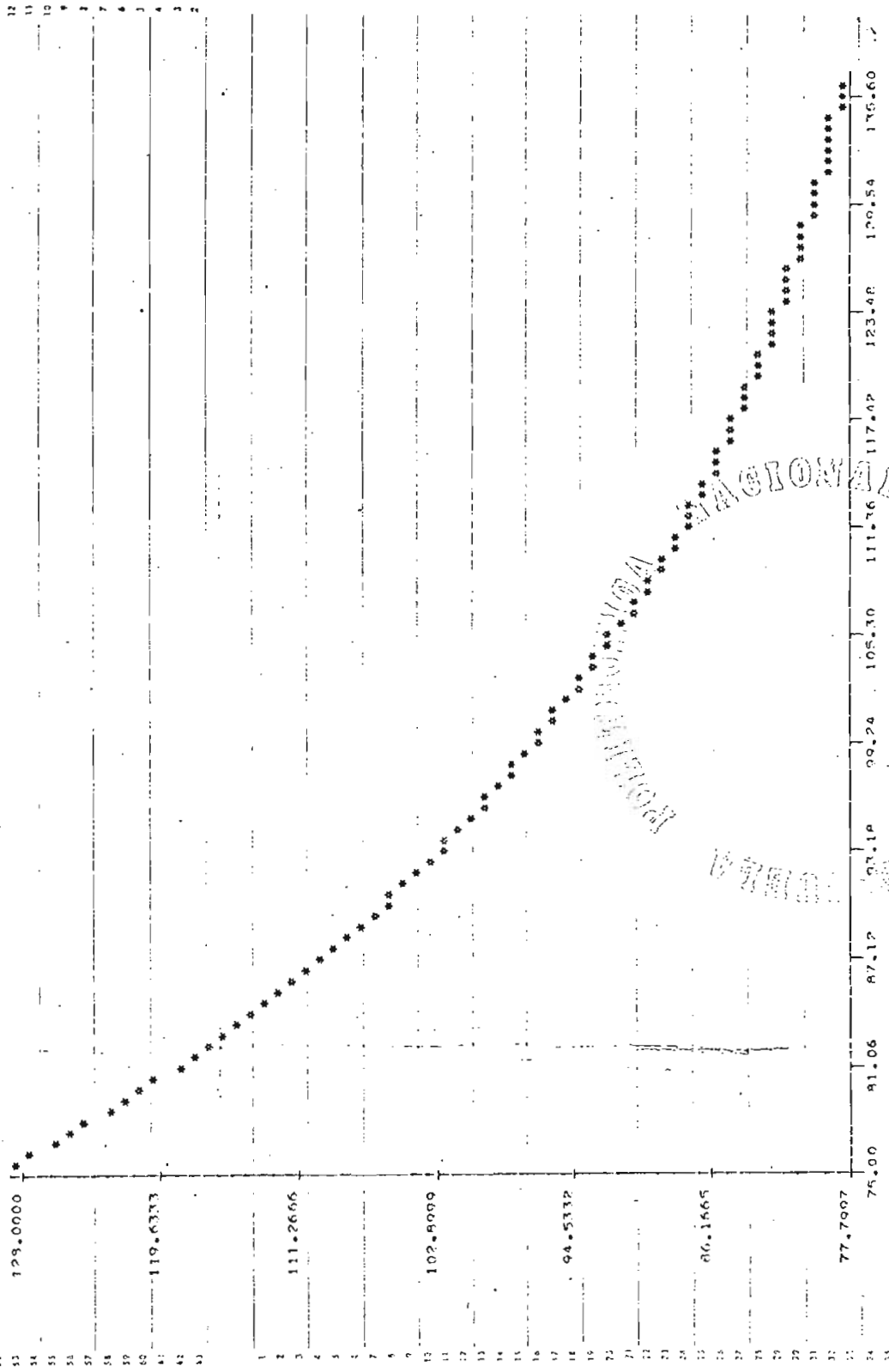


Fig. 6.13

VARIACION DEL VOLTAJE RMS DE ENTRADA EN FUNCION DEL ANGULO DE CONDUCCION DEL INYECTOR

ESTE GRAFICO SE CONSTITUYE:

1.- CON LOS DATOS OBTENIDOS EN FORMAEXPERIMENTAL

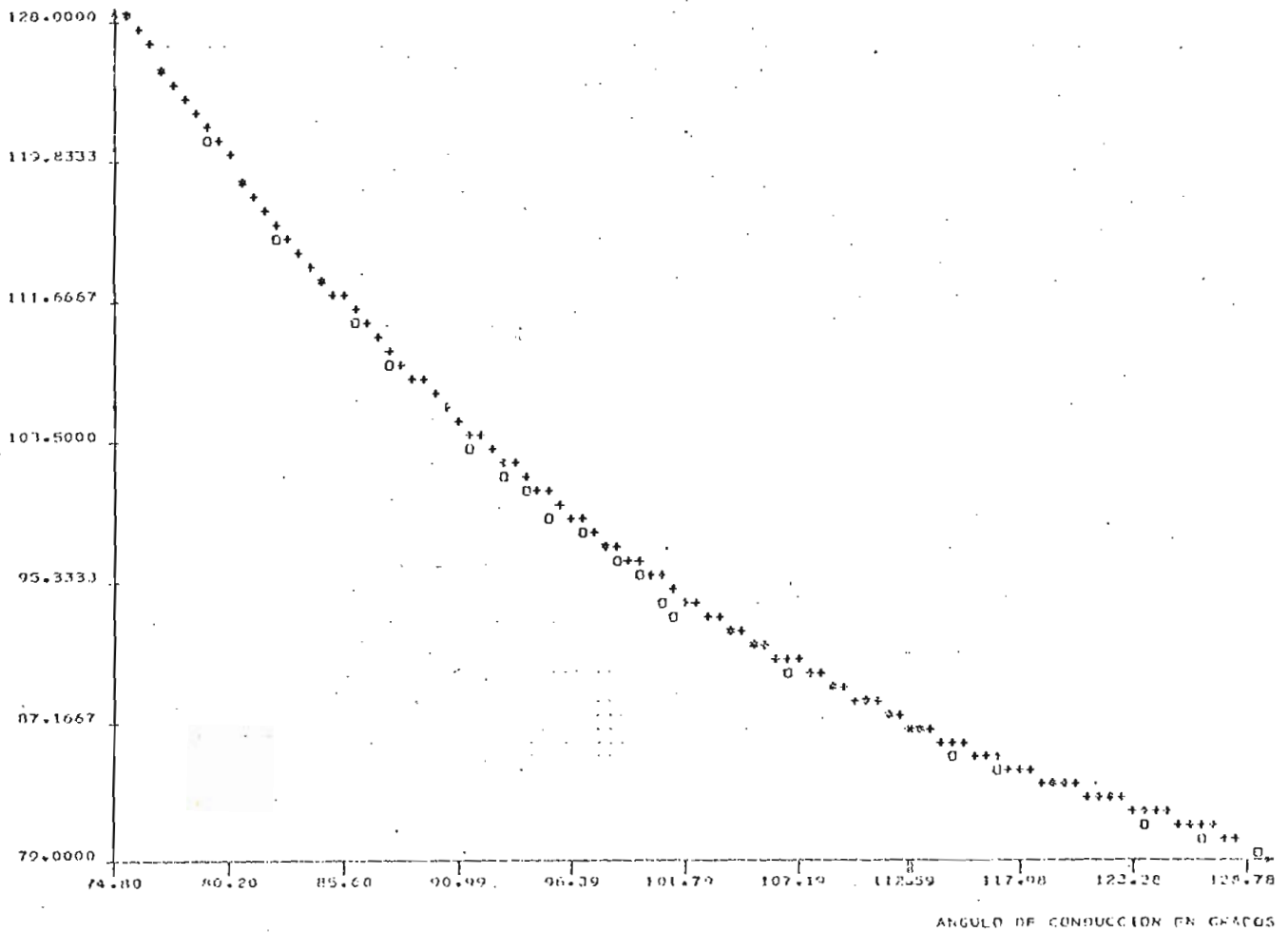
2.- CON LOS DATOS OBTENIDOS EN FORMATEORICA

LA CURVA CON SIGNO '+' CORRESPONDE A LA RESPUESTA EXPERIMENTAL

LA CURVA CON SIGNO '0' CORRESPONDE A LA RESPUESTA CALCULADA

LOS PUNTOS CON SIGNO ASTERISCO CORRESPONDEN A LA INTERSECCION DE LAS DOS CURVAS.

VOLTAJE RMS DE ENTRADA



Fig, 6,14

6.2.b.- CONCLUSIONES.-

De los resultados obtenidos, puede concluirse que el equipo cumple con las especificaciones impuestas; y, es más, el equipo responde en un rango mayor a la entrada con una mínima variación a la salida, razón por la cual concluyo que el método optado para realizar el Control de Fase es el óptimo para este efecto, porque además es el más económico, pues hace uso de elementos fáciles de obtener.

C A P I T U L O V I I

A P E N D I C E S Y B I B L I O G R A F I A


```

27 0052 GO TO 39
28 0053 IF (ARAJC.GT.90.) GO TO 71
29 0054 VALOR=DSORT(3*ACADIAN/(PI*PI*PI))
30 0055 GO TO 39
31 0056 VALOR=(1./DSORT(PI*PI*PI))
32 *RADIAN*(PI-RADIAN)
33 VALOR=DSORT(RADIAN*PI)
34 GO TO 39
35 0057 VALOR=1/(2*DSORT(RADIAN*PI))
36 CONTINUE
37 IF (ARAJC.NE.75.-DR.ARAJOC.NE.86.5.OR.ARAJOC.NE.100.)
38 VAL(IIO,3)=VALOR/DSORT(2.)
39 VAL(IIO,4)=ARAJC
40 VAL(IIO,5)=VALOR
41 VAL(IIO,2)=((0.64*DSORT(5*PI/6-0.5))/DSORT(PI*PI*PI))
42 CONTINUE
43 VALOR=100./VALOR
44 GC TO (16,19),VA
45 IF (VALOR.GT.YMAX) YMAX=VALOR
46 GO TO 19
47 CC 20 NAR=1.100
48 VECTOR(INA)=BLANCO
49 K=(VALOR/YMAX)*0.5
50 KPA=K-1
51 IF (KOA.LY.1) GO TO 21
52 DO 22 KPR=1,KPA,2
53 VECTOR(KPR)=PUNTO
54 VECTOR(KPR+1)=NRAYA
55 IF (K.LE.0) GO TO 23
56 VECTOR(K)=ASIER
57 WRITE(3,24)ARAJC,VECTOR(J),J=1,100)
58 IF (ARAJC.LT.ALTO) GO TO 25
59 IF (MA.EQ.2) GO TO 15
60 CC 26 JAB=1.5
61 VECTOR(JA)=(YMAX/5)*JA
62 WRITE(3,28)(VECTOR(J),J=1,5)
63 ARAJ=ARAJC-VARIAC
64 IF (INDI.EQ.3) GO TO 40
65 WRITE(3,75)
66 DO 80 I=1,3
67 WRITE(3,74)(VAL(I,J),J=1,4)
68 ENO
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83

```

QUITO

[illegible]

[illegible]

LOAD = 4

02 X 130

LIST YES

1 7 6 7 2 2 1 2

A. PONER LOS CATOS EN EL ORDEN SIGUIENTE:

NUMERO DE CURVAS (195)
TITULO DE LA CURVA
NOMBRE DEL EJE X, NOMBRE DEL EJE Y
DATOS NUMERICOS DE LA FORMA (X,Y).

FCNNAT(11)
FCNNAT(SQAL)
FCNNAT(//5X, 120A1/1H+54X, 120A1)
FCNNAT(//140, 20A1//)

```

FORMAT('P5.4')
FORMAT('P')
FORMAT('3.3')
FORMAT('5X')
FORMAT('5X', '4.1')
FORMAT('1H', '15X', '10Y')
FORMAT('10Y')

```

```

PEAC(1,1)INDI
00 00 NJT=1,INDI
WGIF(7,7)
DATA M0AT0/0161K, * /,WAS/,* /,MA

```

[illegible]

```

DO 11 NANE=1,10
  DO 11 NANO=1,120
    MATIULO(NAN,NANO)=LANCO
    KITIULO(NAN,NANO)=LANCO
  CONTINUE
Y=2480

```

```

READ(1,2)(NITULC(M+J),J=1,90)
DO 12 NAL=1,90
  IF(NITULC(M+NA).CO.LANCEC.AND.NIT
  IF(NITULC(M+NA).NE.MASTER) GO TO
  IMPO=IMPO + 1
  MD(1,90)=NA+MD(2,

```

```
NCWP=NCWP+NN(IMPQ)+1
CONTINUE
```

```

0036 IF(IMPO.EQ.0)GO TO 11
0037 GO TO 14
0038 INFO=IMPO+1
0039 NC(IYD)=NA+N-1-NOMP
0040 NCU=1
0041 DO 15 NE=NH,IMPO
0042 NF=(120-ND(NF))/2
0043 NZ=NC(NF)
0044 DO 15 NC=1,NZ
0045 MVA=MPA+1
0046 IF(NITULO(MVA)-EQ.MASTER) GO TO 15
0047 MITULO(MF,NF+NG)=NITULO(MVA)
0048 IF(MITULO(MF,NF+NG).NE.LANCO)KITULO(MF,NF+NG)=N
0049 CONTINUE
0050 DO 16 NE=NH,IMPO
0051 WRITE(3,3)((MITULO(N,J),J=1,120),(KITULO(N,J),J=1,120))
0052 NHE=+1
0053 IF(NDD.EQ.0) GO TO 11
0054 CALL HORE(JITULO)
0055 WRITE(3,4)((JITULO(J),J=41,70)
0056 READ(1,6)N
0057 READ(1,5)((DATO(1,J),DATO(2,J),J=1,N)
0058 DO 17 M=1,2
0059 AMIN(M)=1000000
0060 AMAX(M)=-1000000
0061 DO 17 K=1,N
0062 IF(DATO(M,K).GT.AMAX(M))AMAX(M)=DATO(M,K)
0063 IF(DATO(M,K).LT.AMIN(M))AMIN(M)=DATO(M,K)
0064 CONTINUE
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100
101
102
103
104
105
106
107
108
109
110
111
112
113
114
115
116
117
118
119
120
121
122
123
124
125
126
127
128
129
130
131
132
133
134
135
136
137
138
139
140
141
142
143
144
145
146
147
148
149
150
151
152
153
154
155
156
157
158
159
160
161
162
163
164
165
166
167
168
169
170
171
172
173
174
175
176
177
178
179
180
181
182
183
184
185
186
187
188
189
190
191
192
193
194
195
196
197
198
199
200
201
202
203
204
205
206
207
208
209
210
211
212
213
214
215
216
217
218
219
220
221
222
223
224
225
226
227
228
229
230
231
232
233
234
235
236
237
238
239
240
241
242
243
244
245
246
247
248
249
250
251
252
253
254
255
256
257
258
259
260
261
262
263
264
265
266
267
268
269
270
271
272
273
274
275
276
277
278
279
280
281
282
283
284
285
286
287
288
289
290
291
292
293
294
295
296
297
298
299
300
301
302
303
304
305
306
307
308
309
310
311
312
313
314
315
316
317
318
319
320
321
322
323
324
325
326
327
328
329
330
331
332
333
334
335
336
337
338
339
340
341
342
343
344
345
346
347
348
349
350
351
352
353
354
355
356
357
358
359
360
361
362
363
364
365
366
367
368
369
370
371
372
373
374
375
376
377
378
379
380
381
382
383
384
385
386
387
388
389
390
391
392
393
394
395
396
397
398
399
400
401
402
403
404
405
406
407
408
409
410
411
412
413
414
415
416
417
418
419
420
421
422
423
424
425
426
427
428
429
430
431
432
433
434
435
436
437
438
439
440
441
442
443
444
445
446
447
448
449
450
451
452
453
454
455
456
457
458
459
460
461
462
463
464
465
466
467
468
469
470
471
472
473
474
475
476
477
478
479
480
481
482
483
484
485
486
487
488
489
490
491
492
493
494
495
496
497
498
499
500
501
502
503
504
505
506
507
508
509
510
511
512
513
514
515
516
517
518
519
520
521
522
523
524
525
526
527
528
529
530
531
532
533
534
535
536
537
538
539
540
541
542
543
544
545
546
547
548
549
550
551
552
553
554
555
556
557
558
559
560
561
562
563
564
565
566
567
568
569
570
571
572
573
574
575
576
577
578
579
580
581
582
583
584
585
586
587
588
589
590
591
592
593
594
595
596
597
598
599
600
601
602
603
604
605
606
607
608
609
610
611
612
613
614
615
616
617
618
619
620
621
622
623
624
625
626
627
628
629
630
631
632
633
634
635
636
637
638
639
640
641
642
643
644
645
646
647
648
649
650
651
652
653
654
655
656
657
658
659
660
661
662
663
664
665
666
667
668
669
670
671
672
673
674
675
676
677
678
679
680
681
682
683
684
685
686
687
688
689
690
691
692
693
694
695
696
697
698
699
700
701
702
703
704
705
706
707
708
709
710
711
712
713
714
715
716
717
718
719
720
721
722
723
724
725
726
727
728
729
730
731
732
733
734
735
736
737
738
739
740
741
742
743
744
745
746
747
748
749
750
751
752
753
754
755
756
757
758
759
760
761
762
763
764
765
766
767
768
769
770
771
772
773
774
775
776
777
778
779
780
781
782
783
784
785
786
787
788
789
790
791
792
793
794
795
796
797
798
799
800
801
802
803
804
805
806
807
808
809
810
811
812
813
814
815
816
817
818
819
820
821
822
823
824
825
826
827
828
829
830
831
832
833
834
835
836
837
838
839
840
841
842
843
844
845
846
847
848
849
850
851
852
853
854
855
856
857
858
859
860
861
862
863
864
865
866
867
868
869
870
871
872
873
874
875
876
877
878
879
880
881
882
883
884
885
886
887
888
889
890
891
892
893
894
895
896
897
898
899
900
901
902
903
904
905
906
907
908
909
910
911
912
913
914
915
916
917
918
919
920
921
922
923
924
925
926
927
928
929
930
931
932
933
934
935
936
937
938
939
940
941
942
943
944
945
946
947
948
949
950
951
952
953
954
955
956
957
958
959
960
961
962
963
964
965
966
967
968
969
970
971
972
973
974
975
976
977
978
979
980
981
982
983
984
985
986
987
988
989
990
991
992
993
994
995
996
997
998
999
1000

```

COPY 10/10/10

Q1

```

1  DDS FORTRAN IV 360N-FO-479 3-8      HOME      DATE 11/24/72
2  0001      SURROUTINE HOWE(ITULO)
3  0002      DIMENSION ITULO(120)
4  0003      DATA IANCO,/,/,
5  0004      REAC(1,22)( ITULO(J),J=1,80)
6  0005      DO 26 MASTER=1,2
7  0006      CC 24 MASTER=41,70
8  0007      IF (MASTER.EQ.2)GO TO 23
9  0008      IF( ITULO(MASTER).EQ.IANCO.AND. ITULO(MASTER).EQ.IANCO)
10 0009      *GO TO 25
11 0010      GO TO 24
12 0011      MASTER=MASTER-1
13 0012      MAG=MAG-1
14 0013      IF (MAG.LI.41)GO TO 26
15 0014      ITULO(MASTER)=ITULO(MAG)
16 0015      ITULC(MAG)=IANCO
17 0016      CONTINUE
18 0017      MASTER=MASTER+1)/2
19 0018      MAG=MASTER
20 0019      CONTINUE
21 0020      FORMAT(80A1)
22 0021      RETURN
23 0022      END

```

FOOTNOTES

[illegible]

```

0048      GO TO 39
0049      IF (ABAJ0.GT.90.)GO TO 70
0050      VAL09=DSORT(14*PI*(RADIAN*PI*PI)/(3*PI*PI))
0051      GO TO 39
0052      VAL09=DSORT(11/3*(4/3.)*PI)
0053      GO TO 39
0054      IF (ABAJ0.GT.90.)GO TO 71
0055      VAL09=DSORT(3*PI*(PI*PI*PI))
0056      GO TO 39
0057      VAL09=(1./DSORT(PI*(PI*PI)))
0058      *PI*(PI*(PI-RADIAN)*2)/DSORT(PI*(PI*PI))
0059      *RADIAN*(PI-RADIAN))
0060      GO TO 39
0061      VAL09=DSORT(RADIAN/PI)
0062      GO TO 39
0063      VAL09=1/(2*DSORT(RADIAN*PI))
0064      CONTINUE
0065      VAL09=100./VAL09
0066      IF (VAL09.GT.YMAX)YMAX=VAL09
0067      GO TO 19
0068      DO 20 NAD=1,100
0069      VECTOR(NAD)=BLANKO
0070      IF (ABAJ0.EQ.75.)OR (ABAJ0.EQ.86.5)OR (ABAJ0.EQ.90.)
0071      GO TO 77
0072      IT0=IT0+1
0073      VAL(IT0,3)=VAL09/DSORT(2.)
0074      VAL(IT0,1)=ABAJ0
0075      VAL(IT0,4)=VAL09
0076      VAL(IT0,2)=(0.74*DSORT(5.*PI/6.-0.5))/DSORT(
0077      CENTINUE
0078      K=(VAL09/YMAX)*99+1.5
0079      KPA=K-1
0080      IF (KPA.LT.1)GO TO 21
0081      DO 22 K00=1,KPA,2
0082      VECTOR(K00)=ENRAYA
0083      VECTOR(K00+1)=ENRAYA
0084      IF (K.LT.9)GO TO 23
0085      VECTOR(K)=ASIFR
0086      WRITE(3,24)ABAJ0,(VECTOR(J),J=1,100)
0087      IF (ABAJ0.LT.1)GO TO 25
0088      IF (ABAJ0.GT.1)GO TO 15
0089      DO 26 J=1,5
0090      VECTOR(JA)=(YMAX/5)*JA
0091      WRITE(3,28)(VECTOR(J),J=1,5)
0092      ABAJ0=ABAJ0-VARTAC
0093      IF (INDI.EQ.0)GO TO 40
0094      WRITE(3,75)
0095      DO 30 I=1,3
0096      WRITE(3,74)(VAL(I,J),J=1,4)
0097      WRITE(3,81)
0098      FORMAT(14,31X,56(1,1))
0099      WRITE(3,200)IT0
0100      FORMAT(5(1,10X,13)
0101      END

```

```

0001      INTEGER A,BLANCO,ASTER
0002      DIMENSION LETRA(9,271),NOMBRE(30,130),A(42)
0003      DIMENSION NLETRA(120),PLETRA(150)
0004      DIMENSION NUMER(9,109),N(11),IMP(40)
0005      DATA N(1),1,1,N(2),2,2,N(3),3,3,N(4),4,4,N(5),5,5,N(6),6,6,N(7),7,7,N(8),8,8,N(9),9,9,N(10),10,10,N(11),11,11,N(12),12,12,N(13),13,13,N(14),14,14,N(15),15,15,N(16),16,16,N(17),17,17,N(18),18,18,N(19),19,19,N(20),20,20,N(21),21,21,N(22),22,22,N(23),23,23,N(24),24,24,N(25),25,25,N(26),26,26,N(27),27,27,N(28),28,28,N(29),29,29,N(30),30,30,N(31),31,31,N(32),32,32,N(33),33,33,N(34),34,34,N(35),35,35,N(36),36,36,N(37),37,37,N(38),38,38,N(39),39,39,N(40),40,40,N(41),41,41,N(42),42,42,N(43),43,43,N(44),44,44,N(45),45,45,N(46),46,46,N(47),47,47,N(48),48,48,N(49),49,49,N(50),50,50,N(51),51,51,N(52),52,52,N(53),53,53,N(54),54,54,N(55),55,55,N(56),56,56,N(57),57,57,N(58),58,58,N(59),59,59,N(60),60,60,N(61),61,61,N(62),62,62,N(63),63,63,N(64),64,64,N(65),65,65,N(66),66,66,N(67),67,67,N(68),68,68,N(69),69,69,N(70),70,70,N(71),71,71,N(72),72,72,N(73),73,73,N(74),74,74,N(75),75,75,N(76),76,76,N(77),77,77,N(78),78,78,N(79),79,79,N(80),80,80,N(81),81,81,N(82),82,82,N(83),83,83,N(84),84,84,N(85),85,85,N(86),86,86,N(87),87,87,N(88),88,88,N(89),89,89,N(90),90,90,N(91),91,91,N(92),92,92,N(93),93,93,N(94),94,94,N(95),95,95,N(96),96,96,N(97),97,97,N(98),98,98,N(99),99,99,N(100),100,100,N(101),101,101,N(102),102,102,N(103),103,103,N(104),104,104,N(105),105,105,N(106),106,106,N(107),107,107,N(108),108,108,N(109),109,109,N(110),110,110,N(111),111,111,N(112),112,112,N(113),113,113,N(114),114,114,N(115),115,115,N(116),116,116,N(117),117,117,N(118),118,118,N(119),119,119,N(120),120,120,N(121),121,121,N(122),122,122,N(123),123,123,N(124),124,124,N(125),125,125,N(126),126,126,N(127),127,127,N(128),128,128,N(129),129,129,N(130),130,130,N(131),131,131,N(132),132,132,N(133),133,133,N(134),134,134,N(135),135,135,N(136),136,136,N(137),137,137,N(138),138,138,N(139),139,139,N(140),140,140,N(141),141,141,N(142),142,142,N(143),143,143,N(144),144,144,N(145),145,145,N(146),146,146,N(147),147,147,N(148),148,148,N(149),149,149,N(150),150,150,N(151),151,151,N(152),152,152,N(153),153,153,N(154),154,154,N(155),155,155,N(156),156,156,N(157),157,157,N(158),158,158,N(159),159,159,N(160),160,160,N(161),161,161,N(162),162,162,N(163),163,163,N(164),164,164,N(165),165,165,N(166),166,166,N(167),167,167,N(168),168,168,N(169),169,169,N(170),170,170,N(171),171,171,N(172),172,172,N(173),173,173,N(174),174,174,N(175),175,175,N(176),176,176,N(177),177,177,N(178),178,178,N(179),179,179,N(180),180,180,N(181),181,181,N(182),182,182,N(183),183,183,N(184),184,184,N(185),185,185,N(186),186,186,N(187),187,187,N(188),188,188,N(189),189,189,N(190),190,190,N(191),191,191,N(192),192,192,N(193),193,193,N(194),194,194,N(195),195,195,N(196),196,196,N(197),197,197,N(198),198,198,N(199),199,199,N(200),200,200,N(201),201,201,N(202),202,202,N(203),203,203,N(204),204,204,N(205),205,205,N(206),206,206,N(207),207,207,N(208),208,208,N(209),209,209,N(210),210,210,N(211),211,211,N(212),212,212,N(213),213,213,N(214),214,214,N(215),215,215,N(216),216,216,N(217),217,217,N(218),218,218,N(219),219,219,N(220),220,220,N(221),221,221,N(222),222,222,N(223),223,223,N(224),224,224,N(225),225,225,N(226),226,226,N(227),227,227,N(228),228,228,N(229),229,229,N(230),230,230,N(231),231,231,N(232),232,232,N(233),233,233,N(234),234,234,N(235),235,235,N(236),236,236,N(237),237,237,N(238),238,238,N(239),239,239,N(240),240,240,N(241),241,241,N(242),242,242,N(243),243,243,N(244),244,244,N(245),245,245,N(246),246,246,N(247),247,247,N(248),248,248,N(249),249,249,N(250),250,250,N(251),251,251,N(252),252,252,N(253),253,253,N(254),254,254,N(255),255,255,N(256),256,256,N(257),257,257,N(258),258,258,N(259),259,259,N(260),260,260,N(261),261,261,N(262),262,262,N(263),263,263,N(264),264,264,N(265),265,265,N(266),266,266,N(267),267,267,N(268),268,268,N(269),269,269,N(270),270,270,N(271),271,271,N(272),272,272,N(273),273,273,N(274),274,274,N(275),275,275,N(276),276,276,N(277),277,277,N(278),278,278,N(279),279,279,N(280),280,280,N(281),281,281,N(282),282,282,N(283),283,283,N(284),284,284,N(285),285,285,N(286),286,286,N(287),287,287,N(288),288,288,N(289),289,289,N(290),290,290,N(291),291,291,N(292),292,292,N(293),293,293,N(294),294,294,N(295),295,295,N(296),296,296,N(297),297,297,N(298),298,298,N(299),299,299,N(300),300,300,N(301),301,301,N(302),302,302,N(303),303,303,N(304),304,304,N(305),305,305,N(306),306,306,N(307),307,307,N(308),308,308,N(309),309,309,N(310),310,310,N(311),311,311,N(312),312,312,N(313),313,313,N(314),314,314,N(315),315,315,N(316),316,316,N(317),317,317,N(318),318,318,N(319),319,319,N(320),320,320,N(321),321,321,N(322),322,322,N(323),323,323,N(324),324,324,N(325),325,325,N(326),326,326,N(327),327,327,N(328),328,328,N(329),329,329,N(330),330,330,N(331),331,331,N(332),332,332,N(333),333,333,N(334),334,334,N(335),335,335,N(336),336,336,N(337),337,337,N(338),338,338,N(339),339,339,N(340),340,340,N(341),341,341,N(342),342,342,N(343),343,343,N(344),344,344,N(345),345,345,N(346),346,346,N(347),347,347,N(348),348,348,N(349),349,349,N(350),350,350,N(351),351,351,N(352),352,352,N(353),353,353,N(354),354,354,N(355),355,355,N(356),356,356,N(357),357,357,N(358),358,358,N(359),359,359,N(360),360,360,N(361),361,361,N(362),362,362,N(363),363,363,N(364),364,364,N(365),365,365,N(366),366,366,N(367),367,367,N(368),368,368,N(369),369,369,N(370),370,370,N(371),371,371,N(372),372,372,N(373),373,373,N(374),374,374,N(375),375,375,N(376),376,376,N(377),377,377,N(378),378,378,N(379),379,379,N(380),380,380,N(381),381,381,N(382),382,382,N(383),383,383,N(384),384,384,N(385),385,385,N(386),386,386,N(387),387,387,N(388),388,388,N(389),389,389,N(390),390,390,N(391),391,391,N(392),392,392,N(393),393,393,N(394),394,394,N(395),395,395,N(396),396,396,N(397),397,397,N(398),398,398,N(399),399,399,N(400),400,400,N(401),401,401,N(402),402,402,N(403),403,403,N(404),404,404,N(405),405,405,N(406),406,406,N(407),407,407,N(408),408,408,N(409),409,409,N(410),410,410,N(411),411,411,N(412),412,412,N(413),413,413,N(414),414,414,N(415),415,415,N(416),416,416,N(417),417,417,N(418),418,418,N(419),419,419,N(420),420,420,N(421),421,421,N(422),422,422,N(423),423,423,N(424),424,424,N(425),425,425,N(426),426,426,N(427),427,427,N(428),428,428,N(429),429,429,N(430),430,430,N(431),431,431,N(432),432,432,N(433),433,433,N(434),434,434,N(435),435,435,N(436),436,436,N(437),437,437,N(438),438,438,N(439),439,439,N(440),440,440,N(441),441,441,N(442),442,442,N(443),443,443,N(444),444,444,N(445),445,445,N(446),446,446,N(447),447,447,N(448),448,448,N(449),449,449,N(450),450,450,N(451),451,451,N(452),452,452,N(453),453,453,N(454),454,454,N(455),455,455,N(456),456,456,N(457),457,457,N(458),458,458,N(459),459,459,N(460),460,460,N(461),461,461,N(462),462,462,N(463),463,463,N(464),464,464,N(465),465,465,N(466),466,466,N(467),467,467,N(468),468,468,N(469),469,469,N(470),470,470,N(471),471,471,N(472),472,472,N(473),473,473,N(474),474,474,N(475),475,475,N(476),476,476,N(477),477,477,N(478),478,478,N(479),479,479,N(480),480,480,N(481),481,481,N(482),482,482,N(483),483,483,N(484),484,484,N(485),485,485,N(486),486,486,N(487),487,487,N(488),488,488,N(489),489,489,N(490),490,490,N(491),491,491,N(492),492,492,N(493),493,493,N(494),494,494,N(495),495,495,N(496),496,496,N(497),497,497,N(498),498,498,N(499),499,499,N(500),500,500,N(501),501,501,N(502),502,502,N(503),503,503,N(504),504,504,N(505),505,505,N(506),506,506,N(507),507,507,N(508),508,508,N(509),509,509,N(510),510,510,N(511),511,511,N(512),512,512,N(513),513,513,N(514),514,514,N(515),515,515,N(516),516,516,N(517),517,517,N(518),518,518,N(519),519,519,N(520),520,520,N(521),521,521,N(522),522,522,N(523),523,523,N(524),524,524,N(525),525,525,N(526),526,526,N(527),527,527,N(528),528,528,N(529),529,529,N(530),530,530,N(531),531,531,N(532),532,532,N(533),533,533,N(534),534,534,N(535),535,535,N(536),536,536,N(537),537,537,N(538),538,538,N(539),539,539,N(540),540,540,N(541),541,541,N(542),542,542,N(543),543,543,N(544),544,544,N(545),545,545,N(546),546,546,N(547),547,547,N(548),548,548,N(549),549,549,N(550),550,550,N(551),551,551,N(552),552,552,N(553),553,553,N(554),554,554,N(555),555,555,N(556),556,556,N(557),557,557,N(558),558,558,N(559),559,559,N(560),560,560,N(561),561,561,N(562),562,562,N(563),563,563,N(564),564,564,N(565),565,565,N(566),566,566,N(567),567,567,N(568),568,568,N(569),569,569,N(570),570,570,N(571),571,571,N(572),572,572,N(573),573,573,N(574),574,574,N(575),575,575,N(576),576,576,N(577),577,577,N(578),578,578,N(579),579,579,N(580),580,580,N(581),581,581,N(582),582,582,N(583),583,583,N(584),584,584,N(585),585,585,N(586),586,586,N(587),587,587,N(588),588,588,N(589),589,589,N(590),590,590,N(591),591,591,N(592),592,592,N(593),593,593,N(594),594,594,N(595),595,595,N(596),596,596,N(597),597,597,N(598),598,598,N(599),599,599,N(600),600,600,N(601),601,601,N(602),602,602,N(603),603,603,N(604),604,604,N(605),605,605,N(606),606,606,N(607),607,607,N(608),608,608,N(609),609,609,N(610),610,610,N(611),611,611,N(612),612,612,N(613),613,613,N(614),614,614,N(615),615,615,N(616),616,616,N(617),617,617,N(618),618,618,N(619),619,619,N(620),620,620,N(621),621,621,N(622),622,622,N(623),623,623,N(624),624,624,N(625),625,625,N(626),626,626,N(627),627,627,N(628),628,628,N(629),629,629,N(630),630,630,N(631),631,631,N(632),632,632,N(633),633,633,N(634),634,634,N(635),635,635,N(636),636,636,N(637),637,637,N(638),638,638,N(639),639,639,N(640),640,640,N(641),641,641,N(642),642,642,N(643),643,643,N(644),644,644,N(645),645,645,N(646),646,646,N(647),647,647,N(648),648,648,N(649),649,649,N(650),650,650,N(651),651,651,N(652),652,652,N(653),653,653,N(654),654,654,N(655),655,655,N(656),656,656,N(657),657,657,N(658),658,658,N(659),659,659,N(660),660,660,N(661),661,661,N(662),662,662,N(663),663,663,N(664),664,664,N(665),665,665,N(666),666,666,N(667),667,667,N(668),668,668,N(669),669,669,N(670),670,670,N(671),671,671,N(672),672,672,N(673),673,673,N(674),674,674,N(675),675,675,N(676),676,676,N(677),677,677,N(678),678,678,N(679),679,679,N(680),680,680,N(681),681,681,N(682),682,682,N(683),683,683,N(684),684,684,N(685),685,685,N(686),686,686,N(687),687,687,N(688),688,688,N(689),689,689,N(690),690,690,N(691),691,691,N(692),692,692,N(693),693,693,N(694),694,694,N(695),695,695,N(696),696,696,N(697),697,697,N(698),698,698,N(699),699,699,N(700),700,700,N(701),701,701,N(702),702,702,N(703),703,703,N(704),704,704,N(705),705,705,N(706),706,706,N(707),707,707,N(708),708,708,N(709),709,709,N(710),710,710,N(711),711,711,N(712),712,712,N(713),713,713,N(714),714,714,N(715),715,715,N(716),716,716,N(717),717,717,N(718),718,718,N(719),719,719,N(720),720,720,N(721),721,721,N(722),722,722,N(723),723,723,N(724),724,724,N(725),725,725,N(726),726,726,N(727),727,727,N(728),728,728,N(729),729,729,N(730),730,730,N(731),731,731,N(732),732,732,N(733),733,733,N(734),734,734,N(735),735,735,N(736),736,736,N(737),737,737,N(738),738,738,N(739),739,739,N(740),740,740,N(741),741,741,N(742),742,742,N(743),743,743,N(744),744,744,N(745),745,745,N(746),746,746,N(747),747,747,N(748),748,748,N(749),749,749,N(750),750,750,N(751),751,751,N(752),752,752,N(753),753,753,N(754),754,754,N(755),755,755,N(756),756,756,N(757),757,757,N(758),758,758,N(759),759,759,N(760),760,760,N(761),761,761,N(762),762,762,N(763),763,763,N(764),764,764,N(765),765,765,N(766),766,766,N(767),767,767,N(768),768,768,N(769),769,769,N(770),770,770,N(771),771,771,N(772),772,772,N(773),773,773,N(774),774,774,N(775),775,775,N(776),776,776,N(777),777,777,N(778),778,778,N(779),779,779,N(780),780,780,N(781),781,781,N(782),782,782,N(783),783,783,N(784),784,784,N(785),785,785,N(786),786,786,N(787),787,787,N(788),788,788,N(789),789,789,N(790),790,790,N(791),791,791,N(792),792,792,N(793),793,793,N(794),794,794,N(795),795,795,N(796),796,796,N(797),797,797,N(798),798,798,N(799),799,799,N(800),800,800,N(801),801,801,N(802),802,802,N(803),803,803,N(804),804,804,N(805),805,805,N(806),806,806,N(807),807,807,N(808),808,808,N(809),809,809,N(810),810,810,N(811),811,811,N(812),812,812,N(813),813,813,N(814),814,814,N(815),815,815,N(816),816,816,N(817),817,817,N(818),818,818,N(819),819,819,N(820),820,820,N(821),821,821,N(822),822,822,N(823),823,823,N(824),824,824,N(825),825,825,N(826),826,826,N(827),827,827,N(828),828,828,N(829),829,829,N(830),830,830,N(831),831,831,N(832),832,832,N(833),833,833,N(834),834,834,N(835),835,835,N(836),836,836,N(837),837,837,N(838),838,838,N(839),839,839,N(840),840,840,N(841),841,841,N(842),842,842,N(843),843,843,N(844),844,844,N(845),845,845,N(846),846,846,N(847),847,847,N(848),848,848,N(849),849,849,N(850),850,850,N(851),851,851,N(852),852,852,N(853),853,853,N(854),854,854,N(855),855,855,N(856),856,856,N(857),857,857,N(858),858,858,N(859),859,859,N(860),860,860,N(861),861,861,N(862),862,862,N(863),863,863,N(864),864,864,N(865),865,865,N(866),866,866,N(867),867,867,N(868),868,868,N(869),869,869,N(870),870,870,N(871),871,871,N(872),872,872,N(873),873,873,N(874),874,874,N(875),875,875,N(876),876,876,N(877),877,877,N(878),878,878,N(879),879,879,N(880),880,880,N(881),881,881,N(882),882,882,N(883),883,883,N(884),884,884,N(885),885,885,N(886),886,886,N(887),887,887,N(888),888,888,N(889),889,889,N(890),890,890,N(891),891,891,N(892),892,892,N(893),893,893,N(894),894,894,N(895),895,895,N(896),896,896,N(897),897,897,N(898),898,898,N(899),899,899,N(900),900,900,N(901),901,901,N(902),902,902,N(903),903,903,N(904),904,904,N(905),905,905,N(906),906,906,N(907),907,907,N(908),908,908,N(909),909,909,N(910),910,910,N(911),911,911,N(912),912,912,N(913),913,913,N(914),914,914,N(915),915,915,N(916),916,916,N(917),917,917,N(918),918,918,N(919),919,919,N(920),920,920,N(921),921,921,N(922),922,922,N(923),923,923,N(924),924,924,N(925),925,925,N(926),926,926,N(927),927,927,N(928),928,928,N(929),929,929,N(930),930,930,N(931),931,931,N(932),932,932,N(933),933,933,N(934),934,934,N(935),935,935,N(936),936,936,N(937),937,937,N(938),938,938,N(939),939,939,N(940),940,940,N(941),941,941,N(942),942,942,N(943),943,943,N(944),944,944,N(945),945,945,N(946),946,946,N(947),947,947,N(948),948,948,N(949),949,949,N(950),950,950,N(951),951,951,N(952),952,952,N(953),953,953,N(954),954,954,N(955),955,955,N(956),956,956,N(957),957,957,N(958),958,958,N(959),959,959,N(960),960,960,N(961),961,961,N(962),962,962,N(963),963,963,N(964),964,964,N(965
```



```

0041 IF(A(I).EQ.45)GO TO 21
0042 IF(ITEME.GT.130)GO TO 100
0043 GO 21 J=1,28
0044 ITEM=9*(J-1)
0045 IF(N(J).NE.A(I))GO TO 60
0046 IF(N(I).EQ.A(I))GO TO 61
0047 IF(N(I).EQ.A(I))GO TO 64
0048 DO 41 ITEM=1,9
0049 ITEM=ITEM+1
0050 DO 63 ITEM=1,9
0051 NOMB=ITEMC+ITEMB,ITEME=NUMBER(ITEMB,ITEMA+ITEMD)
0052 GO TO 22
0053 ITEM=117
0054 GO TO 62
0055 IF(MA=0
0056 DO 65 ITEM=1,7
0057 ITEM=ITEM+1
0058 DO 65 ITEM=1,9
0059 NOMB=ITEMC+ITEMB,ITEME=NUMBER(ITEMB,ITEMA+ITEMD)
0060 GO TO 22
0061 IF(IMP(J).NE.A(I))GO TO 23
0062 IF(IMP(25).EQ.A(I))GO TO 24
0063 IF(IMP(26).EQ.A(I).AND.IMP(29).EQ.A(I+1))GO TO 21
0064 IF(IMP(28).NE.A(I))GO TO 778
0065 ITEM=ITEM+9
0066 GO TO 23
0067 778 CONTINUE

```

BOULEVARD

DATE 27/09/76 PAGE 0002

NACIONAL

DATE 27/09/76

MAINBGM

BOULEVARD 360N-50-479 3-4

```

0068 IF(IMP(27).EQ.A(I))GO TO 25
0069 CONTINUE
0070 DO 26 ITEM=1,9
0071 ITEM=ITEM+1
0072 DO 26 ITEM=1,9
0073 NOMB=ITEMC+ITEMB,ITEME=LETRA(ITEMB,ITEMA+ITEMD)
0074 GO TO 22
0075 IF(MA=0
0076 DO 30 ITEM=1,228
0077 ITEM=ITEM+1
0078 DO 30 ITEM=1,9
0079 NOMB=ITEMC+ITEMB,ITEME=LETRA(ITEMB,ITEMA+ITEMD)
0080 GO TO 22
0081 IF(MA=0
0082 DO 31 ITEM=229,231
0083 ITEM=ITEM+1
0084 DO 31 ITEM=1,9
0085 NOMB=ITEMC+ITEMB,ITEME=LETRA(ITEMB,ITEMA+ITEMD)
0086 GO TO 22

```

40 0047
41 0048
42 0049
43 0050
44 0051
45 0052
46 0053
47 0054
48 0055
49 0056
50 0057
51 0058
52 0059
53 0060
54 0061
55 0062
56 0063
57 0064
58 0065
59 0066
60 0067
61 0068
62 0069
63 0070

23 CONTINUE
21 CONTINUE
I=(I1-K55)/2
K0=I30-I
DO 91 K1=1,K55
K0=K55+1-K1+1
DO 91 K2=1,30
NMVARE(K2,K0)=NMVARE(K2,K0-1)
NMVARE(K2,K0-1)=BLANCC
WRITE(3,50)((NMVARE(I,J),J=1,120),I=1,30)
GC TO 2000
WRITE(2,1000)
WRITE(3,101)
WRITE(3,1000)
CONTINUE
IF(INDD.EQ.0) GO TO 777
IF(INDD.EQ.1) GO TO 5000
WRITE(3,40)
GC TO 5000
WRITE(3,40)
END
777
2000
100
91

QUITO

```

0001      FDSMAT(11)
0002      FDSMAT(30A1)
0003      FDSMAT(//SX, 120A1/1H+, 4X, 120A1)
0004      FDSMAT(//1HC, 10A1//)
0005      FDSMAT(16FS, 2)
0006      FDSMAT(12)
0007      FDSMAT(36(//))
0008      FDSMAT(15X, 1, 101A1, 2(//1H+, 15X, 101A1))
0009      FDSMAT(5X, FQ, 4, 1, 101A1/1H+, 14X, 1, 2(//1H+, 15X, 101A1))
0010      FDSMAT(1H+, 14X, 103(//)) 15X, 11(//SX, 12X, 11(//6.2, 4X)///93X
* 40A1, 10(//))
0011      DIMENSION AMAX(2), AMIN(2), DATC(2, 101), AKM(10), MITULO(10, 120),
* MPATC(1, 101), MITULO(1200), KITULO(10, 120), ND(10), JUTULO(120),
DATA MOATC(1618), V//MAS/1, V//MASIFR/1, V//NRAYA/1, V//LANCO/1, V
WRITE(3, 7)
READ(1, 1) INOI
DO 22 NJ=1, INDI
0012      NQMD=0
0013      NQDEC
0014      VV=-1
0015      NG=0
0016      IMD=0
0017      NP=1
0018      M=89
0019      DO 11 NANG=1, 120
0020      MITULO(NAN, NANO)=LANCO
0021      KITULO(NAN, NANO)=LANCO
0022      CONTINUE
0023      NEM=90
0024      READ(1, 2)(NTTULO(M+J), J=1, 80)
0025      DO 13 NAE=1, 80
0026      IF(NTTULO(M+NAN), EQ, LANCO, AND, NTTULO(M+NAN+1), EQ, LANCO) GO TO 13
0027      IF(NTTULO(M+NAN), NE, MASTER) GO TO 12
0028      IMPG=IMPO + 1
0029      NG(1MCO)=NAN+M-NQMD-1
0030      NQ=NG+NG+ND(1MPO)+1
0031      CONTINUE
0032      IF(1MPO, EQ, 0) GO TO 11
0033      IF(ND, EQ, 1MPO) GO TO 11
0034      GO TO 14
0035      IMPG=1MCO+1
0036      ND(1MPO)=NAN+M-1-NQMD
0037      NCD=1
0038      DO 15 NE=NH, IMPG
0039      NE=(120-ND(NE))/2
0040      NZ=ND(NE)
0041      NYA=NYMA+1
0042      DO 15 NG=1, NZ
0043
0044
0045
0046
0047

```

NACIONAL

DATE 27/09/76

PAGE 0002

MAINPGM

DCS FORTRAN IV 360N-EO-479 J-8

```

1 0043 NNA=MNA+1
2 0049 MITULO(NF,NF+NG)=MITULO(MNA)
3 0050 IF(MITULO(NF,NF+NG).NE.LANCO)KITULO(NF,NF+NG)=NRAYA
4 0051 CONTINUE
5 15
6 0052 DO 16 NENH,IMCO
7 0053 WRITE(3,3)((MITULO(N,J),J=1,120),(KITULO(N,J),J=1,120))
8 0054 NUNE+1
9 0055 NC=IMPO
10 0056 IF(NDD-EO-0) GO TO 11
11 0057 CALL HOMF(JITULO)
12 0058 WRITE(3,4)(JITULO(J),J=41,70)
13 0059 IF(NJT.NF.4)GO TO 30
14 0060 CALL HOMERIN,CATO)
15 0061 GO TO 31
16 30 READ(1,6)N
17 0062 READ(1,5)((CATO(1,J),CATO(2,J)),J=1,N)
18 0063 CONTINUE
19 31
20 0064
21 0065 DO 17 N=1,2
22 0066 AMIN(M)=1000000
23 0067 AMAX(M)=1000000
24 0068 DO 17 K=1,N
25 0069 IF(CATO(M,K).GT.AMAX(N))AMAX(N)=CATO(M,K)
26 0070 IF(CATO(M,K).LT.AMIN(N))AMIN(N)=CATO(M,K)
27 0071 CONTINUE
28 0072 DO 18 JK=1,N
29 0073 NY=((CATO(1,JK)-AMIN(1))/(AMAX(1)-AMIN(1)))*100+1.5
30 0074 NY=((CATO(2,JK)-AMIN(2))/(AMAX(2)-AMIN(2)))*60+1.5
31 0075 MDATE(NY,NX)=VASTER
32 0076 DO 20 NN=1,61
33 0077 YK=62-NN
34 0078 IF((RN/10)*10+1)-EO.NN)GO TO 19
35 0079 WRITE(3,9)(VDATC(KK,J),J=1,101),
36 * (VDATC(KK,J),J=1,101),
37 * (VDATC(KK,J),J=1,101)
38 0080 GO TO 20
39 0081 ZMNE((AMAX(2)-AMIN(2))/6)*(6-(NN/10))+AMIN(2)
40 0082 WRITE(3,9)APN,(MDATC(KK,J),J=1,101),
41 * (MDATC(KK,J),J=1,101),
42 * (MDATC(KK,J),J=1,101)
43 0083 CONTINUE
44 0084 DO 21 NNA=1,11
45 0085 APVAM(NNA)=((AMAX(1)-AMIN(1))/10)*(NNA-1)+AMIN(1)
46 0086 WRITE(3,10)(AKKM(N),N=1,11),(JITULO(J),J=1,40)
47 0087 IF(NJT.EQ.IND) GO TO 22
48 0088 DO 22 NTO=1,61
49 0089 DO 22 NTO=1,101
50 0090 MDATE(NTO,NTO)=LANCO
51 0091 CONTINUE
52 22
53 0092 END

```

DOS FORTRAN IV 360-FQ-479.3-9 HOME DATE 28/09/76 TIME 14.55.55 PAGE 0001

```

0001 SUPROUTINE HOME(ITULO,MITULO)
0002 DIMENSION ITULO(120),MITULO(103)
0003 DATA IANCO,/,/,
0004 DEAC(1,27), ITULO(J),J=1,80)
0005 DO 26 MAST=1,2
0006 DO 24 MAST=1,70
0007 IF(MAST.EQ.2)GO TO 23
0008 IF( MITULO(MAST).EQ.IANCO.AND. ITULO(MAST+1).EQ.IANCO)
*GO TO 25
GO TO 24
0009 23 MATR=MASTO-1
0010 MAGE=MAG-1
0011 IF(MATR.EQ.MAG) GO TO 28
0012 IF(MAG.LT.41)GO TO 26
0013 ITULO(MATR)=ITULO(MAG)
0014 ITULO(MAG)=IANCO
0015 CONTINUE
0016 24 MATR=35+(MASTR+1)/2
0017 MAGE=MAST
0018 CONTINUE
0019 26 FORMAT(90A1)
0020 27 GO TO 1=1,103
0021 28 MITULO(1)=IANCO
0022 29 MAGEC
0023 MATR=104
0024 DO 30 MAST=1,2
0025 DO 31 MAST=1,40
0026 IF(MAST.EQ.2)GO TO 30
0027 IF( MITULO(MAST).EQ.IANCO.AND. ITULO(MAST+1).EQ.IANCO) GO TO 32
0028 GO TO 41
0029 MAGE=MAG-1
0030 MATR=MASTO-1
0031 MITULO(MATR)=ITULO(MAG)
0032 IF(MAG.EQ.1)RETURN
0033 CONTINUE
0034 31 MAGE=MAST
0035 32 RETURN
0036 END
0037

```

COLETTICA
MACIO

VTEA

[illegible]

```

3      GO TO 14
4      IMPO=IMPO+1
5      ND(IMPO)=NA+M-1-NOMP
6      NOD=1
7      DO 15 NE=NH,IMPO
8      NF=((120-ND(NE))/2
9      NZ=NC(NE)
10     PRA=PM+1
11     DO 15 NG=1,NZ
12     PRA=PM+1
13     KITULO(NF,NE+NG)=KITULO(MMA)
14     IF(MITULO(NF,NE+NG).NE.LANC) KITULO(NE,NF+NG)=NRYA
15     CONTINUE
16     DO 16 NH=1,IMPO
17     WRITE(3,3)((MITULO(N,J),J=1,120),(KITULO(N,J),J=1,120))
18     NH=NH+1
19     NO=IMPO
20     IF(NOD.FO.O) GO TO 11
21     CALL HOME(JITULO,LITULO)
22     WRITE(3,4)(JITULO(J),J=1,70)

```

TIME 11.03.32 PAGE 0002

DATE 04/10/76 MAINPGM

CDS FORTRAN IV 360N-FO-479 3-8

```

23      READ(1,6)N
24      READ(1,5)((DATO(1,J),J=1,N)
25      DO 17 NE=1,2
26      AMIN(M)=1000000
27      AMAX(M)=1000000
28      DO 17 K=1,N
29      IF(DATO(M,K).GT.AMAX(M))AMAX(M)=DATO(M,K)
30      IF(DATO(M,K).LT.AMIN(M))AMIN(M)=DATO(M,K)
31      CONTINUE
32      IF(NJT.EQ.2)CALL HOME(N,DATO)
33      DO 18 JK=1,N
34      NY=((DATO(1,JK)-AMIN(1))/((AMAX(1)-AMIN(1))#100+1.5
35      NY=((DATO(2,JK)-AMIN(2))/((AMAX(2)-AMIN(2))#60+1.5
36      IF(NY.GT.61) GO TO 18
37      IF(MDATO(NY,NX).EQ.LANC)AND.NJT.EQ.1)MDATO(NY,NX)=MIO
38      IF(MDATO(NY,NX).EQ.LANC)AND.NJT.EQ.2)MDATO(NY,NX)=MAS
39      IF(MDATO(NY,NX).EQ.MIO)AND.NJT.EQ.2)MDATO(NY,NX)=MASTER
40      CONTINUE
41      IF(NJT.EQ.1)GO TO 22
42      DO 20 NN=1,61
43      KX=62-NN
44      IF((NN/10)*10+1.FO.NN)GO TO 19
45      WRITE(3,8)(MDATO(KK,J),J=1,101),
46      *(MDATO(KK,J),J=1,101),
47      *(MDATO(KK,J),J=1,101)
48      GO TO 20
49      AMN=((AMAX(3)-AMIN(3))/6)*(6-(NN/10))+AMIN(2)
50      WRITE(3,9)AMN,(MDATO(KK,J),J=1,101),
51      *(MDATO(KK,J),J=1,101),
52      *(MDATO(KK,J),J=1,101)
53      CONTINUE
54      GO TO 20
55      DO 19
56      DO 19
57      DO 19
58      DO 19
59      DO 19
60      DO 19
61      DO 19
62      DO 19
63      DO 19
64      DO 19
65      DO 19
66      DO 19
67      DO 19
68      DO 19
69      DO 19
70      DO 19
71      DO 19
72      DO 19
73      DO 19
74      DO 19
75      DO 19
76      DO 19
77      DO 19
78      DO 19
79      DO 19
80      DO 19
81      DO 19
82      DO 19
83      DO 19
84      DO 19
85      DO 19
86      DO 19
87      DO 19
88      DO 19
89      DO 19
90      DO 19
91      DO 19
92      DO 19
93      DO 19
94      DO 19
95      DO 19
96      DO 19
97      DO 19
98      DO 19
99      DO 19
100     DO 19
101     DO 19
102     DO 19
103     DO 19
104     DO 19
105     DO 19
106     DO 19
107     DO 19
108     DO 19
109     DO 19
110     DO 19
111     DO 19
112     DO 19
113     DO 19
114     DO 19
115     DO 19
116     DO 19
117     DO 19
118     DO 19
119     DO 19
120     DO 19

```


DCS FORTRAN IV 360N-ED-479 3-S HOME DATE 04/10/76 TIME 10.07.25 PAGE 0001

```

0001 SUBROUTINE HOME(ITULO,MITULO)
0002 DIMENSION ITULO(120),MITULO(103)
0003 DATA IANCO/ 1/
0004 READ(1,27)(( ITULO(J),J=1,80)
0005 DO 24 MAST=1,2
0006 DO 24 MAST=41,70
0007 IF(MAST.EQ.2)GO TO 23
0008 IF( ITULO(MAST).EQ.IANCO.AND. ITULO(MAST+1).EQ.IANCO)
0009 *GO TO 25
0010 GO TO 24
0011 MATRO=MATRO-1
0012 MAST=MAG-1
0013 IF(MATRO.EQ.MAG) GO TO 28
0014 IF(MAG.LT.41)GO TO 26
0015 ITULO(MATRO)=ITULO(MAG)
0016 ITULO(MAG)=IANCO
0017 CONTINUE
0018 MATRO=15+(MASTR+1)/2
0019 MAST=MASTR
0020 CONTINUE
0021 FORCAT(1041)
0022 DO 29 I=1,103
0023 MITULO(I)=IANCO
0024 MAG=0
0025 MATRO=104
0026 DO 32 MAST=1,2
0027 DO 31 MAST=41,70
0028 IF(MAST.EQ.2)GO TO 30
0029 IF( ITULO(MAST).EQ.IANCO.AND. ITULO(MAST+1).EQ.IANCO) GO TO 32
0030 GO TO 31
0031 MAST=MAG-1
0032 MATRO=MATRO-1
0033 MITULO(MATRO)=ITULO(MAG)
0034 IF(MAG.EQ.1)RETURN
0035 CONTINUE
0036 MAST=MASTR
0037 RETURN
0038 END

```

77401001

CHAPTER 7

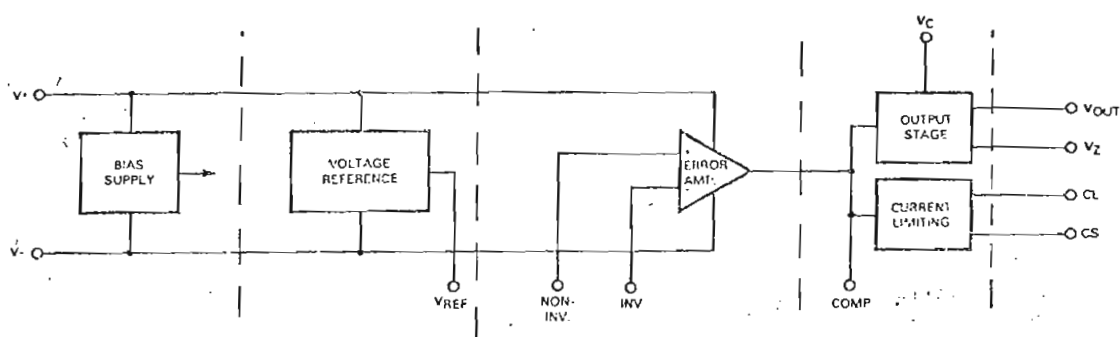
μ A723 Precision Voltage Regulator

INTRODUCTION

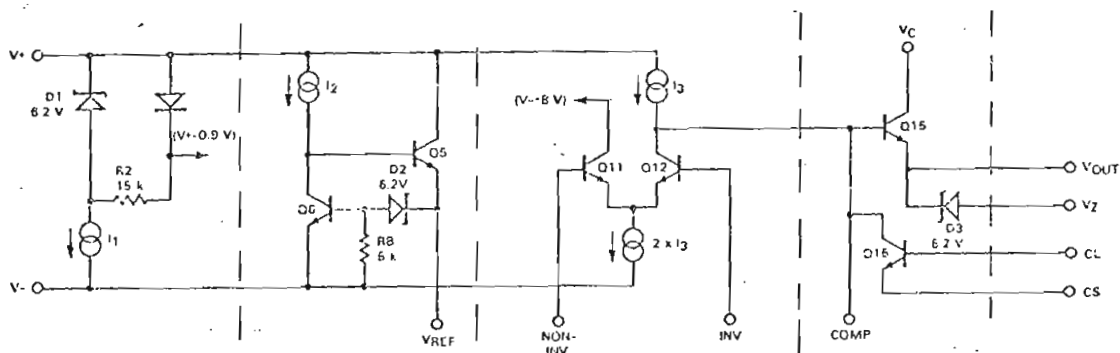
The μ A723 is commonly regarded as a universal building block in power supply design. This section outlines the block diagram and those parts of the internal design which result in the flexibility required for this "universal" label.

Figure 7-1a is the block diagram of the μ A723 illustrating various features which have been incorporated into the device — they are as follows.

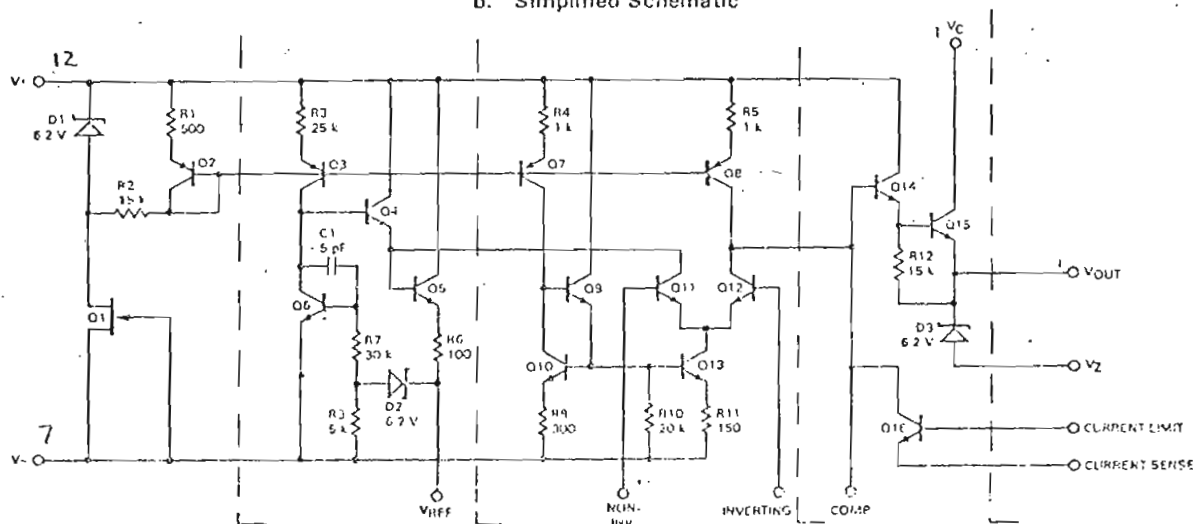
- The internally generated reference voltage is directly available in buffered form.
- Both inputs of the error amplifier are available for use with other than positive grounded configurations.
- The collector of the internal series pass device is available at a separate lead on the package (V_C).
- Voltage level shifting is available (V_Z output) through an internal Zener diode (14-lead DIP version only).



a. Block Diagram



b. Simplified Schematic



c. Equivalent Schematic

FUNCTIONAL DESCRIPTION

Circuit operation may best be described with the aid of the simplified schematic in *Figure 7-1b*. Bias supplies for the entire circuit are obtained by first generating a stabilized voltage with respect to the $V+$ line across Zener diode D1, which is supplied with a constant current I_1 . This voltage is then used to derive the bias voltage which controls current sources I_2 and I_3 .

The basic reference element of the voltage reference supply is the Zener diode D2 which has a typical breakdown voltage of 6.2 V at 200 μ A and a typical temperature coefficient of +2.4 mV/°C. Its operating current is set by R8. However, V_{REF} actually consists of D2 breakdown voltage plus the base emitter voltage of Q6. From the basic relationship between the base emitter voltage of a transistor and its collector current, it is found that the temperature coefficient of base emitter voltage is a function of collector current. Therefore, in the voltage reference supply, the temperature coefficient of Q6 base emitter voltage is set by current source I_2 to cancel the temperature coefficient of D2, giving a typical reference voltage of 7.15 V with a nominal temperature coefficient of zero. In addition to providing current for D2, transistor Q5 provides the necessary buffering to allow current to be taken from the V_{REF} terminal for certain applications.

In the error amplifier, Q11 and Q12 form a differential pair of transistors driven by a current source $2 \times I_3$. The active load for Q12 is a pnp current source I_3 ; therefore, in a balanced condition, i.e., when Q11 and Q12 base voltages are equal, Q11 and Q12 collector currents are both equal to I_3 . Q11 collector is returned to a stabilized voltage source in the reference supply to maintain high line rejection in the amplifier. I_3 is set to approximately 160 μ A. In operation V_{REF} , or a voltage derived from V_{REF} , is applied to the non-inverting input (Q11 base) and a voltage proportional to the desired output voltage is applied to the inverting input (Q12 base). When the feedback loop is closed via the μ A723 output stage and external bypass transistors, if used, the two error amplifier inputs are forced to a condition of balance, thus defining the output voltage in terms of V_{REF} and the appropriate resistor ratios.

The output stage consists of a double emitter follower (Q14-Q15) to prevent excessive loading on Q12 collector. This, in conjunction with the high impedance of the active load (I_3), allows adequate gain to be obtained from the single stage amplifier. This also simplifies frequency compensation with a single capacitor connected from Q12 collector (COMP terminal) to either Q12 base or ground being sufficient to provide stable operation in all applications.

D3, a 6.2 V Zener diode, is available in the dual in-line package for level shifting purposes. The allowable voltage range at Q12 collector to maintain linear operation is from V_{INV} to a maximum voltage ($V-$ plus 2 V). V_{INV} is also limited to a minimum voltage ($V+$ minus 1 V). In some applications the μ A723 output voltage is required to be below this range, in which case D3 may be used to bring Q12 collector back into its linear region.

Q16 is available for current limiting purposes. When Q16 base emitter junction becomes forward biased at a particular level of load current by means of an external current sensing resistor, Q16 collector sinks most of the available current from the current source I_3 . This tends to cut off the output stage, and limit output current.

The equivalent schematic of *Figure 7-1c* shows the implementation of these functions. Q1 is an n-channel FET made with technology compatible with normal integrated circuit components. The use of an FET has two advantages. First, the line regulation is greatly improved because the current drawn by Q1 is independent of power supply variations. Second, the power dissipation is minimized because the current drawn does not appreciably increase at large supply voltages.

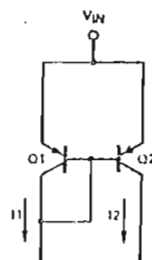


Fig. 7-2a Diode Connected Transistor Current Source

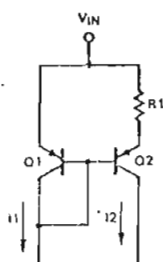


Fig. 7-2b Logarithmic Current Source

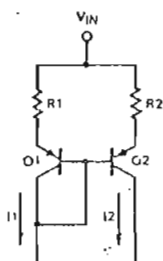


Fig. 7-2c High Output Impedance Current Source

Transistors Q2, Q7 and Q8 form the current sources previously discussed. The normal method of biasing these current sources is to use either a diode connected transistor (*Figure 7-2a*) or a logarithmic relationship as shown in *Figure 7-2b*. For this design, however, a very high output impedance is required to provide high line rejection and increase the gain of the error amplifier. In the configuration shown in *Figure 7-2c*,

$$I_{C2} = \frac{V_{BE1} + I_1 R_1 - V_{BE2}}{R_2}$$

In this case, a change in V_{BE} has only a small effect on the voltage across R_2 and the collector current has been stabilized against changes in collector-to-emitter voltage. This then provides the necessary high output impedance.

The current source produced by Q_7 is "mirrored" by Q_{10} and Q_{11} to provide a current sink of value $2 \times I_3$ for the error amplifier.

To achieve a low V_{REF} output impedance, transistor Q_5 in Figure 7-1b has been replaced with a Darlington pair, Q_4 and Q_5 . Resistor R_7 and MOS capacitor C_1 are included on chip to eliminate the need for an external compensation of the voltage reference loop.

The power output transistor Q_{15} is a multiple device using individual emitter current balancing resistors. This technique increases the safe operating area and extends the output current capability to 150 mA.

CONDENSED SPECIFICATIONS AND PERFORMANCE CURVES

The following electrical characteristics and typical performance curves are based on the test circuit in Figure 7-3. Note that CL refers to Current Limit, CS to Current Sense, and the sense voltage referred to in the performance curves is the voltage difference between terminals CL and CS.

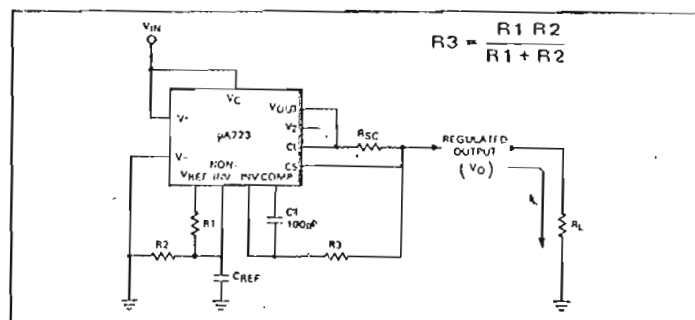


Fig. 7-3 Basic Test Circuit

Absolute Maximum Ratings

Pulse Voltage from V_+ to V_- , (50 ms) (723 only)	50 V
Continuous Voltage from V_+ to V_-	40 V
Input/Output Voltage Differential	± 5 V
Voltage Between Non Inverting Input and V_-	+8 V
Current from V_Z	20 mA
Current from V_{REF}	15 mA
Internal Power Dissipation*	
Metal Can	850 mW
DIP	1000 mW
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
Military (723)	-55°C to +125°C
Commercial (723C)	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 60 seconds)	300°C

*Rating applies to ambient temperatures up to 25°C. Above 25°C ambient derate linearly at 6.8 mW/°C for the Metal Can. For the DIP, derate linearly at 80 mW/°C above 25°C for 723C, above 50°C for 723.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (See Note)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Line Regulation	$V_{IN} = 12V$ to $V_{IN} = 15V$		0.01	0.1	% V_{OUT}
	$V_{IN} = 12V$ to $V_{IN} = 40V$		0.02	0.2	% V_{OUT}
	$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$, $V_{IN} = 12V$ to $V_{IN} = 15V$			0.3	% V_{OUT}
Load Regulation	$I_L = 1mA$ to $I_L = 50mA$		0.03	0.15	% V_{OUT}
	$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$, $I_L = 1mA$ to $I_L = 50mA$			0.6	% V_{OUT}
Ripple Rejection	$f = 50Hz$ to $10kHz$		74		dB
	$f = 50Hz$ to $10kHz$, $C_{REF} = 5\mu F$		85		dB
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$		0.002	0.015	%/ $^{\circ}C$
Short Circuit Current Limit	$R_{SC} = 10\Omega$, $V_{OUT} = 0$		65		mA
Reference Voltage		6.95	7.15	7.35	V
Output Noise Voltage	$BW = 100Hz$ to $10kHz$, $C_{REF} = 0$		20		μV_{rms}
	$BW = 100Hz$ to $10kHz$, $C_{REF} = 5\mu F$		2.5		μV_{rms}
Long Term Stability			0.1		%/1000 hrs
Standby Current Drain	$I_L = 0$, $V_{IN} = 30V$		2.3	3.5	mA
Input Voltage Range		9.5		40	V
Output Voltage Range		2.0		37	V
Input/Output Voltage Differential		3.0		38	V

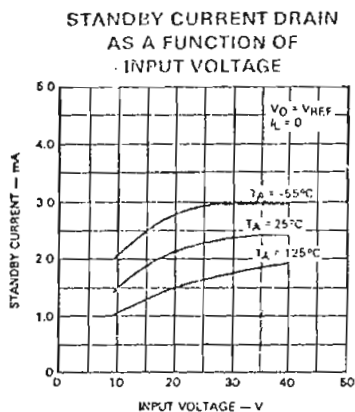
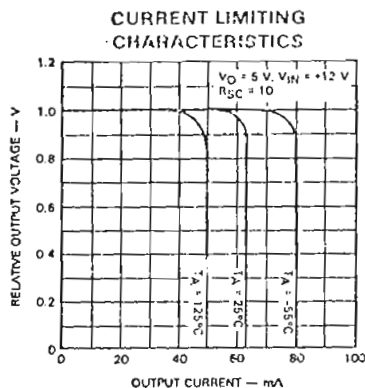
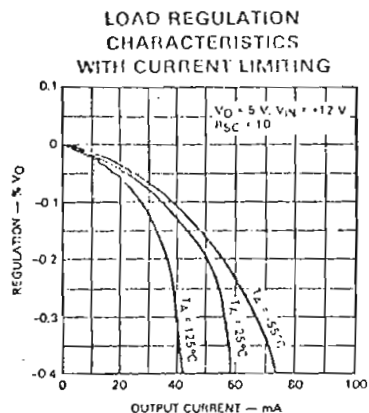
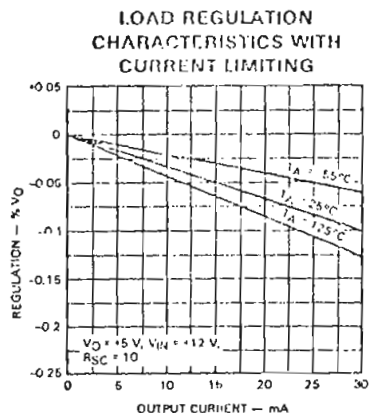
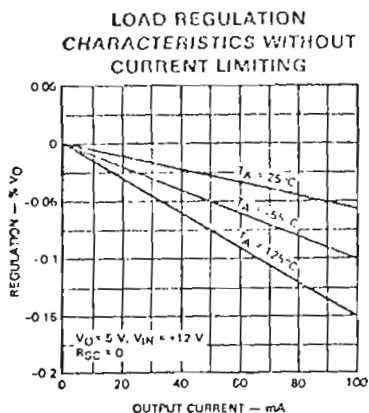
 $\mu A723C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (See Note)

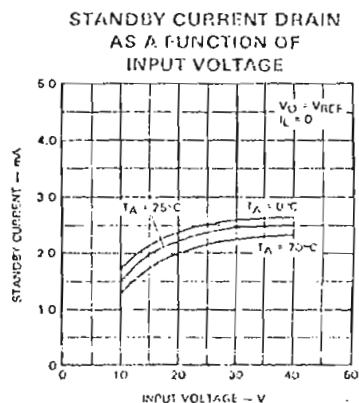
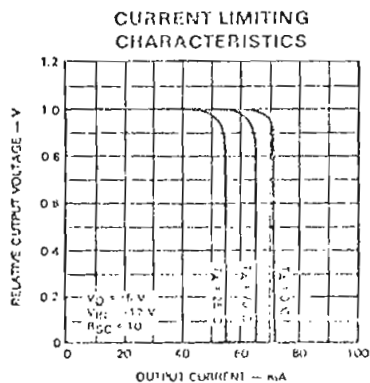
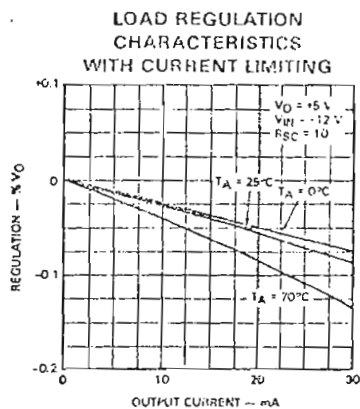
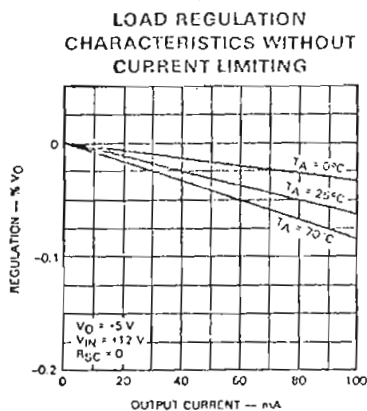
PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Line Regulation	$V_{IN} = 12V$ to $V_{IN} = 15V$		0.01	0.1	% V_{OUT}
	$V_{IN} = 12V$ to $V_{IN} = 40V$		0.1	0.5	% V_{OUT}
	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 70^{\circ}C$, $V_{IN} = 12V$ to $V_{IN} = 15V$			0.3	% V_{OUT}
Load Regulation	$I_L = 1mA$ to $I_L = 50mA$		0.03	0.2	% V_{OUT}
	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 70^{\circ}C$, $I_L = 1mA$ to $I_L = 50mA$			0.6	% V_{OUT}
Ripple Rejection	$f = 50Hz$ to $10kHz$		74		dB
	$f = 50Hz$ to $10kHz$, $C_{REF} = 5\mu F$		86		dB
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 70^{\circ}C$		0.003	0.015	%/ $^{\circ}C$
Short Circuit Current Limit	$R_{SC} = 10\Omega$, $V_{OUT} = 0$		65		mA
Reference Voltage		6.80	7.15	7.50	V
Output Noise Voltage	$BW = 100Hz$ to $10kHz$, $C_{REF} = 0$		20		μV_{rms}
	$BW = 100Hz$ to $10kHz$, $C_{REF} = 5\mu F$		2.5		μV_{rms}
Long Term Stability			0.1		%/1000 hrs
Standby Current Drain	$I_L = 0$, $V_{IN} = 30V$		2.3	4.0	mA
Input Voltage Range		9.5		40	V
Output Voltage Range		2.0		37	V
Input/Output Voltage Differential		3.0		38	V

NOTE:

Unless otherwise specified, $T_A = 25^{\circ}C$, $V_{IN} = V+ \approx V_C = 12V$, $V- = 0$, $V_{OUT} = 5.0V$, $I_L = 1.0mA$, $R_{SC} = 0$, $C_1 = 100pF$, $C_{REF} = 0$ and divider impedance as seen by error amplifier $\leq 10k\Omega$ connected. Line and load regulation specifications are given for the condition of constant chip temperature. Temperature drifts must be taken into account separately for high dissipation conditions.



7-4 Typical Performance Curves for 723



7-5 Typical Performance Curves for 723C

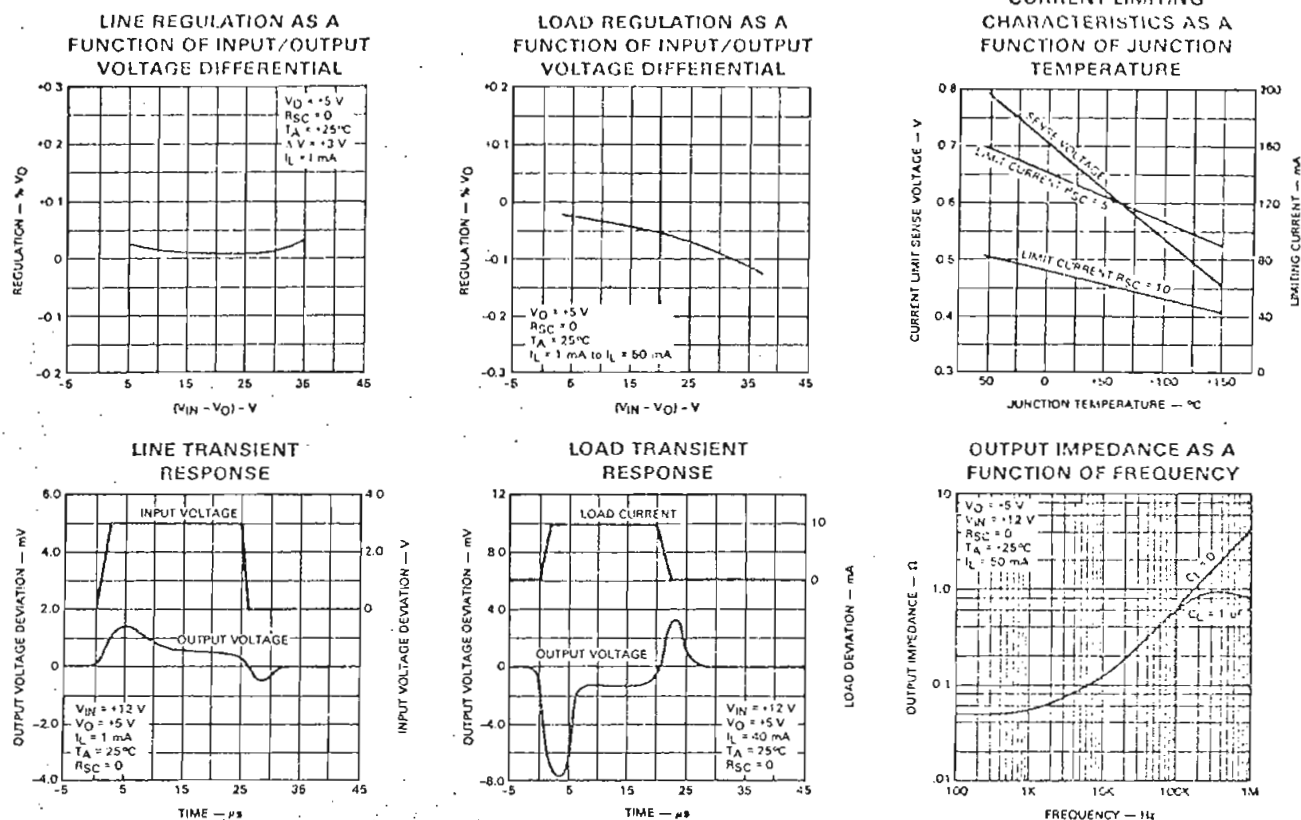
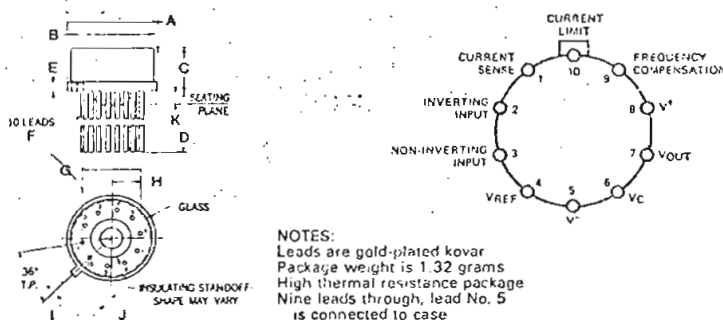
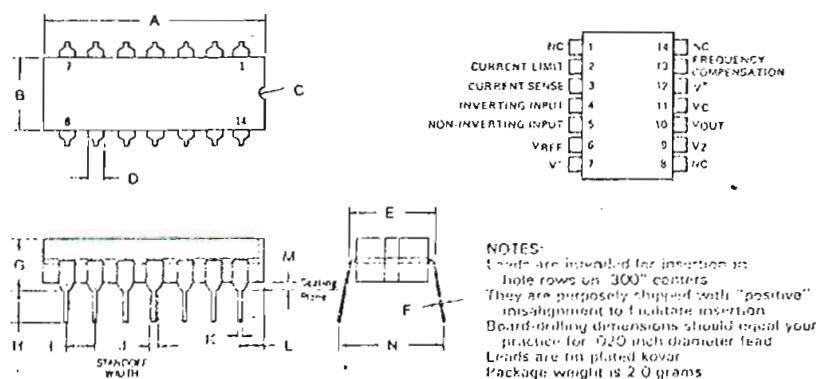


Fig. 7-6 Typical Performance Curves for 723 and 723C



DIM	INCHES			MILLIMETERS		
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
A	0.335		0.370	8.51		9.40
B	0.305		0.335	7.75		8.51
C	0.165		0.185	4.19		4.70
D	0.500			12.70		
E		0.040			1.02	
F	0.016		0.019	0.41		0.48
G		0.230			5.84	
H		0.115			2.92	
I	0.028		0.034	0.71		0.86
J	0.029		0.045	0.74		1.14
K			0.040			1.02

Fig. 7-7 JEDEC TO-100



DIM	INCHES			MILLIMETERS		
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
A	0.750		0.785	19.05		19.94
B	0.245		0.271	6.22		6.88
C		0.025			0.64	
D	0.045		0.065	1.14		1.65
E	0.290		0.310	7.37		7.87
F	0.009		0.011	0.229		0.279
G			0.200		5.08	
H	0.100		0.165	2.54		4.19
I	0.090		0.110	2.29		2.79
J	0.027		0.037	0.69		0.94
K	0.016		0.020	0.41		0.51
L	0.065		0.095	1.65		2.41
M	0.015			0.38		
N		0.375			9.53	

Fig. 7-8 JEDEC TO-110

CHAPTER 8

μ A723 Precision Voltage Regulator Applications

FREQUENCY COMPENSATION

The stability of any power supply configuration can be assured in two steps. First, consider the dc and ac performance of the internal gain stage of the μ A723 and all other active devices used. Then, provide the necessary compensation using standard operational amplifier techniques.

μ A723 Open Loop Voltage Gain and Phase Shift as a Function of Frequency

Figure 8-1 shows the open loop frequency response of the μ A723 voltage gain stage. The increase in the rate of phase shift seen in Figure 8-1 is due to the Beta fall off of the output stage at higher frequencies. This increasing phase shift rate requires that the μ A723 be compensated whether or not the device is used with external components.

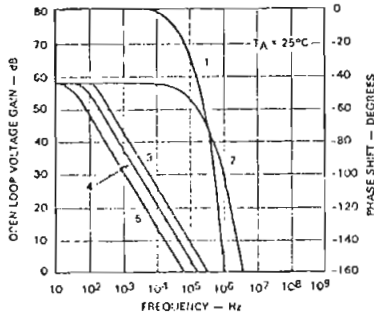


Fig. 8-1 μ A723 Open Loop Voltage Gain and Phase Shift as a Function of Frequency

The recommended frequency compensation for the unity gain is either a 5000 pF capacitor from the compensation terminal to the V- terminal or a 20 pF Miller compensation capacitor connected from the frequency compensation terminal to the inverting input. To allow proper operation when using the Miller compensation, the inverting input must be isolated from the remaining circuitry by some impedance. This is illustrated in Figure 8-8a.

For output voltages greater than V_{REF} , the closed loop gain will be greater than unity. If higher closed loop gains are used, the compensation capacitor can be reduced in direct proportion to the increase in gain.

When using an external series pass device, the 3 dB bandwidth of this device must also be considered, particularly since the majority of these devices have a much lower bandwidth than the μ A723. For instance, if a 2N3055 is selected as the series pass device to be used in a unity gain configuration power supply, this device has a minimum f_T of 800 kHz and a maximum Beta of 70. This introduces a 3 dB point in the overall loop gain at approximately 11 kHz, which means that heavier frequency compensation of the regulator is required to assure stability. Since the first break point of 11 kHz is due to the external power device, the regulator should have less than unity gain at the second break point. The second break point is the first break point of the μ A723 gain stage, which occurs at approximately 80 kHz as shown in Figure 8-1. Adequate compensation is provided by a 0.02 μ F capacitor from the compensation terminal to common — or by a 40 pF Miller capacitor from the compensation terminal to the inverting input. As before, for any increase from unity gain, there can be a proportional reduction in the compensation capacitor. However, the value of the Miller capacitor may not be reduced in direct proportion to the standard compensation reduction; this is to allow for gain variations in the μ A723 and for parasitic capacitances. Extra capacitance may be required at both the input and the output of any power supply due to the inductive effects of long lines. Adding output capacitance provides the additional benefit of reducing the output impedance occurring at higher frequencies.

THERMAL CONSIDERATIONS

μ A723 Load Current Capabilities

Figure 8-2 provides a quick reference to the allowable power dissipation of the μ A723 in terms of the input/output differential voltage and load current. Figure 8-2a is for the μ A723C in the TO-100 package (10-lead metal can); Figure 8-2b is for the μ A723/ μ A723C in the TO-116 package (14-lead, hermetic dual in-line); and Figure 8-2c refers to the MIL temperature range μ A723 in the metal can package.

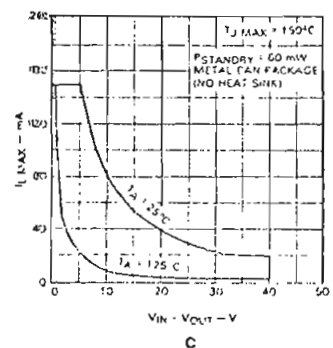
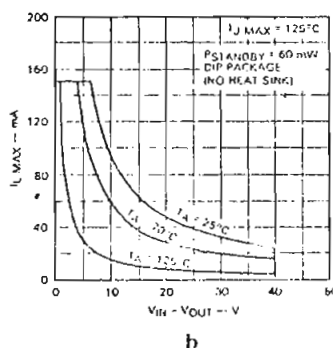
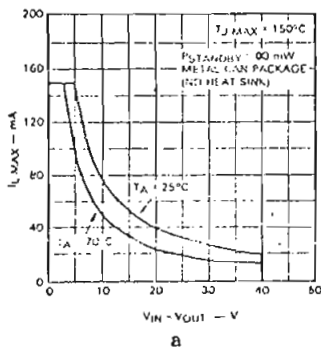


Fig. 8-2 μ A723 Load Current Capabilities for Maximum Load Current as a Function of Input/Output Voltage Differential

μA723 Maximum Power Dissipation in Free Air

The previous curves are based on the free-air dissipation ratings shown in *Figure 8-3* below. The thermal derating factor is 6.8 mW/°C for the TO-100 metal can and 8 mW/°C for the TO-116 hermetic DIP. When it is necessary to heat sink the TO-100 package, a thermal resistance of 50°C/W, junction-to-case may be used.

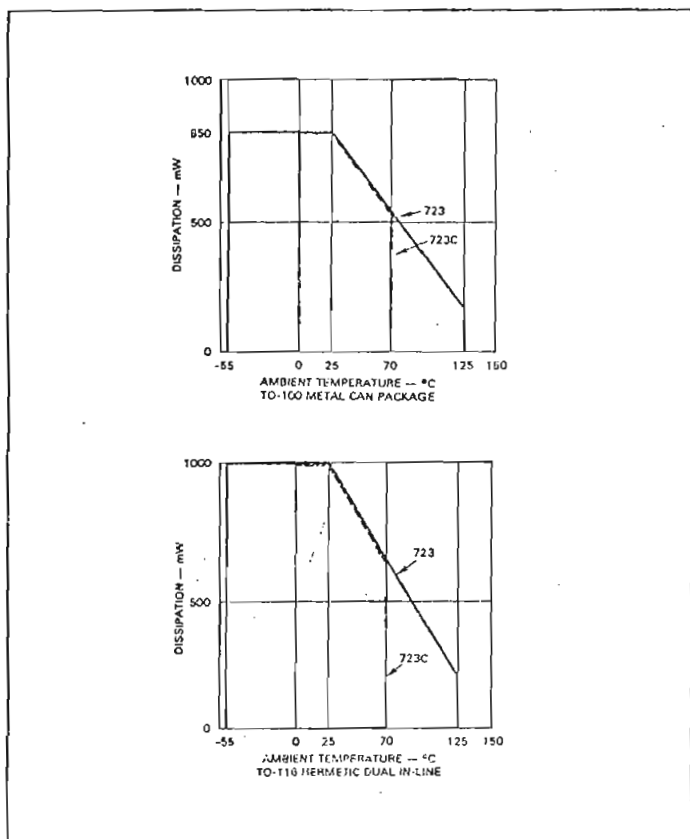


Fig. 8-3 μA723 Maximum Power Dissipation in Free Air

The relationship between power dissipation P_D , maximum ambient temperature T_A , and thermal resistance from case-to-ambient θ_{CA} , is then:

$$P_D = \left(\frac{150^\circ\text{C} - T_A}{50^\circ\text{C/W} - \theta_{CA}} \right) \text{W, or } \theta_{CA} = \left(\frac{150^\circ\text{C} - T_A}{P_D} \right) - 50^\circ\text{C/W}$$

These equations may be used to calculate the maximum allowable power dissipation, P_D , or the maximum allowable heat sink resistance, θ_{CA} , from a given set of conditions:

FUNCTIONAL TEST CIRCUIT

Simplified Tester Schematic

A simplified functional test circuit for the μA723 is given in *Figure 8-4*. The output voltage is set for a nominal +5.0 V. The basic test steps are as follows.

1. Load Regulation at 50 mA, Close S1

Measure output voltage change with S2 open and closed, (a load current change of 50 mA).

2. Line Regulation,

Open S2

Measure output voltage change resulting from a change in input voltage V_{IN} .

3. Short Circuit Current,

Open S1 and S2

Measure output current I_{SC} the output is shorted to ground.

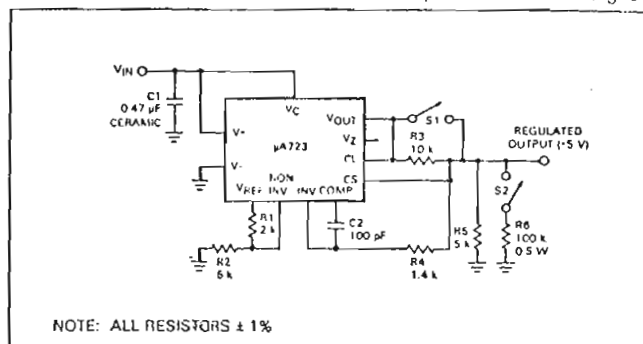


Fig. 8-4 Simplified Tester Schematic

TYPICAL APPLICATIONS

Introduction

The required output voltage for the following μA723 applications can be calculated from the equation accompanying each circuit. In all cases the resulting resistor values assumed to include any potentiometer resistance used. In addition, *Table 8-1* is included at the end of the section and affords a quick reference for many standard output voltage requirements. The previous section on frequency compensation gives guidance to the suitable values of compensation capacitors used in the various applications. Specific transistor types are not included in this section. However, Appendix C includes a discussion of the selection of power devices and a list of preferred types.

In the following applications, the μA723 is represented a number of ways. In those circuits where the regulator operation is very basic, the symbol of *Figure 8-5* is used. Lead functions can be identified by referring to *Figure 7-1*.

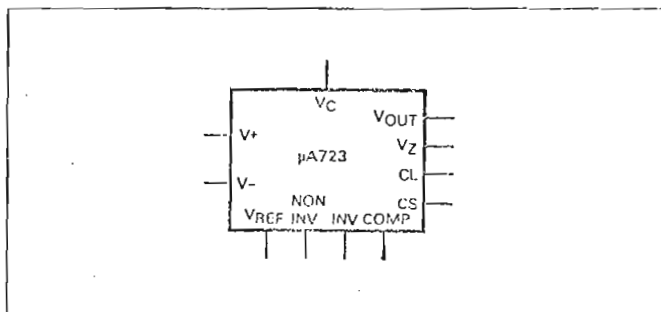


Fig. 8-5 μA723 Symbol

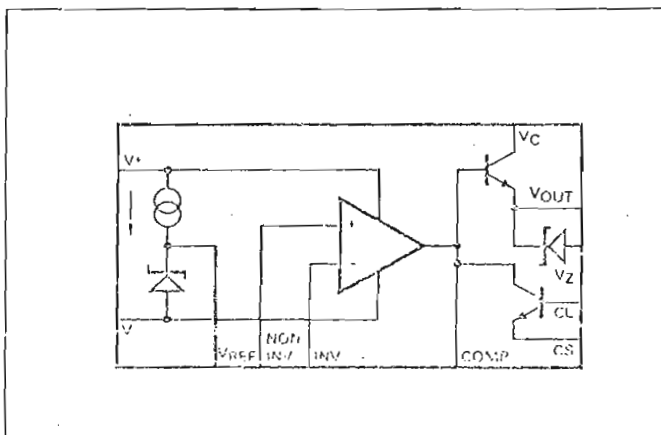
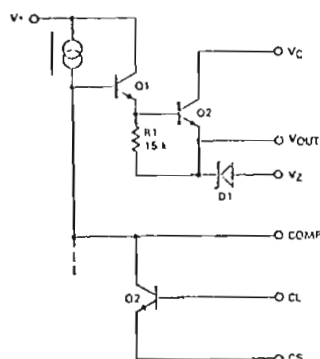
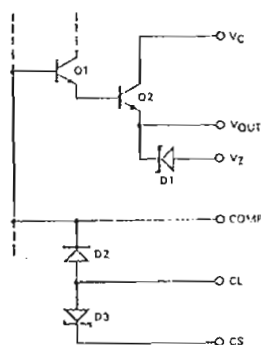


Fig. 8-6 μA723 Functional Symbol

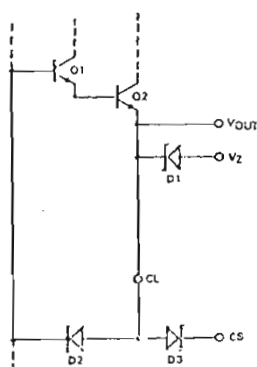
those applications where the circuit operation is clarified by use of a functional schematic of the $\mu A723$, Figure 8-6 is used. This block bears a close resemblance to the simplified schematic of Figure 7-1. In some cases the individual components of this block may be rearranged in order to simplify a particular schematic. The reference voltage is represented by a single Zener diode, nominal voltage 7.15 V, biased from a constant current source. The output Zener diode, V_{OUT} to V_Z , is shown only in the required applications.



a



b



c

Output Configurations

Many of the applications use internal Zener diodes for level shifting or for the generation of stabilized voltages. An explanation of where these diodes exist in the $\mu A723$ circuit may help to avoid any problems arising from improper biasing.

The $\mu A723$ output stage schematic is reproduced in Figure 8-7a. The V_Z terminal provides direct access to a 6.2 V Zener diode whose cathode is internally connected to V_{OUT} . Provided the internal current limit transistor is not required for output short circuit protection, its base emitter junction provides another 6.2 V Zener diode (See Figure 8-7b). Note, however, that the anode of this diode, terminal CL, is connected internally by the collector base junction diode to the base of the output drive transistor. When using the CL - CS Zener diode, the collector base diode must always be reverse biased. Maximum permissible CL - CS Zener current is 5 mA. Correct biasing is assured in Figure 8-7c by interconnecting the V_{OUT} and CL terminals to provide both positive and negative 6.2 V Zener diodes referenced to the V_{OUT} terminal.

Positive Regulators, 150 mA Maximum

Figure 8-8a shows the basic low voltage configuration suitable for output voltages ranging from 2 to 7 V. The reference voltage, V_{REF} , is first divided down by R_1 , R_2 and, if desired, potentiometer P_1 . Then it is applied to the non-inverting input of the error amplifier. C_{REF} may be added if ripple rejection greater than that specified for the $\mu A723$ (74 dB) is required. The presence of C_{REF} also reduces the regulated output noise voltage considerably.

Capacitor C_1 provides frequency compensation. C_1 is isolated from the low impedance output by R_3 which also balances the error amplifier source impedances to give minimum temperature drift. To minimize component count at the expense of temperature drift, R_3 may be omitted. In this case, C_1 cannot be used for frequency compensation. Instead, C_2 may be used from the compensation terminal to ground as shown in Figure 8-8b. To minimize power dissipation, the V^+ and V_C terminals may be supplied separately, with V^+ requiring a minimum of 9.5 V, while the V_C supply may be as low as 3 V above the regulated output voltage. The schematics shown in Figure 8-8a and 8-8b have output voltages given by

$$V_O = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{REF} \text{ where } (R_1 + R_2) > 1.5 \text{ k}\Omega$$

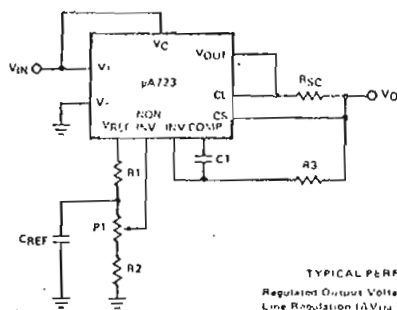
Output voltages from 7 to 37 V are obtainable with Figure 8-8c in which

$$V_O = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) V_{REF}$$

If the reference bypass capacitor is required in this circuit, it should be connected from the non-inverting input to ground using R_3 to increase the reference source impedance and improve the effectiveness of the reference capacitance. A 150 mA output current is available with R_{SC} set to zero. When short circuit current limiting is desired, R_{SC} may be used to limit the maximum output current to

$$I_{LIMIT} = \frac{V_{SENSE}}{R_{SC}}$$

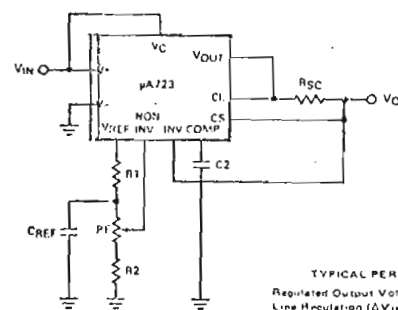
where V_{SENSE} (the sense voltage, or the voltage between terminals CL and CS) is given in Figure 8-8d. The resulting output current limit has a temperature coefficient of $-0.3\%/^{\circ}\text{C}$.



a

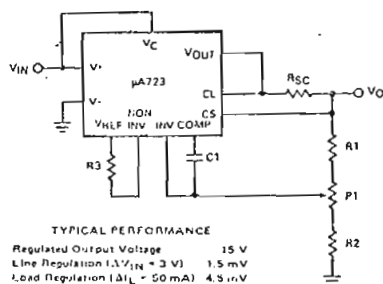
TYPICAL PERFORMANCE
 Regulated Output Voltage 5 V
 Line Regulation ($\Delta V_{IN} = 3 \text{ V}$) 0.5 mV
 Load Regulation ($\Delta I_L = 50 \text{ mA}$) 1.5 mV

NOTE: $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ for minimum temperature drift.



b

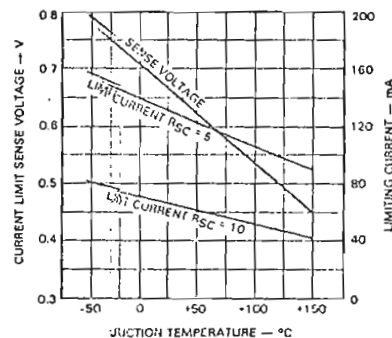
TYPICAL PERFORMANCE
 Regulated Output Voltage 5 V
 Line Regulation ($\Delta V_{IN} = 3 \text{ V}$) 0.5 mV
 Load Regulation ($\Delta I_L = 50 \text{ mA}$) 1.5 mV



c

TYPICAL PERFORMANCE
 Regulated Output Voltage 15 V
 Line Regulation ($\Delta V_{IN} = 3 \text{ V}$) 1.5 mV
 Load Regulation ($\Delta I_L = 50 \text{ mA}$) 4.5 mV

NOTE: $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ for minimum temperature drift.
 R_3 may be eliminated for minimum component count.



d

Fig. 8-8 Basic Regulator Configurations

Positive Regulators, High Output Current

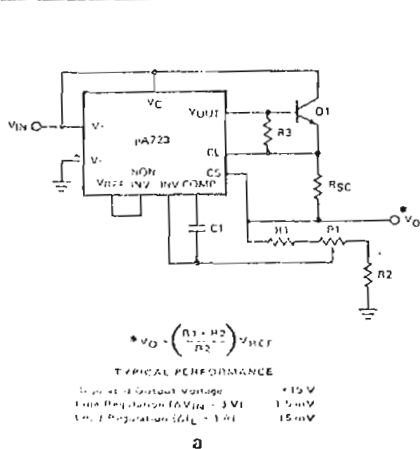
In *Figure 8-9a*, an npn transistor, Q1, boosts the available output current beyond the capability of the $\mu A723$. Q1 can consist of several transistors cascaded to satisfy very high current requirements. In this circuit, one V_{BE} voltage must be added to the 3 V minimum input/output differential requirement for each transistor added. Depending on the type of transistor used for Q1, R_3 should be added giving I_{CBO} compensation, and alleviating the safe area limitation of the output device. With R_{SC} set to zero the maximum output current capability is $(Q1 \text{ Beta}) \times (150 \text{ mA})$. R_{SC} may be used to limit the short circuit current to any desired value up to this maximum in the same manner as outlined previously in *Figure 8-8*.

An alternate circuit is shown in *Figure 8-9b*. Using an external pnp transistor, maximum output current is again $(Q1 \text{ Beta}) \times (150 \text{ mA})$. One V_{BE} should be added to the minimum input/output differential voltage requirement for each ad-

ditional transistor. The circuits in *Figure 8-9* may supply outputs in the range of 2 to 37 V by selecting the appropriate feedback network. *Figure 8-9a* is shown for output voltages from 7 to 37 V, whereas *Figure 8-9b* is shown for output voltages from 2 to 7 V.

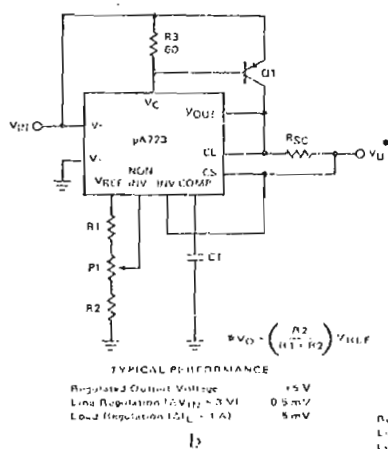
If it is required to vary the output continuously over a 10 to 1 range, it is necessary first to attenuate V_O so that V_{INV} never exceeds V_{REF} even when V_O is at its maximum value, then provide a potentiometer adjustment from V_{REF} to the non-inverting input. This is illustrated in *Figure 8-9c*, where V_O is attenuated by a ratio of 5:2:1.

Maximum permissible V_O is then 35 V (giving a V_{INV} of 6.8 V), which requires $3.6 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 40 \text{ V}$. Minimum V_O is determined by the minimum value for V_{INV} . The specified minimum V_{INV} is 2 V; however, it will be found that typically V_{INV} may be reduced to approximately 0.72 V before the circuit no longer regulates. This corresponds to a V_O of 3.7 V.



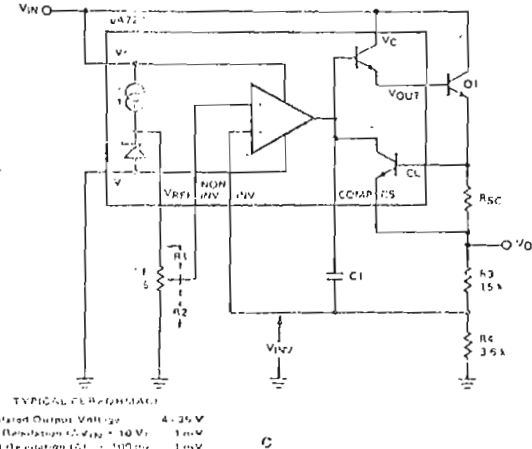
a

TYPICAL PERFORMANCE
 Regulated Output Voltage 15 V
 Line Regulation ($\Delta V_{IN} = 3 \text{ V}$) 1.5 mV
 Load Regulation ($\Delta I_L = 1 \text{ A}$) 15 mV



b

TYPICAL PERFORMANCE
 Regulated Output Voltage 15 V
 Line Regulation ($\Delta V_{IN} = 3 \text{ V}$) 0.5 mV
 Load Regulation ($\Delta I_L = 1 \text{ A}$) 5 mV



c

TYPICAL PERFORMANCE
 Regulated Output Voltage 4-35 V
 Line Regulation ($\Delta V_{IN} = 10 \text{ V}$) 1 mV
 Load Regulation ($\Delta I_L = 100 \text{ mA}$) 1 mV

Fig. 8-9 High Current Regulators

er 10 to 1 voltage ranges may be obtained by varying the
 quation ratio, $(R3 + R4)/R4$, from 5.2 to, say, 1.4. Then
 ange will be 1 V to 10 V ($13.6 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 39 \text{ V}$).

e 8-9c.

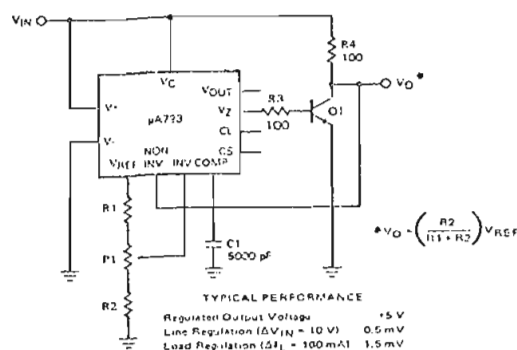
$$V_O = V_{REF} \left(\frac{R2}{R4} \right) \left(\frac{R3 + R4}{R1 + R2} \right)$$

with the values of $R3$ and $R4$ as shown,

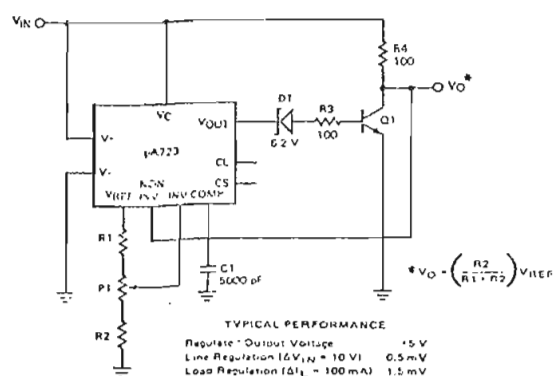
$$V_O = 5.2 V_{REF} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right)$$

Positive Shunt Regulator

$\mu A723$ may be used in a shunt regulating mode by add-
 ing an external transistor, $Q1$. Special attention should be
 to ensure that the series limiting resistor, $R4$, is capable
 handling the high power dissipation inherent in this mode
 operation. Figure 8-10a is used with the 14-lead DIP ver-
 sion of the $\mu A723$. When the 10-lead metal can is used, how-
 ever, it is necessary to add a 6.2 V Zener diode externally, as
 shown in Figure 8-10b.



a



b

3-10 Positive Shunt Regulators

Positive Regulators, High Line Rejection

Shown in Figure 8-11a and 8-11b, the circuits each use
 an internal current limit transistor to preregulate the $V+$
 input, thereby increasing the line rejection to more than
 80dB. The CS - CL terminals provide a 6.2 V Zener diode re-
 ference to the output voltage, which is then used to supply
 the output. In these applications $R3$ must be chosen so that the
 current into the CS terminal is limited to 5 mA maximum.

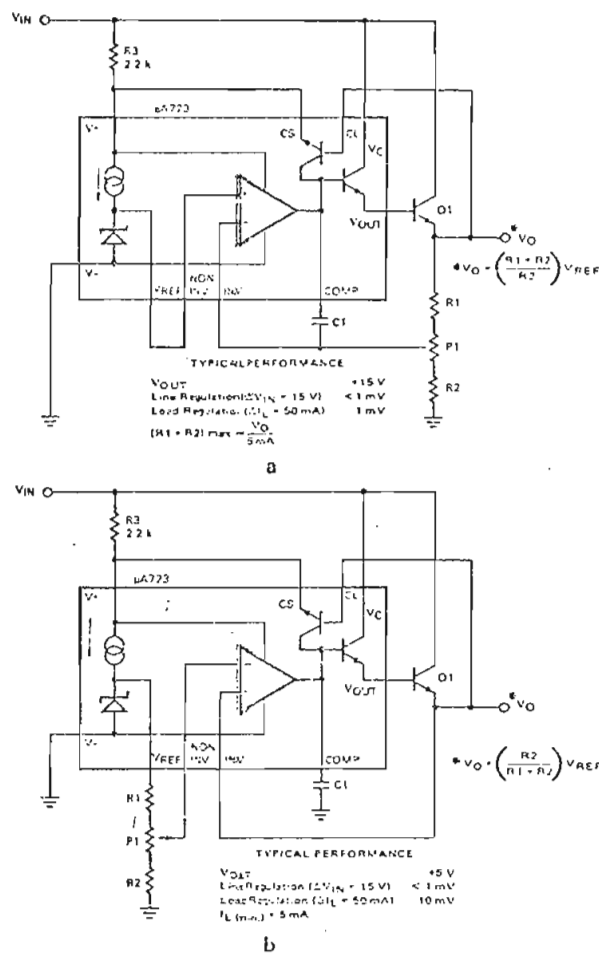


Fig. 8-11 High Line Rejection

Positive Regulators, High Input Voltage

Input voltages greater than 40 V may be applied when the
 $\mu A723$ is connected as shown in Figure 8-12a. The regulated
 output voltage must remain less than 38 V to protect the regu-
 lator. $R3$ may be replaced with a FET current source in those
 cases where the variation of input voltage imposes excessive
 power dissipation in the internal series pass device. $Q2$ pro-
 vides short circuit protection, if required (the internal current
 limit transistor cannot be used in this application). The maxi-
 mum input voltage is determined by the breakdown charac-
 teristics of $Q1$. When using the $\mu A723$ DIP version, $D1$
 may be omitted and the V_Z terminal grounded; in this case
 V_{REF} must be resistively divided by two before being ap-
 plied to the inverting input.

Note that in this type of application where the $\mu A723$ output
 stage is used as an additional inverting amplifier rather than
 the usual emitter follower, V_{REF} must be connected to the
 inverting input of the error amplifier to maintain correct phase
 relationships around the regulating loop, i.e., negative feed-
 back from the output.

When using a pnp series pass device, high input voltages may
 be tolerated by using a Zener diode to reduce the voltage ap-
 pearing across the $\mu A723$, as in Figure 8-12b. For example,
 if $D1$ is a 20 V Zener diode, input voltages to 60 V are per-
 missible. $D1$ must be selected such that no more than 40 V
 is applied to the $\mu A723$ $V+$ and V_C terminals under maximum
 input voltage conditions. Similarly, the regulated output vol-
 tage must not exceed 37 V to maintain the specified input-
 to-output differential.

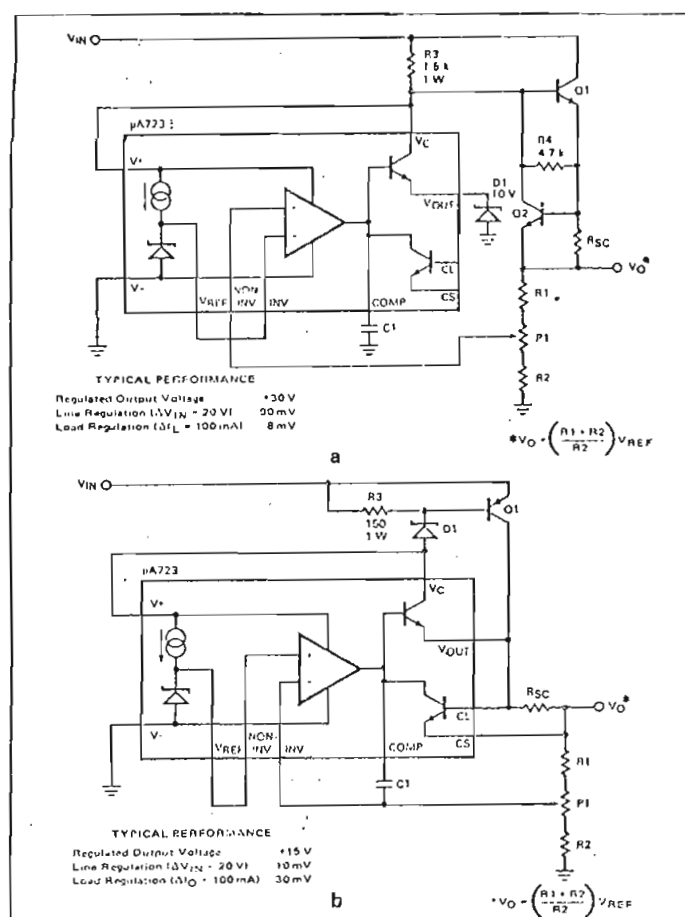


Fig. 8-12 High Input Voltage

Positive Regulator, Floating

The $\mu A723$ may be used to directly regulate hundreds of volts using the configuration shown in Figure 8-13, in which a floating power source is provided for the regulator by D1. The series pass transistor becomes the only limiting factor in determining the maximum voltage and current which may be controlled. The V_{REF} terminal supplies all the current drawn by the sensing resistors and the total current must not exceed 5 mA. $R5$ must be selected to provide sufficient current to bias D1 and to supply the $\mu A723$ standby current at the minimum input voltage condition. D2, D3 and D4 are for protection purposes; fast switching diodes should be used.

If Q1 is a high f_T device, it may be necessary to add C2 to reduce the output noise level. If V_{IN} is switched on and off, causing a very high dV_{IN}/dt to appear at the $\mu A723$ terminals, C3 may be added to ensure correct biasing throughout the circuit. In normal use when on/off switching takes place before the usual rectifier/filter supply for V_{IN} , C3 is not necessary.

It will be noted from Figure 8-13 that

$$V_O = V_{REF} \left[\left(\frac{R_2}{R_1} \right) - \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \right]$$

If R_3 and R_4 are made equal,

$$V_O = \frac{V_{REF}}{2} \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1} \right)$$

The normal minimum regulated output voltage limitation of 2 V for the $\mu A723$ does not apply to this circuit, output voltages down to zero volts being readily obtainable.

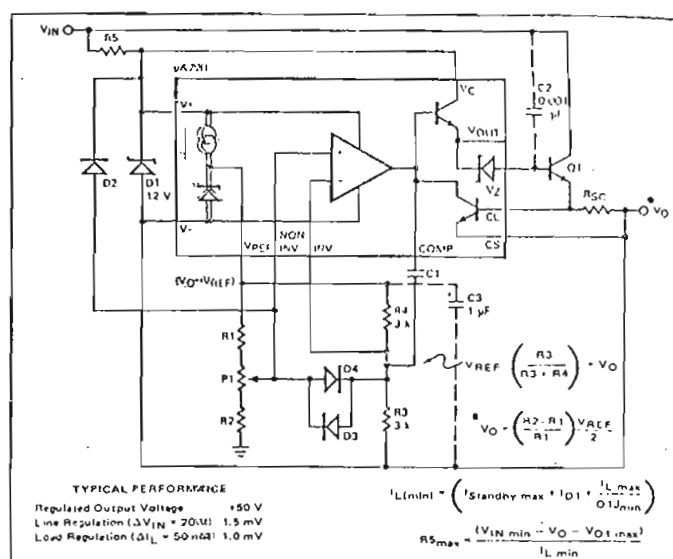


Fig. 8-13 Floating Positive Regulator

Assuming the regulator is operating correctly, then the INV input will equal the NON-INV input, i.e.,

$$(V_O + V_{REF}) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = (V_{REF}) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) + V_O$$

$$V_O \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - 1 \right) = V_{REF} \left[\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \right]$$

$$V_O = V_{REF} \left[\left(\frac{R_2}{R_1} \right) - \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \right]$$

Positive Regulators, Low Input/Output Differential

Either of the two circuits shown will allow an input-to-output voltage difference close to the saturation point of the series pass device. As in all applications, the $V_{IN(2)}$ of Figure 8-14b

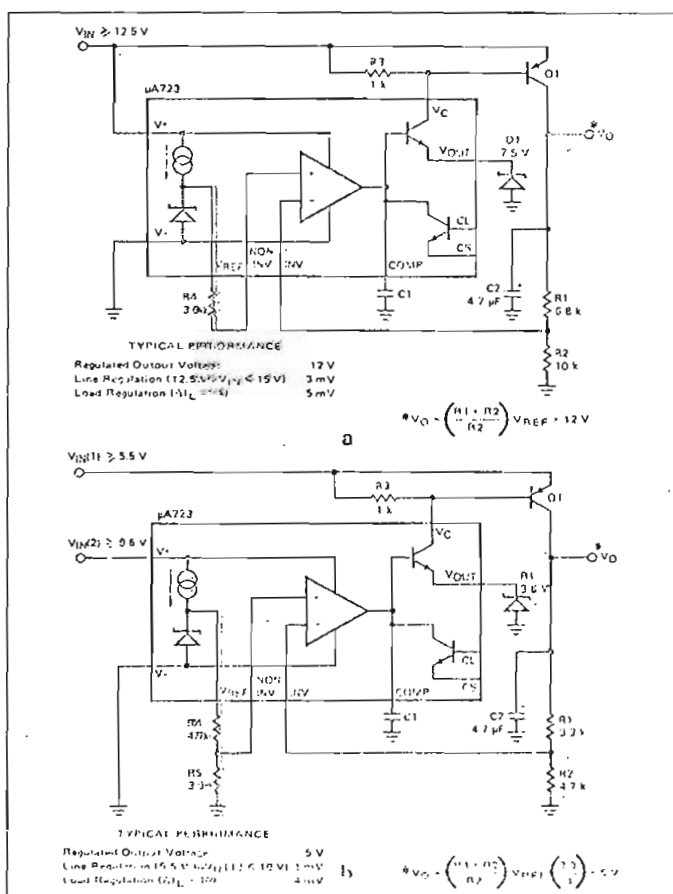


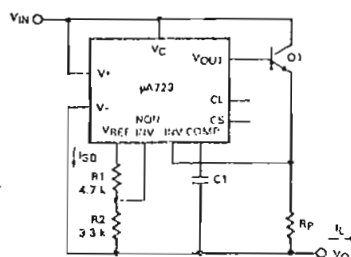
Fig. 8-14 Low Input/Output Differential

$$I_L = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{V_{REF}}{R_P} \right)$$

P1 is adjusted so that $V_{R2} = 3.0$ V, as indicated in the schematic, then

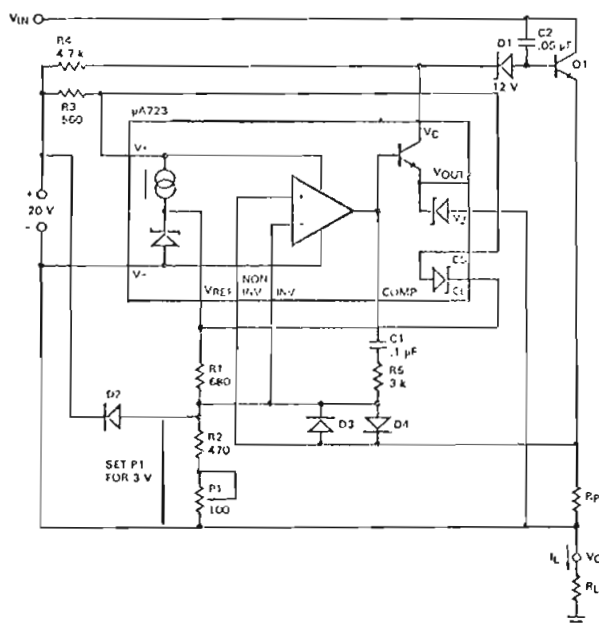
$$I_L = \frac{3000}{R_P(\Omega)} \text{ mA}$$

both output current and voltage compliance are limited by the capabilities of the series pass device Q1. Diodes D2 through D4 are protection diodes which should be included whenever V_{IN} exceeds 40 V.



TYPICAL PERFORMANCE	
Output Current	3.0 mA
Line Regulation (ΔVIN = 5 V)	0.3 mA
Load Regulation (ΔIL = 200 Ω)	0.2 mA

a



TYPICAL PERFORMANCE	
Output Current	10 mA
Line Regulation (% of V_{OUT})	< 0.1%
Load Regulation (% of V_{OUT})	< 0.5%

b

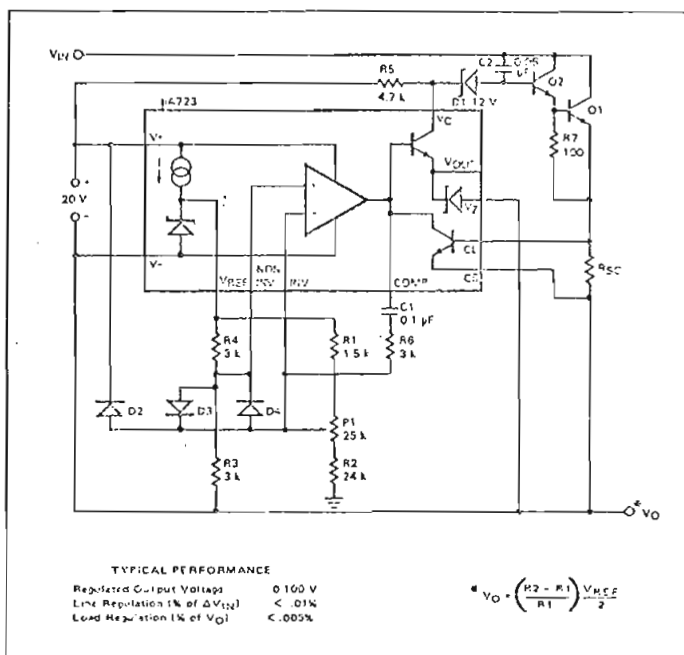
Fig. 8-20 Current Regulators

Precision Voltage Regulator

Figure 8-21 uses the same principle as the previous circuit to give a voltage output capable of 0.005% load regulation. Output voltage range is from zero volts up to the series pass device limit. Output current is also limited only by the series pass device; short circuit protection is available in this configuration by selecting R_{SC} as previously described. Protection diodes D2, D3, and D4 should be added whenever V_{IN} exceeds 40 V.

$$V_O = \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1} \right) \frac{V_{REF}}{2}$$

With the component values shown, this gives an output voltage range of zero to 100 V.



TYPICAL PERFORMANCE

Regulated Output Voltage	0.100 V
Line Regulation (% of V_{OUT})	< 0.1%
Load Regulation (% of V_{OUT})	< 0.005%

$$V_O = \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1} \right) \frac{V_{REF}}{2}$$

Fig. 8-21 Precision Voltage Regulator

Foldback Current Limiting

Foldback current limiting is a superior alternative to standard current limiting techniques particularly where intolerable output device power dissipation is a problem. Typically, this is a consequence of device/heat sink limitations under short circuit conditions.

In the following discussions it is assumed that a regulated output voltage is available up to a maximum output current I_M . The output current then folds back with decreasing load resistance to a value of I_{SC} (with a short-circuit load). The "knee" of the current limiting characteristic will be similar to that shown in Chapter 7 (Figure 7-8d and h) for normal current limiting. The regulation degrades considerably as I_M is approached, and in a practical regulator the useful output current may be limited to approximately 80% of I_M .

A minimum parts/cost method for providing the positive feedback required for foldback action is shown in Figures 8-22a and b. This technique introduces positive feedback by increased current flow through R_1 and R_2 under short circuit conditions. This forward biases the sensing transistor's base-emitter junction. The final percentage of foldback depends on the relative contributions of the voltage drop across R_2 and R_{SC} to the base current of the sensing transistor. In the active region where the voltage buildup of R_2 and R_{SC} provides base current to the sensing transistor, recovery of the

or low to medium output currents the series pass transistor of the previous circuits may be omitted. However, special attention must be paid to the dissipation of D1 and R5, and the internal dissipation of the $\mu A723$. Maximum permissible current shunted to ground via the V_{OUT} terminal is 150 mA.

Figure 8-17 as shown in suitable for output voltages in the range -9.5 V to -40 V. By removing the $V+$ and V_C terminals from ground and supplying them with a low value positive voltage as in Figure 8-16c, output voltages from -2 V to -9.5 V are obtainable. Total voltage from $V-$ to $V+$ of 9.5 V minimum and 40 V maximum must be observed. If the maximum current from the V_{OUT} terminal is less than 20 mA in particular application, then D1 may be omitted and the output connected to V_Z instead of V_{OUT} .

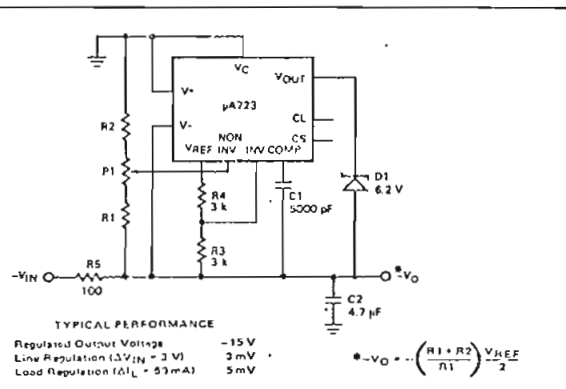


Fig. 8-17 Negative Shunt

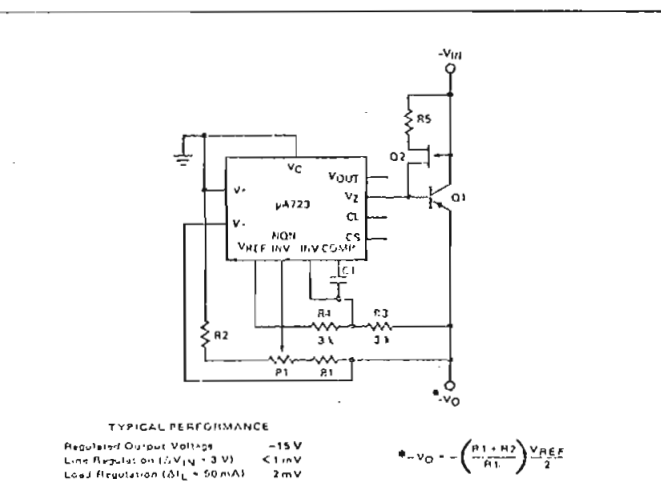


Fig. 8-18 Negative High Line Rejection

Negative Regulator, High Line Rejection

For the negative regulators with a series pass device, the only variation seen by the control circuitry under varying input conditions is the current variation caused by the fixed resistance across the series transistor's collector-base junction.

By replacing the resistor with a FET current source in Figure 8-18, the line rejection is greatly improved, typically exceeding 100 dB. Output voltage range is -9.5 V to -40 V, extending down to -2 V by the addition of a positive supply as in Figure 8-16c. R5 and Q2 must be selected to provide sufficient base current for Q1 under worst case conditions. A good choice for Q2 would be a 2N5404 with R5 equal to zero, since its I_{DSS} (zero gate voltage drain current) of 1 to 5 mA will provide sufficient base current for Q1 in most applications.

When the desired output voltage exceeds the 40 V maximum which may be applied across the device, then a Zener diode should be used to limit the voltage, as shown (Figure 8-19). The actual Zener voltage selected may be between 9.5 V and 40 V with little change in performance. This circuit is the complement of 8-12. R6 must be selected to provide sufficient current to bias D1 and to supply the $\mu A723$ standby current under minimum input voltage condition. Select R5 according to the requirements outlined in Figure 8-16b.

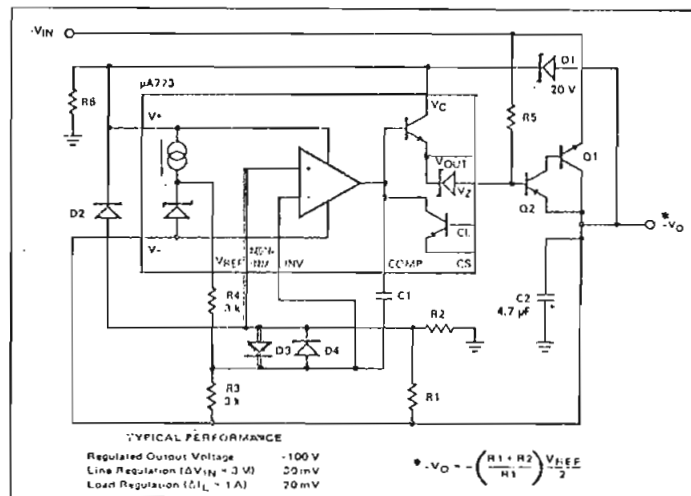


Fig. 8-19 Negative Floating

Current Regulators

In Figure 8-20a the regulator will force a voltage to appear across R_p which is equal to the voltage existing across R2. The resulting current is summed with the regulator's standby current, I_{SB} , and the current through R2, to provide a regulated current, I_L , into the load, R_L . Due to this summation, line regulation decreases for output currents below 10 mA.

The input voltage must be greater than $I_L R_{L(max)} + 9.5$ V to ensure sufficient voltage across the $\mu A723$. Figure 8-20a is shown sourcing current from a positive voltage $+V_{IN}$. V_{IN} can, of course, be grounded while returning R_L to a negative voltage. Similarly, the output terminal may be grounded or taken to a negative voltage when the V_{IN} terminal will provide a regulated current sink of magnitude I_L . In no case may the voltage from $V-$ to $V+$ exceed 40 V.

$$I_L = \left(\frac{R2}{R1 + R2}\right) \left(\frac{V_{REF}}{R_p}\right) + I_{SB} + I_{R2} = \left(\frac{V_{REF}}{R1 + R2}\right) \left(1 + \frac{R2}{R_p}\right) + I_{SB}$$

for output currents in excess of 10 mA, this approximates to:

$$I_L = \left(\frac{R2}{R1 + R2}\right) \left(\frac{V_{REF}}{R_p}\right) + I_{SB} \approx \left(\frac{3000}{R_p(\Omega)}\right) + I_{SB} \text{ mA}$$

with the values of R1 and R2 shown.

If a voltage compliance greater than 40 V is required, or if the regulation of Figure 8-20a is insufficient, the configuration in Figure 8-20b may be used. It is a precision floating current source capable of 0.05% regulation. In this circuit a floating 20 V supply (typically a half wave rectified output from a separate transformer winding of the main supply) is used to power the $\mu A723$, such that standby and reference currents do not add to the programmed output current.

must be 9.5 V minimum. The 7.5 V Zener diode may be eliminated (See Figure 8-14a) when using the dual in-line package by grounding the V_Z terminal and reducing the V_{REF} to 3 V by a 4.7 k Ω /3.3 k Ω voltage divider to the non-inverting input of the $\mu A723$.

Positive Regulators, Marginal Input Voltage

The two circuits shown in Figure 8-15 offer some relief from the 9.5 V minimum V_+ voltage when regulating lower voltages. In those cases where the average voltage applied to the input is greater than the required minimum — but the negative ripple peaks are lower — a diode/capacitor peak detector will provide the solution (Figure 8-15a). Figure 8-15b shows the method of using a voltage doubler to assure that using a minimum of external components, the proper bias voltage is applied to the V_+ terminal.

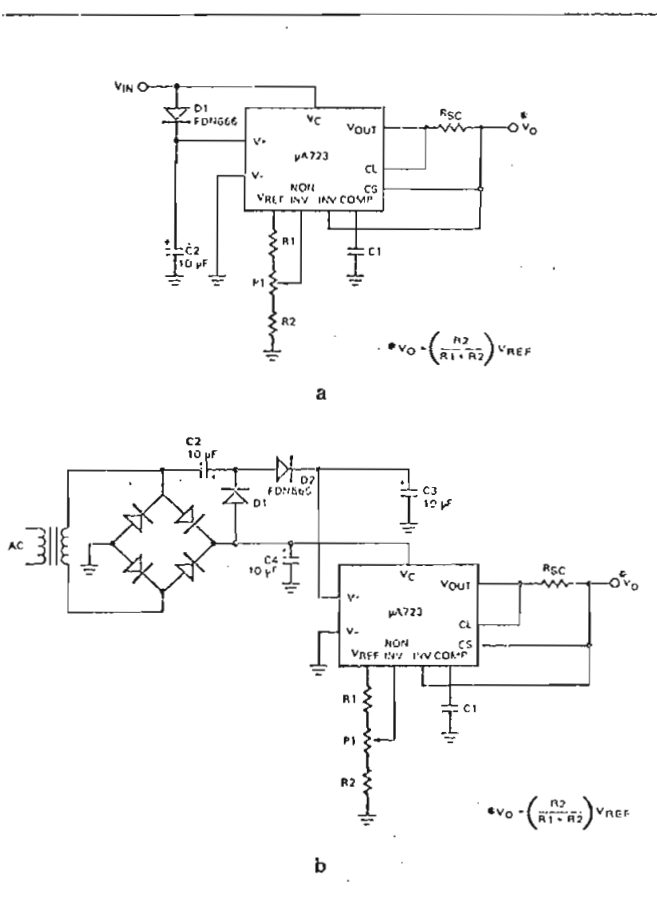


Fig. 8-15 Marginal Input Voltage

Negative Regulators, Medium/High Output Current

This configuration (Figure 8-16a) will regulate any negative voltage between -9.5 V and -40 V. Since the $\mu A723$ is operated between ground and the regulated output, the maximum regulated input voltage is determined by the voltage breakdown and power dissipation capabilities of the pnp series pass device, Q1. Base current for Q1 is supplied through resistor $R5$ such that the minimum input-to-output differential is controlled both by the base current required by Q1 and the value of $R5$.

A Darlington connection may be used for Q1 to reduce the base current requirement (Figure 8-16b) and to increase the output current capability. Either the complementary Darlington as shown, or a standard pnp pair may be used.

For output voltages in the range -2 V to -9.5 V, the output voltage alone is insufficient to bias the $\mu A723$ in Figure 8-16a. This condition is satisfied in Figure 8-16c by an external, regulated or unregulated, positive voltage applied to the V_+ and V_- terminals. The maximum limit of 40 V between the V_+ and V_- terminals must be observed. Maximum values for $-V_{IN(2)}$ and the input-to-output differential are determined as for Figure 8-16a.

In all cases, a through c, if the V_Z terminal is unavailable, then the V_{OUT} terminal may be used with a series 6.2 V Zener diode.

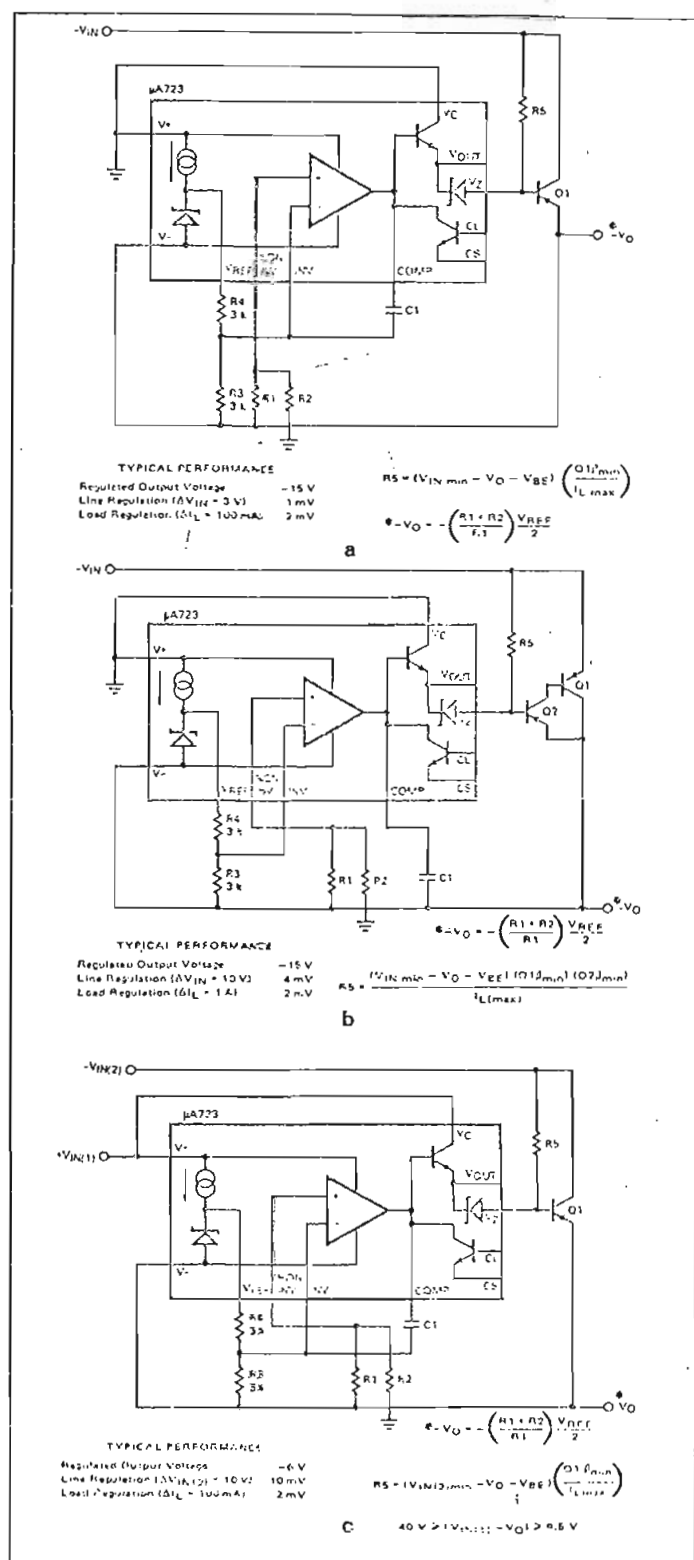


Fig. 8-16 Medium/High Output Current

B I B L I O G R A F I A

- BANDA, H., Apuntes de Electrónica Industrial, E.P.N., Quito, 1.975.
- GENERAL ELECTRIC, Semiconductor Application Handbook, Syracuse, New York, 1.976.
- GENERAL ELECTRIC, SCR Manual, Electronics Park, Syracuse, New York, 1.972.
- HOENEISEN, B., Apuntes de Diseño Electrónico, E.P.N., Quito, 1.976.
- JACOBSON, H., Apuntes de Características de Tiristores, E.P.N., Quito, 1.974.
- JIJON, J., Apuntes de Electrónica Industrial, E.P.N., Quito, 1.975.
- LILEN, H., Thyristors et Triacs, Editions Radio, Paris, 1.971.
- RCA SOLID STATE'74, Data Book-Series SSD-206 B Thyristors, Rectifiers, New York, 1.974.
- RCA, Circuitos de Potencia de Estado Sólido, Arbó, Buenos Aires, 1.974.
- VAN DER ZIEL, A., Electrónica Física del Estado Sólido, Prentice-Hall Internacional, New Jersey, 1.972.