

20<sub>2ej</sub>



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES  
"ARAGON"



## DESARROLLO DE UN MODULO INDEPENDIENTE DE TIRISTORES PARA CONTROL DE FASE.

# T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
P R E S E N T A :  
CELERINO ORTEGA MONDRAGON



México, D. F.

FALLA DE ~~ORTEGA~~

1990



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

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

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

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

## INDICE

|                    |   |
|--------------------|---|
| INTRODUCCION ..... | 6 |
|--------------------|---|

### CAPITULO 1

#### CONTROLADORES DE CA

|  |    |
|--|----|
| 1.1.- Generalidades .....                                    | 10 |
| 1.2.- Control on-off .....                                   | 12 |
| 1.3.- Control de fase .....                                  | 16 |
| 1.4.- Ecuaciones de diseño de dispositivos de potencia ..... | 17 |
| 1.4.1.- Carga puramente resistiva .....                      | 18 |
| 1.4.2.- Carga inductiva .....                                | 20 |
| 1.4.3.- Análisis armónico .....                              | 27 |
| 1.5.- Ecuaciones de diseño del controlador trifásico .....   | 32 |
| 1.5.1.- Controlador trifásico con carga resistiva ...        | 32 |
| 1.5.2.- Modos de operación .....                             | 35 |
| 1.5.3.- Controlador trifásico con carga inductiva ...        | 40 |

### CAPITULO 2

#### SELECCION Y DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

|                                |    |
|--------------------------------|----|
| Introducción .....             | 43 |
| 2.1.- Control cosenoidal ..... | 44 |

## INDICE

|  |    |
|--|----|
| 2.2.- Control por rampa .....  | 45 |
| 2.3.- Selección del circuito de control y funcionamiento ...                       | 46 |
| 2.3.1.- Funcionamiento del circuito de control .....                               | 49 |
| 2.3.2.- Consideraciones de diseño para el circuito de control .....                | 54 |
| 2.3.2.1.- Diseño de la fuente de alimentación del circuito disparo .....           | 54 |
| 2.3.2.2.- Diseño de los transformadores de sincronización y de pulsos .....        | 66 |
| 2.3.2.3.- Cálculo de la fuente de corriente ..                                     | 70 |
| 2.3.2.4.- Cálculo del capacitor de rampa C1...                                     | 73 |
| 2.3.2.5.- Cálculo del divisor de tensión para establecer el voltaje de control ... | 75 |

## CAPITULO 3

### DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

|  |    |
|--|----|
| Introducción .....                                   | 82 |
| 3.1.- Características del tiristor .....             | 82 |
| 3.1.1.- Características estáticas cátodo-ánodo ..... | 88 |
| 3.1.2.- Encendido y apagado del tiristor .....       | 91 |
| 3.1.2.1.- Encendido .....                            | 91 |
| 3.1.2.2.- Apagado .....                              | 94 |

## INDICE

|  |     |
|--|-----|
| 3.2.- Selección de dispositivos de la etapa de potencia ....         | 96  |
| 3.2.1.- Selección de tiristores .....                                | 97  |
| 3.2.1.1.- Comprobación de la elección<br>adecuada del tiristor ..... | 102 |
| 3.3.- Protecciones de la etapa de potencia .....                     | 105 |
| 3.3.1.- Selección y diseño del circuito snubber .....                | 105 |
| 3.3.2.- Selección del fusible contra sobrecorriente ..               | 110 |
| 3.3.2.1.- Factores primarios en la<br>selección .....                | 110 |

## CAPITULO 4 DISEÑO TERMICO, CONSTRUCTIVO Y MONTAJE

|  |     |
|--|-----|
| Introducción .....   | 115 |
| 4.1.- Selección del disipador adecuado .....                     | 115 |
| 4.2.- Diseño del circuito impreso del módulo de disparo ...      | 120 |
| 4.3.- Diseño mecánico del módulo .....                           | 121 |
| 4.4.- Elaboración del módulo como un producto<br>terminado ..... | 125 |

## INDICE

### CAPITULO 5

#### PROTOCOLO DE PRUEBAS Y RESULTADOS

|  |     |
|--|-----|
| 5.1.- Normas internacionales .....                                     | 131 |
| 5.2.- Normas nacionales .....  | 132 |
| 5.3.- Protocolo de pruebas .....                                       | 132 |
| 5.3.1.- Pruebas a realizar .....                                       | 134 |
| 5.3.2.- Ejecución de las pruebas .....                                 | 135 |
| 5.3.2.1.- Prueba de carga ligera .....                                 | 135 |
| 5.3.2.2.- Prueba de corriente nominal .....                            | 136 |
| 5.3.2.3.- Prueba de dispositivos<br>de protección .....                | 138 |
| 5.3.2.4.- Prueba de ascenso de temperatura ...                         | 139 |
| 5.3.2.5.- Prueba de las características del<br>equipo de disparo ..... | 140 |
| 5.3.2.6.- Prueba de aislamiento eléctrico ....                         | 151 |
| RESULTADOS .....   | 153 |
| 5.4.- Módulo monofásico con carga resistiva .....                      | 153 |
| 5.5.- Módulo monofásico con carga inductiva .....                      | 157 |
| 5.6.- Arreglo trifásico con carga resistiva .....                      | 161 |
| 5.7.- Arreglo trifásico con carga inductiva .....                      | 165 |
| CONCLUSIONES .....   | 168 |

## INDICE

### APENDICES

|  |     |
|--|-----|
| A.- Información técnica proporcionada por el fabricante.....   | 170 |
| B.- Determinación analítica de señales trifásicas en un<br>controlador trifásico con carga resistiva ..... | 192 |
| C.- Diagramas generales de montaje .....   | 216 |
| REFERENCIAS .....  | 218 |

## INTRODUCCION

La electrónica de potencia es una de las ramas de la electrónica, que se dedica al estudio del suministro de potencia a sistemas que requieren una regulación o alimentación paulatina de dicha energía. Como ejemplos de los sistemas que requieren un suministro paulatino de energía podemos mencionar, los calentadores industriales, regulación de velocidad de motores de CD y CA, variadores de temperatura, así como también la variación de luminosidad en lámparas, etc.

La electrónica de potencia tiene un vasto campo de trabajo, encontrando su principal aplicación en actividades industriales en procesos donde se requiere un control de potencia como suministro de energía.

En México la electrónica de potencia no se ha desarrollado en gran escala, encontrándose algunos diseños y desarrollos de proyectos aislados.

El objetivo de este trabajo es aplicar la electrónica de potencia en el desarrollo de un módulo independiente de tiristores (SCR'S) para control de fase, que pueda ser utilizado

## INTRODUCCION

en diferentes configuraciones, tales como puentes rectificadores monofásicos y trifásicos, controladores de CA, etc.

El trabajo realizado comprende el diseño de la parte correspondiente al suministro de potencia, es decir, el cálculo de los componentes necesarios para un buen funcionamiento del módulo de tiristores.

Otro de los objetivos del trabajo es que el módulo sea construido realizando una práctica de equipo adecuada, es decir que el módulo realizado tenga una calidad parecida o similar a cualquier otro fabricado comercialmente.

El tema de este trabajo surgió de la necesidad de tener un módulo para controlar la potencia suministrada a una carga principalmente en aplicaciones de potencia trifásica. Se trató de conseguir y se llegó a la conclusión que resultaba sumamente caro, además de que no se daba la información tecnológica necesaria para poder realizar algún otro módulo en base al importado.

Otro de los objetivos de la investigación realizada es el formar parte de la infraestructura del grupo de Electrónica de Potencia del IIE (Instituto de Investigaciones Eléctricas), para que mediante esta se pueda apoyar a algún proyecto que requiera un módulo de control de suministro de potencia.

## INTRODUCCION

En el capítulo 1, se trata lo referente a los diferentes tipos de control de fase, de los cuales se conocen dos que son: el control on-off y el control por ángulo de disparo. El control on-off es sólo mencionado de principio, avocándonos principalmente al control por ángulo de disparo, debido a que es el control utilizado para el módulo desarrollado. Asimismo se dan las ecuaciones de diseño para este tipo de control.

En el capítulo 2 se abarca lo que se refiere al control del módulo de tiristores concentrando nuestra atención sobre las formas de control de ángulo de disparo más usuales, como son el control cosenoidal y el control por rampa. Asimismo se explica detalladamente el funcionamiento del circuito de control seleccionado y se calculan los componentes fundamentales para el funcionamiento satisfactorio del mismo.

El capítulo 3 comprende las protecciones que debe tener el módulo para su funcionamiento correcto. Tales como protecciones contra variaciones de voltaje ( $dv/dt$ ) y de corriente ( $di/dt$ ). De la misma manera se trata lo referente a las características del tiristor (SCR) y su disparo correcto, se calculan los elementos de la etapa de potencia como son: tiristores, red de amortiguamiento contra ascensos rápidos de voltaje (snubber), y fusible .

## INTRODUCCION

En el capítulo 4 se ve lo referente al diseño térmico (el diseño del disipador adecuado), el diseño constructivo (como puede ser, la tarjeta en la que se van a montar los componentes, el gabinete, etc). Esto abarca todo lo que se refiere a la práctica de equipo del módulo.

En el capítulo 5 se trata lo referente a los resultados obtenidos de las pruebas realizadas al módulo. Estas pruebas son realizadas en base a normas internacionales, lo que valida la calidad del equipo.

Si no se menciona de otra forma en todo el trabajo de tesis se utiliza el término tiristor para designar al elemento SCR, ya que en el módulo desarrollado se emplean SCR'S para el control de suministro de potencia.

## CAPITULO 1

### CONTROLADORES DE CA

#### 1.1.- Generalidades.

Los controladores de voltaje, como su nombre implica, son empleados para controlar el valor rms de un voltaje alterno aplicado a una carga, utilizando tiristores entre la fuente de voltaje de CA y la carga. Existen dos métodos de control:

- 1.- Control on-off (control de cruce por cero)
- 2.- Control de fase.

En el control on-off, los tiristores son empleados como interruptores para conectar el circuito de carga a la fuente durante algunos ciclos de voltaje de la fuente y después desconectar éste por un período determinado: el tiristor actúa como un contactor de alta velocidad. En el control de fase, los tiristores son empleados para conectar el circuito de carga a la fuente por una porción de cada ciclo de la fuente de voltaje. Las configuraciones de los circuitos de potencia para el control on-off no difieren en alguna forma de las de control de fase.

## CONTROLADORES DE CA

Además, el análisis de funcionamiento de los controladores on-off no presentan dificultad, lo que no ocurre con los sistemas de control de fase.

Los controladores de CA pueden emplearse en sistemas de control de lazo cerrado, donde funcionan como amplificadores de alta potencia. Sus aplicaciones incluyen entre otras las siguientes:

- 1.- Calentadores industriales.
- 2.- Controladores de luz.
- 3.- Cambiadores de tap de transformadores.
- 4.- Arrancadores de motores de inducción.

Una característica de los controladores es que son alimentados con CA, por lo que la conmutación de los tiristores involucrados es natural, es decir que se realiza en el cruce por cero de la corriente sin necesidad de algún circuito auxiliar.

El elemento base de un controlador está formado por dos tiristores montados en conexiones cruzadas (llamado también paralelo inverso o antiparalelo), que se encuentran colocados entre la fuente y la carga Fig. 1.1.

## CONTROLADORES DE CA

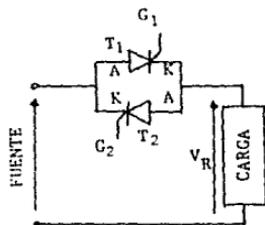


FIG. 1.1. ELEMENTO BASE DE UN CONTROLADOR DE AC.

Una alternativa es utilizar un triac, que es un tiristor bidireccional que agrupa en un solo elemento a los dos tiristores montados en antiparalelo. Su esquema (Fig. 1.2) muestra sus dos electrodos principales y su compuerta G. Este dispositivo es poco utilizado para cargas inductivas, debido a sus pobres características de robustez.

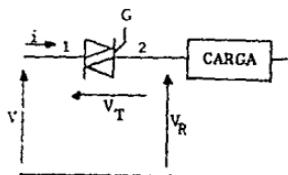


FIG. 1.2. TRIAC TIRISTOR BIDIRECCIONAL

### 1.2.- Control on-off.

La Fig. 1.1. muestra los dos tiristores,  $T_1$ , y  $T_2$ , que permiten establecer o cortar la unión fuente-carga.

## CONTROLADORES DE CA

Si se manda la señal de disparo a la compuerta  $G_1$  de  $T_1$ , al inicio de la semionda positiva de la tensión de alimentación  $V$ , y a la compuerta  $G_2$  de  $T_2$  al iniciarse la semionda negativa, la corriente alterna  $i$  pasa por  $T_1$  o  $T_2$  alternativamente. El interruptor está cerrado; si despreciamos la caída de tensión directa de los tiristores, la tensión en los bornes de la carga es  $V_R = V$ .

Debido a la naturaleza de ciertas cargas, aunque se envíe una señal de disparo a la compuerta del tiristor correspondiente, éste no conducirá hasta que tenga una tensión ánodo-cátodo positiva. Esto se presenta cuando la corriente cambia de signo, es decir hasta que haya transcurrido un tiempo equivalente al ángulo  $\phi$  (ángulo de potencia de la carga). Por esto es necesario disparar al tiristor en ese preciso momento, lo cual puede realizarse de las siguientes maneras:

- a).- El empleo de señales muy anchas (mayores a  $90^\circ$  si la carga es inductiva y de argumento muy variable, caso de los motores, por ejemplo).
- b).- El envío permanente de un tren de impulsos a las compuertas.
- c).- La alimentación de las compuertas a partir de las tensiones anódicas.

## CONTROLADORES DE CA

Si se suprimen las señales de disparo de los tiristores, el que esté conduciendo dejará de hacerlo en el momento en que  $i$  se anule y el otro no recibirá señal de disparo; el interruptor quedará abierto:

$$i = 0, \quad V_{AKT_1} = -V_{AKT_2} = V$$

La Fig. 1.3 muestra los dos regímenes de funcionamiento. Se ha supuesto que el disparo es realizado por señales anchas y que la carga es inductiva, se ha exagerado la caída de tensión de los tiristores conductores.

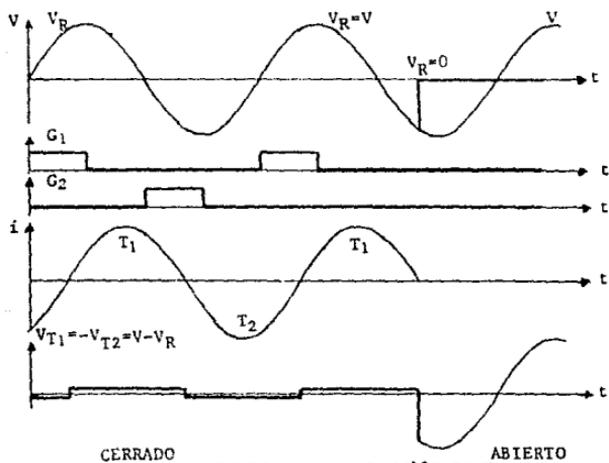


FIG. 1.3. SEÑALES EN EL CONTROL ON-OFF.

## CONTROLADORES DE CA

La utilización de los interruptores estáticos se aconseja esencialmente debido a la ausencia de sobretensiones de ruptura y la posibilidad de ciclos rápidos apertura cierre. Por esta razón son interruptores ideales para cargas resistivas.

### 1.3.- Control de fase.

El control de fase o control por ángulo de disparo consiste en el disparo de los tiristores del elemento base (Fig. 1.1) en puntos diferentes al cruce por cero. El disparo se efectúa a un ángulo eléctrico  $\alpha$ , llamado ángulo de disparo o ángulo de retardo.

De esta manera se puede controlar precisa y eficientemente el voltaje aplicado a una carga, y por lo tanto también se puede controlar la potencia entregada a la misma.

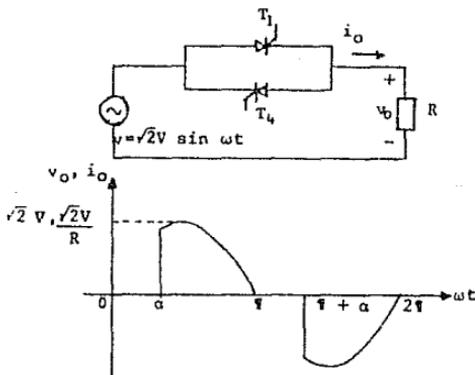


FIG. 1.4. CONTROLADOR MONOFÁSICO CON CARGA RESISTIVA.

## CONTROLADORES DE CA

En la Fig. 1.4 observamos la forma de onda obtenida en la carga. Es importante remarcar que sólo una parte de la onda senoidal de voltaje es aplicada a la carga, obteniéndose un ángulo de conducción  $\gamma$  (en caso de carga resistiva  $\gamma = \pi - \alpha$ ).

Las aplicaciones más comunes para control de fase son arrancadores para motores, controladores de luz (teatros, auditorios, exposiciones, aeropuertos) etc.

### 1.4.- Ecuaciones de diseño de dispositivos de potencia.

El montaje del elemento base de la Fig. 1.1 permite regular el valor eficaz de la corriente suministrada por una fuente de tensión alterna a una carga cualquiera. Como ya se vió en las secciones anteriores, el control on-off y el control de fase, sólo difieren en el punto de disparo, que en el primer caso es cero grados y en el segundo tiene un valor  $\alpha$  variable entre cero y  $180^\circ$ .

Debido a lo anterior, la potencia máxima entregada por un controlador con control on-off o con control de fase es la misma, por lo que nosotros analizaremos para el caso que nos interesa que es el control de fase.

## CONTROLADORES DE CA

### 1.4.1.- Carga puramente resistiva.

Supongamos en primer lugar que la carga de la Fig. 1.1 sea una resistencia pura; si se envía un impulso de corriente a la compuerta en  $\omega t = \alpha$ ,  $T_1$  sólo conducirá entre  $\alpha$  y  $\pi$ ; esta condición se muestra en la Fig. 1.5.

Defasando de igual forma el impulso de disparo de  $T_2$ , éste conducirá a partir del instante  $\pi + \alpha$  hasta  $2\pi$ , obteniéndose una forma de onda simétrica.

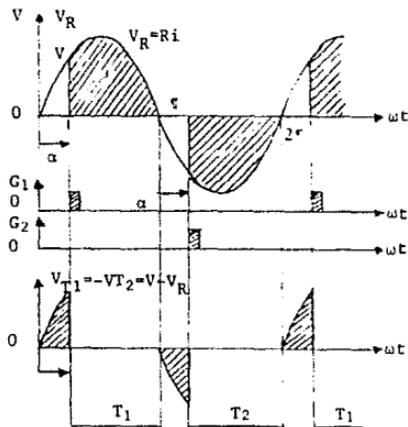


FIG. 1.5. SEÑALES MONOFÁSICAS PARA UN PULSO DE DISPARO DADO

## CONTROLADORES DE CA

Con este tipo de control, si variamos  $\alpha$ , podemos controlar la conducción de los tiristores y por consiguiente el valor eficaz de la corriente alterna.

Si se desprecia la caída de tensión directa en un tiristor en estado de conducción, la corriente tiene la siguiente expresión:

$$i = \frac{V_m \operatorname{sen} \omega t}{R} \quad \text{para } \alpha < \omega t < \pi \quad \text{y} \quad \alpha + \pi < \omega t < 2\pi \quad \text{Ec. 1.1}$$

$i = 0$  durante el resto del período

De donde el valor eficaz  $I$  se obtiene de la expresión:

$$I^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{V_m^2}{R^2} \operatorname{sen}^2 \omega t \, d\omega t \quad \text{Ec. 1.2}$$

llegando al siguiente resultado:

$$I = \frac{V_m}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2\pi}} \quad \text{[A]} \quad \text{Ec. 1.3}$$

Haciendo variar el ángulo  $\alpha$  de cero a  $\pi$ ,  $I$  varía desde el valor máximo  $V/R$  a cero.

1.4.2.- Carga inductiva.

La Fig. 1.6 muestra el circuito de un controlador monofásico que alimenta una carga inductiva. Solamente uno de los dos tiristores puede conducir en un instante dado.

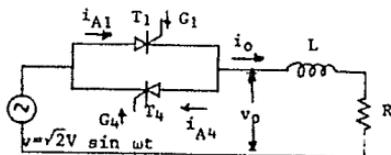


FIG. 1.6. CONTROLADOR MONOFÁSICO CON CARGA INDUCTIVA.

Si se considera que  $T_1$  está conduciendo se tiene que:

$$v_L + v_R = v_0 = v \quad [V] \quad \text{Ec. 1.4}$$

o bien

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2} V \sin \omega t \quad \text{Ec. 1.5}$$

La solución de esta ecuación es de la forma:

$$i = \frac{\sqrt{2} V}{Z} \sin(\omega t - \phi) + A e^{-(R/L)t} \quad [A] \quad \text{Ec. 1.6}$$

CONTROLADORES DE CA

donde

$$Z = \left[ R^2 + (\omega L)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad [\Omega] \quad \text{Ec. 1.7}$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad [\text{rad}] \quad \text{Ec. 1.8}$$

Sustituyendo las condiciones iniciales  $i=0$  en  $\omega t=\alpha$  se obtiene:

$$i = \frac{\sqrt{2} V}{Z} \left[ \text{sen}(\omega t - \phi) - \text{sen}(\alpha - \phi) e^{-(R/L)[(\alpha/\omega) - t]} \right] \quad \text{Ec. 1.9}$$

en  $\omega t=\beta$ ,  $i$  es cero de nuevo y de la ecuación anterior se obtiene:

$$\text{sen}(\beta - \phi) = \text{sen}(\alpha - \phi) e^{-(R/L)[(\alpha - \beta)/\omega]} \quad \text{Ec. 1.10}$$

$$\gamma = \beta - \alpha$$

## CONTROLADORES DE CA

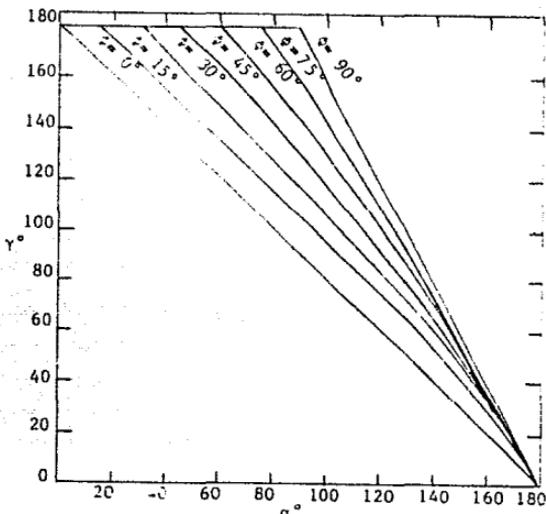


FIG. 1.7.  $\gamma$  VS.  $\alpha$  PARA EL CIRCUITO DE LA FIG. 1.4

El valor de  $\beta$ , puede ser determinado mediante la solución de la ecuación (1.10). Las curvas de la solución se muestran en la Fig. 1.7, con la restricción de que el ángulo de conducción es:

$$\gamma = \beta - \alpha \leq 180^\circ$$

Sobre esta base, las formas de onda producidas por el circuito son las mostradas en la Fig. 1.8. Podemos constatar en ellas que si  $\alpha$  se reduce hasta cero, las formas de onda  $i_o$  y  $v_o$  tienden a hacerse senoidales.

## CONTROLADORES DE CA

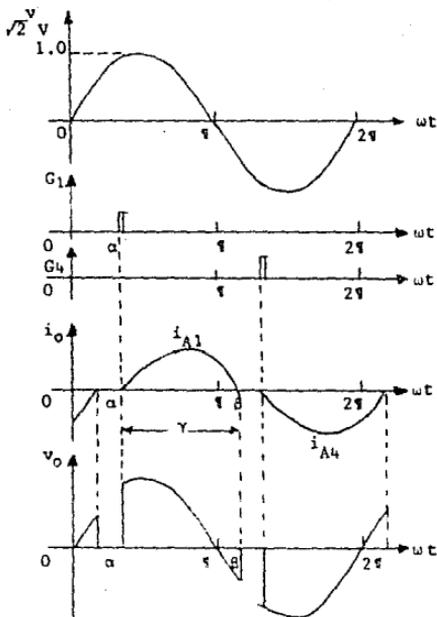


FIG. 1.8. VOLTAJE Y CORRIENTE CON UN CONTROLADOR MONOFÁSICO CON CARGA INDUCTIVA.

El valor promedio de la corriente.  $I_N$  en los tiristores se obtiene de la siguiente manera:

Por definición

$$I_N = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt$$

Ec. 1.11

## CONTROLADORES DE CA

Sustituyendo (1.9) en la ecuación (1.11) se obtiene la corriente normalizada

$$I_N = \left( \frac{\sqrt{2} V}{Z} \right) \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} \left[ \text{sen}(\omega t - \phi) - \text{sen}(\alpha - \phi) e^{-(R/L)[(\alpha/\omega) - t]} \right] d(\omega t) \quad \text{Ec. 1.12}$$

y para cualquier valor de  $\alpha > 0$ , el valor de  $I_N$  puede ser obtenido de las curvas de la Fig. 1.9.

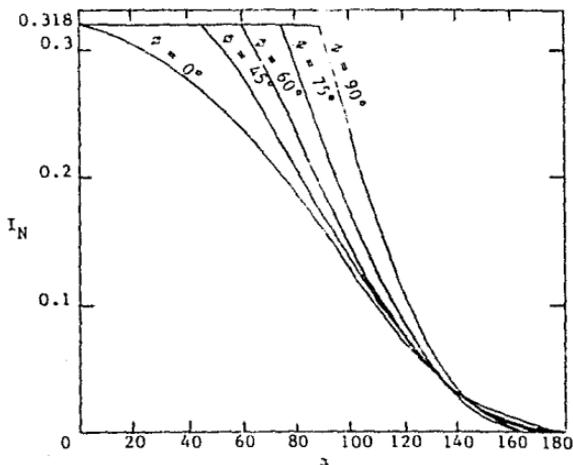


FIG. 1.9.  $I_N$  VS.  $\alpha$  PARA EL CIRCUITO DE LA FIG. 1.6

## CONTROLADORES DE CA

Para obtener el valor rms de la corriente en el tiristor se tiene por definición que:

$$I_{RN} = \left( \frac{\sqrt{2} V}{Z} \right) \left[ \frac{\alpha + \gamma}{\frac{1}{2\pi}} \int_{\alpha} i^2(t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ec. 1.13}$$

donde  $i(t)$  está dada por la ecuación (1.9). Para cualquier valor permisible de  $\alpha$ ,  $I_{RN}$  se obtiene de la Fig. 1.10.

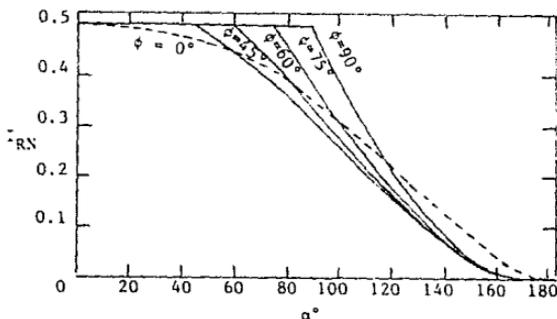


FIG. 1.10.  $I_{RN}$  VS.  $\alpha$  PARA EL CIRCUITO DE LA FIG. 1.6

El valor normalizado de la corriente rms de la salida es, por la contribución de ambos tiristores:

$$I_{RON} = \left[ I_{RN}^2 + I_{RN}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{2} I_{RN} \quad \text{Ec. 1.14}$$

## CONTROLADORES DE CA

La corriente de salida es por lo tanto:

$$I_{RO} = \frac{\sqrt{2} V}{Z} I_{RNO} = 2 \frac{V}{Z} I_{RN} \quad \text{[A]} \quad \text{Ec. 1.15}$$

El valor normalizado del voltaje rms de salida puede obtenerse fácilmente. De la Fig. 1.8 se deduce que:

$$V_{RON} = \left[ \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} \text{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ec. 1.16}$$

$$= \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[ \gamma \frac{1}{2} \text{sen} 2\alpha - \frac{1}{2} \text{sen} 2(\alpha + \gamma) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ec. 1.17}$$

De la ecuación (1.17) se puede obtener el valor de  $\gamma$  si conocemos  $\alpha$  y  $\phi$ . Para facilidad se presentan diferentes soluciones en la Fig. 1.7.

Finalmente el voltaje rms de salida es:

$$V_{RO} = \sqrt{2} V V_{RON} \quad \text{[V]} \quad \text{Ec. 1.18}$$

## CONTROLADORES DE CA

### 1.4.3.- Análisis armónico.

La forma de onda de la corriente obtenida puede ser descrita por la serie de fourier.

$$i_o = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{ sen } n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{ cos } n\omega t \quad [A] \quad \text{Ec. 1.19}$$

donde:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_o \text{ sen } n\omega t \, d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_o \text{ sen } n\omega t \, d(\omega t) \quad [A] \quad \text{Ec. 1.20}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_o \text{ cos } n\omega t \, d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_o \text{ cos } n\omega t \, d(\omega t) \quad [A] \quad \text{Ec. 1.21}$$

y en la Fig. 1.6  $i_o = i_{A1}$  [A] Ec. 1.22

El valor del n-ésimo armónico está dado por:

$$I_{nR} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ a_n^2 + b_n^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad [A] \quad \text{Ec. 1.23}$$

De las ecuaciones (1.19) a (1.22) se deduce el contenido armónico de la corriente de línea para cualquier valor de  $\alpha$  y  $\phi$ , que puede ser determinado mediante la obtención de  $\gamma$  de la Fig. 1.8. Así para una carga  $\phi=0$ , y de la ecuación (1.1) tenemos que:

$$i_o = \frac{\sqrt{2} V}{R} \text{ sen } \omega t \quad [A] \quad \alpha < \omega t < \pi \quad \text{Ec. 1.24}$$

## CONTROLADORES DE CA

Las ecuaciones (1.27) y (1.28) han sido empleadas para graficar las curvas de los valores rms de los armónicos normalizados mostrados en la Fig. 1.11 donde la ordenada  $H_{na}$  es definida como:

$$H_{na} = \frac{\text{Valor rms del } n\text{-ésimo armónico al ángulo } \alpha}{\text{Valor rms de la corriente de línea a } \alpha = 0} \quad \text{Ec. 1.31}$$

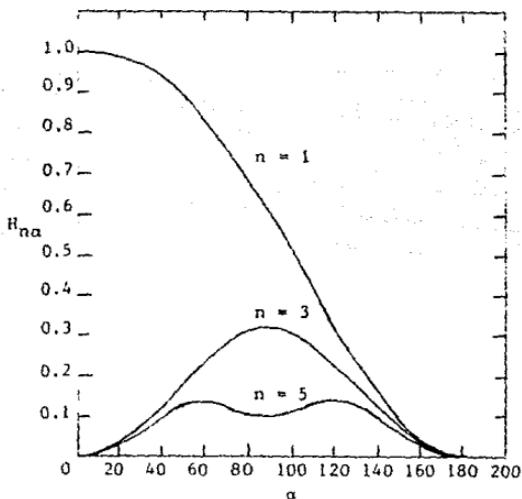


FIG. 1.11. VARIACIÓN DE AMPLITUD DE LOS ARMÓNICOS PARA EL CIRCUITO DE LA FIG. 1.6

## CONTROLADORES DE CA

Las curvas mostradas pueden ser reproducidas para cualquier valor de  $\phi \neq 0$ .

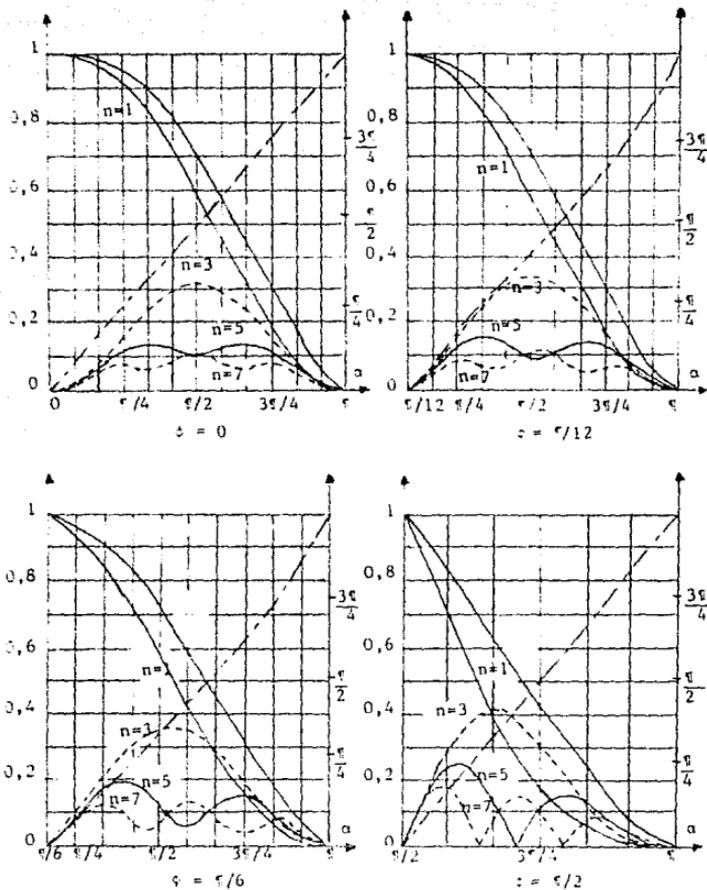
El valor rms del n-ésimo armónico de salida de voltaje está dado por:

$$V_{nR} = I_{nR} \left[ R^2 + (n\omega L)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad [V] \quad \text{Ec. 1.32}$$

En general las amplitudes de los armónicos de corriente son reducidos cuando la inductancia del circuito de carga es incrementada.

Las gráficas de los armónicos para diferentes ángulos  $\phi$  de carga son mostrados en la Fig. 1.12.

CONTROLADORES DE CA



## CONTROLADORES DE CA

### 1.5.- Ecuaciones de diseño del controlador trifásico.

#### 1.5.1.- Controlador trifásico con carga resistiva.

El controlador que se muestra en la Fig. 1.13 está montado para un sistema trifásico de 3 hilos. Puede observarse que para que fluya corriente en la carga, los tiristores de al menos dos ramas deben de conducir.

Se tiene que los voltajes de línea son:

$$v_{AB} = \sqrt{2} V \text{ sen } \omega t \quad [V] \quad \text{Ec. 1.33}$$

$$v_{BC} = \sqrt{2} V \text{ sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad [V] \quad \text{Ec. 1.34}$$

$$v_{CA} = \sqrt{2} V \text{ sen}(\omega t - 4\pi/3) \quad [V] \quad \text{Ec. 1.35}$$

Cada fuente de voltaje de línea a línea suministra corriente a través de dos ramas de la carga en serie.

Es conveniente referir los ángulos de retardo de cada uno de los tiristores a una misma referencia. Para ésto se determina el valor de  $\alpha=0$  para el tiristor  $T_1$  como referencia. El ángulo de retardo es el intervalo, medido en ángulos eléctricos, durante el cual es retrasado el pulso de disparo por el control de fase en relación a la operación natural que ocurriría sin el controlador y con carga resistiva.

## CONTROLADORES DE CA

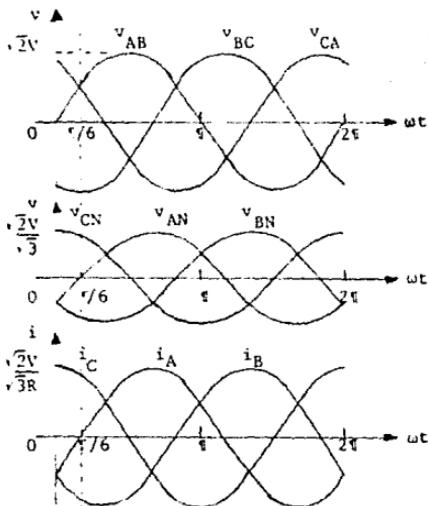
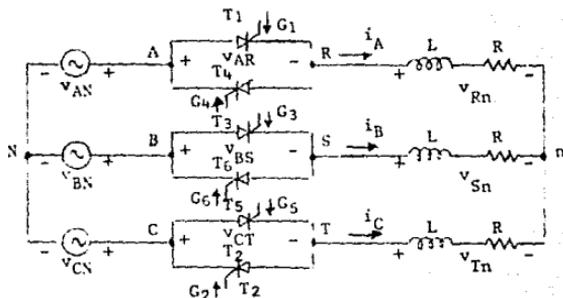


FIG. 1.13. DETERMINACIÓN DE LA REFERENCIA PARA EL ÁNGULO DE RETARDO  $\alpha$ .

La Fig. 1.13 ilustra la condición de operación natural descrita en la definición. Las corrientes están en fase con los voltajes, de línea a neutro. Conviene analizar la operación en

## CONTROLADORES DE CA

términos de voltajes de línea a línea. Para ello se determina el origen del eje  $\omega t$  en el cruce por cero del voltaje  $V_{AB}$ . De esa manera se obtiene que:

$$\overline{V}_{AN} = \frac{1}{\sqrt{3}} \overline{V}_{AB} \angle -30^\circ \quad [V] \quad \text{Ec. 1.36}$$

$$i_A = \frac{\sqrt{2} V}{\sqrt{3} R} \text{sen}(\omega t - \pi/6) \quad [A] \quad \text{Ec. 1.37}$$

El ángulo de fase es cero para para el tiristor  $T_1$  cuando la corriente  $i_A$  inicia su ciclo positivo. Esto es cuando  $\omega t = \pi/6$  entonces  $\alpha = 0$ ; para cualquier otro valor de  $\alpha$  se tiene que  $\alpha = \omega t - \pi/6$ .

Las señales de disparo en las tres ramas deben tener la misma secuencia y defasamientos que la fuente de voltaje. De esa manera, si el ángulo de retardo del tiristor  $T_1$  es  $\alpha$ , entonces para  $T_3$  el ángulo debe ser  $\alpha + 2\pi/3$  y para  $T_5$   $\alpha + 4\pi/3$ . El ángulo de atraso en  $T_4$  de la línea A debe ser  $\alpha + \pi$ , para  $T_6$   $\alpha + \pi + 2\pi/3$  y para  $T_2$  es  $\alpha + \pi + 4\pi/3$ . La secuencia de señales que resulta se muestra en la Fig. 1.15 donde  $T_1$  tiene un ángulo de retardo  $\alpha = \pi/2$ .

## CONTROLADORES DE CA

### 1.5.2.- Modos de operación.

El controlador trifásico tiene tres modos de operación denominados Modo I, Modo II y Modo III dependiendo del número de tiristores que conduzcan en un momento dado.

El modo I de operación se presenta cuando el ángulo de disparo  $\alpha$  está en el rango de 0 a  $\pi/3$ , siendo el límite en este modo de operación  $\pi/3$ . En este modo de operación siempre conducirán, tres o dos tiristores a la vez. Cuando  $\alpha$  se reduce abajo del valor  $\pi/3$  tres tiristores conducirán simultáneamente por intervalos cuya longitud depende de  $\alpha$ , es decir que habrá partes del ciclo en que conducen tres tiristores (Modo I) y partes donde conducen sólo dos tiristores (Modo II). Las formas de onda del sistema para  $\alpha=\pi/6$  se muestran en la Fig. 1.14. Si la carga es puramente resistiva, entonces durante la operación el sistema será como si los tiristores no estuvieran presentes y los voltajes de línea a neutro tendrán las mismas formas de onda que las corrientes de línea.

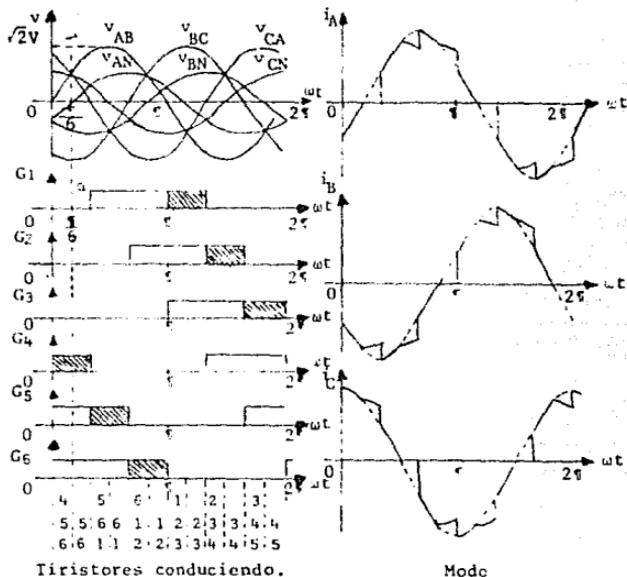


FIG. 1.14. FORMAS DE ONDA DE LA  
FIG. 1.13  $\phi=0$ ,  $\alpha = \pi/6$ .

El modo II de operación se presenta cuando el ángulo de disparo  $\alpha$  se encuentra en el rango de  $\pi/3$  a  $\pi/2$ , siendo el límite en este modo de operación  $\pi/2$ . En este modo de operación siempre conducirán dos tiristores a la vez. Durante el Modo II de operación, un voltaje de línea a línea produce corriente en dos ramas en serie. El voltaje de línea a línea que es efectivo en cada intervalo de operación de Modo II puede determinarse de la tabla de tiristores conduciendo en la

### CONTROLADORES DE CA

Fig. 1.15 y del circuito de la Fig. 1.13. La corriente de B a C debe ser entonces (durante el Modo II):

$$i_{BC} = i_B = -i_C = -\frac{v_{BC}}{2R} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{V}{R} \text{ sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad [\text{A}] \quad \text{Ec. 1.38}$$

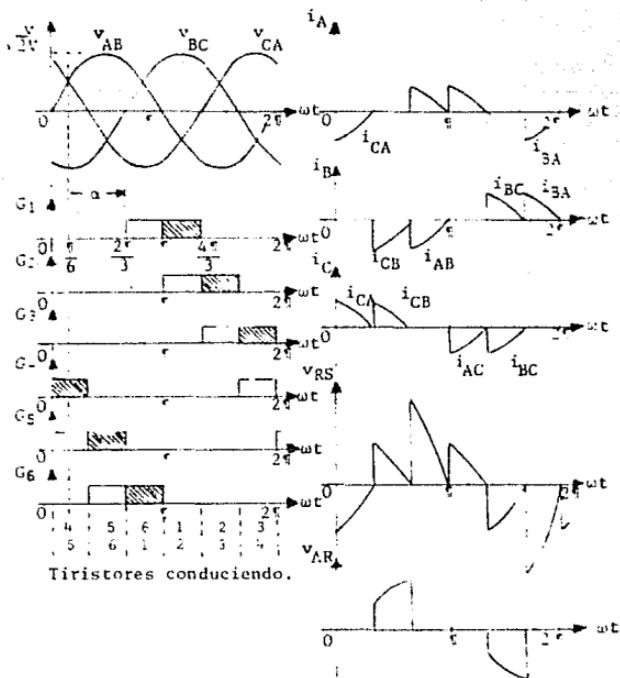


FIG. 1.15. FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO DE LA FIG.1.13  $\phi = 0$ ,  $\alpha = \pi/2$ ,

## CONTROLADORES DE CA

Las formas de onda del voltaje pueden ser determinadas mediante expresiones como la ecuación (1.40).

El modo III se presenta cuando  $\pi/2 < \alpha < 5\pi/6$ . Cuando  $\alpha$  está comprendido en este rango, conducirán dos tiristores por intervalos y ningún tiristor en otros intervalos. Cuando  $\alpha = 5\pi/6$  los tiristores están completamente apagados (carga resistiva), y la corriente y el voltaje aplicados a la carga son nulos.

Cuando  $\alpha = \pi/2$ , se tiene la condición mostrada en la Fig. 1.15, que marca el inicio de este modo de operación y el final del Modo II. En  $t=0+$ ,  $v_{CA}$  es positivo. La trayectoria de la corriente está formada por los tiristores  $T_5$  y  $T_4$  en serie. Una señal de disparo debe ser aplicada o existir ya en estos tiristores. Al llegar al punto  $\omega t = \pi/3$ ,  $v_{CA}$  deja de ser positiva, lo que marca el final del pulso en  $i_{G_4}$  y el inicio del pulso en  $i_{G_5}$ . Los puntos de inicio y final para las otras señales de disparo deben ser relacionadas con estas dos. La parte sombreada de los pulsos muestra que para carga resistiva, el máximo ángulo de retardo de los tiristores es:

$$\alpha_{\text{máx}} = \pi - \pi/6 = 5\pi/6 \quad \text{Ec. 1.39}$$

## CONTROLADORES DE CA

En la Fig. 1.15 también se muestran las formas de onda de corriente, que están formadas por las corrientes  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  a través de diferentes trayectorias (es importante recordar que en este modo de funcionamiento sólo pueden conducir dos tiristores al mismo tiempo). Los voltajes de línea a neutro  $v_{Rn}$ ,  $v_{Sn}$  y  $v_{Tn}$  tienen la misma forma de onda de las corrientes de línea y nos sirven para determinar los voltajes de línea de la siguiente manera:

$$v_{RS} = v_{Rn} - v_{Sn} = R i_A - R i_B \quad \text{Ec. 1.40}$$

La forma de onda  $v_{RS}$  se muestra en la Fig. 1.15.

Para calcular los valores de las corrientes rms y promedio para los tiristores pueden utilizarse las curvas  $I_N$  vs  $\alpha$  e  $I_{RN}$  vs  $\alpha$  que se muestran en las figuras 1.16 y 1.17 respectivamente, donde la corriente base empleada es:

$$I_{BASE} = \frac{\sqrt{2} V}{\sqrt{3} Z} \quad \text{[A]} \quad \text{Ec. 1.41}$$

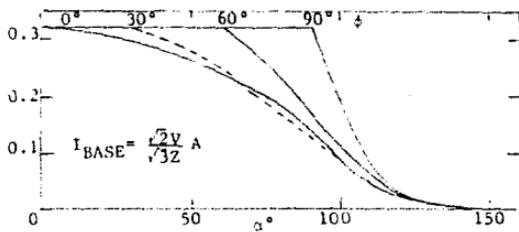


FIG. 1.16.  $I_N$  VS.  $\alpha$  PARA LOS TIRISTORES DE LA FIG. 1.13

## CONTROLADORES DE CA

Cuando la carga es resistiva se emplea la curva de factor de potencia con  $\phi=0$  para el diseño del controlador.

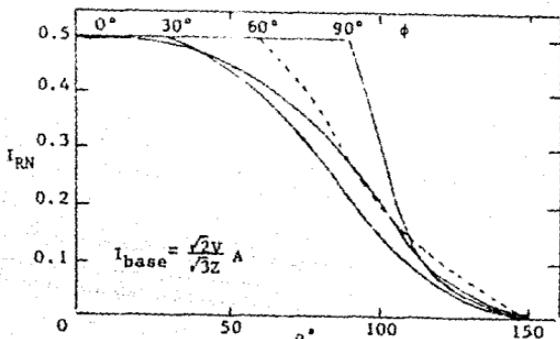


FIG. 1.17.  $I_{RN}$  VS.  $\alpha$  PARA LOS TIRISTORES DE LA FIG. 1.13

### 1.5.3.- Controlador trifásico con carga inductiva.

Cuando la carga es inductiva, el análisis se complica ya que la conducción no cesa en el instante en que el voltaje de línea o el voltaje al neutro se hace cero, por lo que curvas  $I_n$  e  $I_{rn}$  Vs  $\alpha$  para diferentes valores de  $\gamma$  se determinan experimentalmente. El mínimo valor de  $\alpha$  requerido para circuitos inductivos es igual a  $\phi$  y cuando el valor de  $\alpha$  es menor a este valor el circuito funciona como si el controlador no estuviera presente.

## CONTROLADORES DE CA

En este caso de carga inductiva el segundo modo de funcionamiento desaparece debido a que las corrientes ya no pueden presentar una discontinuidad. Se conserva el primer modo en el que conducen tres tiristores a la vez, y el tercer modo en el que conducen dos y ningún tiristor a la vez.

La Fig. 1.18 da un ejemplo del trazado de  $i_A$  y el voltaje en la carga en la fase A para cada uno de los modos en el caso en que  $\phi$  es igual a  $\pi/4$ ;  $\alpha$  igual a  $\pi/3$  corresponde por lo tanto al primer modo;  $\alpha=106.2^\circ$ . Y  $\alpha$  igual a  $2\pi/3$  da un funcionamiento según el tercer modo  $\alpha=167.8^\circ$ .

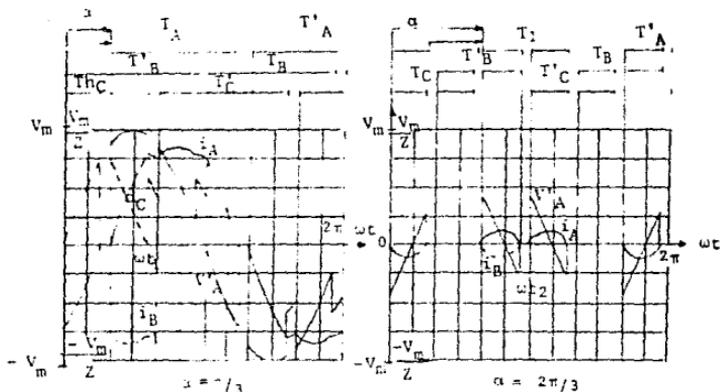


FIG. 1.18. VOLTAJE Y CORRIENTE EN UNA CARGA INDUCTIVA  $\phi = \pi/4$

## CONTROLADORES DE CA

Cabe aclarar que cuando la carga es inductiva el ángulo de disparo se extiende desde  $\phi$  a  $180^\circ$ .

La Fig. 1.18 sólo tiene el objeto de mostrar como es el trazado de la corriente y el voltaje cuando el controlador contiene inductancia, ya que como se mencionó anteriormente la determinación analítica de éstas es complicada\*.

La característica de corriente rms normalizada en la carga con respecto al ángulo de disparo se observa en la Fig. 1.17. Se remarca que no puede controlarse el voltaje y la corriente para valores de  $\alpha$  menores a  $\phi$ .

---

\* Consultar referencia 2.

## CAPITULO 2

### SELECCION Y DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

#### Introducción.

En la electrónica de potencia para el manejo de una carga se requieren de señales analógicas adecuadas que nos permitan el realizar un control de la energía en base a nuestras necesidades.

Las señales son proporcionadas por circuitos electrónicos de control que nos permiten realizar una variación paulatina de la energía a suministrar a una carga.

Los tipos de control más usuales en los controladores de energía tiristorizados son Control cosenoidal y Control por rampa.

En este capítulo se explica inicialmente en qué consisten cada tipo de control de los mencionados. Después se continuará con lo relacionado al tipo de control seleccionado, y el diseño de los componentes principales.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

### 2.1.- Control cosenoidal.

Este tipo de control utiliza una referencia de voltaje cosenoidal. Las señales cosenoidales de referencia pueden ser obtenidas directamente de la fuente de CA utilizando transformadores solos o una combinación de transformadores y redes de desplazamiento de fase.

La característica lineal entre el voltaje de salida  $V_o$  y el voltaje de control  $V_c$  es recomendable para evitar cambios de valor de la ganancia del sistema de control y esto se logra utilizando como referencia de voltaje una señal cosenoidal. La Fig. 2.1 muestra este tipo de control.

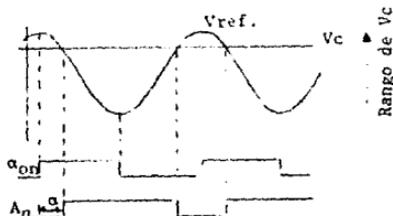


FIG. 2.1. CONTROL COSENOIDAL.

Teniendo una fase conveniente en el voltaje cosenoidal de referencia (Fig. 2.1), obtenemos la señal de disparo cuando  $V_c = V_r$ , y con respecto a la fase A tenemos:

$$V_c = V_r \operatorname{sen} \left[ \frac{\pi}{2} + \alpha \right] \quad \text{Ec. 2.1}$$

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

por lo que llegamos al resultado

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V \frac{V_c}{V_r} \quad \text{Ec. 2.2}$$

Lo cual nos muestra que existe una relación lineal entre  $V_c$  y  $V_o$ .

### 2.2.- Control por rampa.

Este control utiliza una referencia de voltaje en rampa.

Las señales de referencia para generar el período de rampa son tomadas de la línea de CA, utilizando al igual que en el control cosenoidal transformadores directos de línea.

Mediante diodos semiconductores se rectifica la señal ya sea de onda completa o de media onda; y con la aplicación de un detector de cruce por cero se logra un período de rampa idéntico al período de la línea.

La rampa es inicializada por la señal de sincronización en  $\alpha_o$ ; cuando la amplitud de la rampa y el voltaje de control se igualan, se produce un pulso de disparo (Fig. 2.2).

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

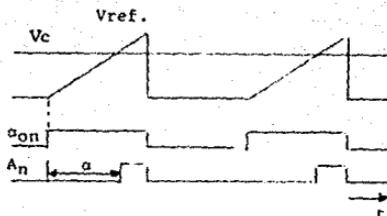


FIG. 2.2. CONTROL POR RAMPA.

Con este método se obtiene una relación lineal entre el voltaje de control  $V_c$  y el ángulo de disparo  $\alpha$ , pero considerando que existe una relación cosenoidal entre  $\alpha$  y la salida  $V_o$ , la relación entre  $V_o$  y  $V_c$  no es lineal.

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V \cos(K_2 V_c) \quad \text{Ec. 2.3}$$

$V$  es una función no lineal

### 2.3.- Selección del circuito de control y funcionamiento.

El circuito de control seleccionado para el controlador de CA utiliza el principio de control por rampa.

La elección de este tipo de control se basó en la sencillez y economía del mismo, permitiendo además la realización de un circuito confiable para el control de tiristores.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

El desarrollo del mismo y por consiguiente su elección, se realizó después de haber consultado como bibliografía notas relacionadas a circuitos de disparo para tiristores.

Otro de los puntos importantes considerados para la elección del circuito de disparo, fue el utilizar únicamente elementos semiconductores discretos propios de la electrónica analógica y mostrar que mediante éstos es posible realizar un control para tiristores sin llegar a utilizar elementos de la electrónica digital. Es importante aclarar que la General Electric desarrolló sus propios semiconductores para la electrónica de potencia, pero en nuestros días estos dispositivos son ya obsoletos, además de la dificultad para aplicarlos a nuestras necesidades.

El esquema de control desarrollado es el mostrado en la Fig. 2.3.



## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

### 2.3.1.- Funcionamiento del circuito de control.

El esquema de control funciona como sigue:

El transformador TR, es un transformador reductor de 127 a 13.5 V, mediante el cual se toma la señal de línea, entre fase y neutro. El voltaje secundario es rectificado, la rectificación es de onda completa.

La onda rectificada es recortada en sus picos mediante un diodo zener de 5.6 V, y la señal obtenida se aplica a la base del transistor  $Q_1$ . Dicha señal está sincronizada con el cruce por cero de la señal de entrada, y hará funcionar al transistor en corte o saturación. Los pulsos obtenidos en el colector de  $Q_1$  harán que  $Q_2$  funcione también en corte o saturación.

$Q_3$  en conjunto con los diodos  $D_5$  a  $D_7$ , resistencia de emisor  $R_6$  y la resistencia de base  $R_5$ , forman una fuente de corriente que sirve para cargar a  $C_1$ \*.

$Q_3$  como fuente de corriente carga a  $C_1$  y  $Q_2$  servirá para descargarlo cuando en  $Q_2$  se aplica el pulso proveniente de  $Q_1$ , el cual opera al cruce por cero de la señal. Por ende, la descarga de  $C_1$  se realiza al mismo período que le imponga  $Q_2$ , el cual a su vez es accionado por  $Q_1$  que opera como un detector

---

\*El diseño de esta fuente de corriente debe ser preciso para que la rampa resulte lo más exacta posible.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

de cruce por cero. Por esta razón, el período de la rampa será de 8.333 ms que son los  $180^\circ$  de control que se requieren en una carga resistiva con voltaje senoidal.

La definición del voltaje del capacitor se realiza en función de la corriente de carga y del tiempo de carga (medio período). Este es un parámetro importante que nos determina el rango de control que debe tenerse para operar el controlador en todo el rango (0 a  $180^\circ$ ); en nuestro caso elegimos un voltaje de 10 volts.

El voltaje de control se establece por el divisor de tensión formado por el potenciómetro  $P_1$ ,  $R_7$ ,  $R_8$  y  $R_{10}$ . De esta manera se obtendrá un voltaje máximo de 10 volts. Para que el control sea seguro el rango de operación del voltaje de control debe estar comprendido en el rango de voltaje máximo y mínimo de la rampa.

La rampa y el voltaje de control son comparados por el CI amplificador operacional, dando como resultado los diferentes ángulos de disparo. La amplitud de la señal de salida del amplificador operacional es de  $\pm 15$  V.

Esta señal de  $\pm 15$  V es recortada en su parte negativa por un diodo  $D_9$ .

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

La señal de salida del amplificador operacional obtenida a través del diodo  $D_9$  tiene un retardo variable con respecto a la señal de sincronización. Esta señal es producto de la comparación del voltaje de control y la rampa, por lo que cualquier variación en el voltaje de control nos producirá un cambio en el retardo de la señal de salida. De esta forma se obtiene el ángulo de disparo  $\alpha$ , el cual puede tener una variación de 0 a  $180^\circ$  (0 a 8.33 ms).

La señal a la salida del diodo  $D_9$  es diferenciada por el capacitor  $C_2$  y la resistencia  $R_{11}$ , dándonos como salida pulsos que tienen un retraso  $\alpha$  con respecto a la señal de sincronización.

La señal a la salida del  $C_2$  es aplicada a un preamplificador  $Q_4$ , el cual a su vez la manda a un amplificador de corriente de mayor capacidad  $Q_5$ .

Cuando el transistor  $Q_5$  conduce, se aplica el voltaje  $V$  al primario del transformador de pulsos y se induce un pulso en el secundario que es directamente aplicado a la compuerta del tiristor para su disparo.

Cuando el  $Q_5$  deja de conducir, la corriente de magnetización almacenada en el primario del transformador es disipada en el diodo  $D_{10}$ , que actúa como un diodo de rueda libre\*\*.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

Con este circuito se obtienen los pulsos necesarios para un controlador de onda completa monofásico. En el caso de una carga trifásica inductiva un tiristor no dejará de conducir en el cruce por cero de la tensión, por lo que el tiristor siguiente de la secuencia no podrá ser disparado en ese punto. Si se tiene un ángulo  $\alpha=0^\circ$ , el tiristor siguiente de la secuencia podrá ser disparado únicamente a partir del ángulo  $\phi$ . Por esta razón en la configuración trifásica es necesario contar con un doble pulso de disparo, el cual es obtenido por medio de otro transformador de pulsos.

El diagrama de conexiones para un montaje trifásico se muestra en el apéndice C. El circuito así desarrollado resulta sumamente económico y funcional. La Fig. 2.4 muestra las señales obtenidas en los diferentes puntos del circuito.

---

\*\* El diodo  $D_{10}$  sirve para disipar la energía (fuerza contraelectromotriz) almacenada en los devanados y núcleo del transformador.

# DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

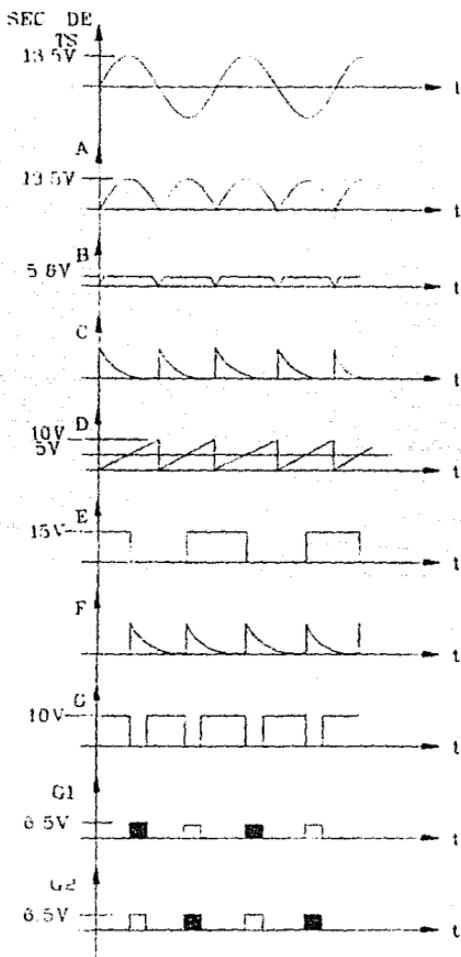


FIG. 2.4. SEÑALES DEL CIRCUITO DE CONTROL.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

### 2.3.2.- Consideraciones de diseño para el circuito de control.

Son cinco puntos importantes los que se realizaron para que el circuito de control para los tiristores funcionara como tal.

Estos puntos son los siguientes:

- 1.- Diseño de fuente de alimentación del circuito de disparo.
- 2.- Diseño del transformador de entrada de sincronización de línea y transformador de pulsos.
- 3.- Cálculo de la fuente de corriente.
- 4.- Cálculo del capacitor de rampa  $C_1$ .
- 5.- Cálculo del divisor de tensión para establecer el voltaje de control.

#### 2.3.2.1.- Diseño de la fuente de alimentación del circuito de disparo.

El diseño de la fuente se compone de dos partes:

- A).- Diseño del transformador de fuente de alimentación.
- B).- Diseño de fuente con rectificador, filtro y regulador.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

A).- Diseño del transformador de fuente de alimentación.

Las consideraciones hechas para el diseño de éste son las siguientes:

- a) Máximo consumo de corriente del circuito 500 mA.
- b) Voltaje de operación 127 V ó 220 V en el primario.
- c) Con tap central para el secundario.
- d) Voltaje secundario 25 V rms.

El procedimiento utilizado emplea expresiones teóricas para determinar el número de vueltas de los devanados, tomándose como condicionante principal que debe diseñarse a una baja densidad de flujo.

### Procedimiento de diseño.

- 1.- Considerar un voltaje secundario mínimo del transformador a diseñar  $V_s$ .
- 2.- Con la expresión siguiente se calcula el voltaje de diseño, considerando reducciones en el voltaje de línea.

$$V_s = \frac{V_l}{kV} \quad (12)$$

Ec. 2.4

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

donde:

$V_i$  = voltaje de entrada de línea de CA en ese instante.

$\%V$  = variación de voltaje de línea (se toma la variación hacia abajo). Por ejemplo si la variación en la línea fuera de  $\pm 10\%$  y la alimentación fuera trifásica  $V = 220$ , se tomaría una variación hacia abajo en  $10\%$  lo que nos daría  $\%V = 198$  V.

El voltaje secundario  $V_s$ , se calcula para  $V_i = \%V$  para valor nominal y para un  $V_i$  aumentado al porcentaje de variación.

- 3.- Cuando el transformador a diseñar utiliza un puente rectificador de onda completa se debe de utilizar la ecuación 2.5 para determinar el voltaje a la salida del puente rectificador y así verificar si es adecuado. Este cálculo debe realizarse para corriente de carga máxima y mínima.

$$V_1 = \sqrt{2} (V_s - K I_T R_s) - V_D \quad \text{Ec. 2.5}$$

Donde :

$V_s$  = voltaje eficaz del secundario del transformador.

$I_T$  = corriente requerida para el circuito.

$R_s$  = resistencia del secundario del transformador (en un principio ésta se supone de un valor bajo).

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

$K$  = constante de escalamiento para convertir la corriente de CD a la salida del rectificador a corriente eficaz en el secundario del transformador. Para nuestro caso es de 1.745, por ser un puente de rectificación de onda completa.

$V_D$  = Caída de tensión de un diodo.

$V_1$  = Voltaje de salida del rectificador puente de onda completa.

4.- Se toma el valor de voltaje secundario del transformador obtenido para un valor nominal de línea y se supone una resistencia secundaria del transformador ( $R_s$ ) de valor bajo\*.

5.- Determinar el número de vueltas de los devanados del transformador mediante la expresión:

$$N = \frac{V_{ca} (10^4)}{4.44 A_e F B_{max}} \quad \text{Ec. 2.6}$$

Donde:

$V_{ca}$  = Voltaje de operación del devanado en volts rms.

$f$  = Frecuencia de operación en hertz.

$A_e$  = Area del núcleo en  $cm^2$ . Esto implica que se

---

\* Esto se hace con el objeto de que en una  $R_s$  de valor bajo hay menos disipación de potencia en el devanado secundario.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

debe seleccionar un núcleo de acuerdo al tamaño del transformador deseado, e iterar para obtener el núcleo de la laminación adecuado a la capacidad de corriente y voltaje que se requiere.

$B_{max}$  = Densidad de flujo magnético máximo de operación para el material del núcleo, en teslas. Como las laminaciones comerciales son de acero al silicio, el máximo valor que puede tener B es de 1.5 teslas, pero la corriente de magnetización a esta densidad de flujo es bastante considerable. Por ejemplo, si un transformador se diseña a una densidad de flujo de 1 tesla a un voltaje dado, la corriente de magnetización sería 5 veces menor a la que se tendría al mismo voltaje, si el transformador se diseñara a 1.5 teslas. Esto significa que por magnetización del transformador, se requieren 5 veces más voltamperes para el segundo caso que para el primero. Por esta razón los transformadores se diseñan a una densidad de flujo baja.

6.- Seleccionar de los calibres de alambre a utilizar en los devanados.

Estos se seleccionaron en base a la densidad de flujo de corriente J que como norma se tomó de  $J = 5 \text{ A/mm}^2$ .

a) Se debe considerar el máximo consumo por parte del

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

devanado secundario. Con la corriente secundaria se determina la corriente del primario mediante la expresión siguiente:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{V_s}{V_p} \quad \rightarrow \quad I_p = I_s \frac{V_s}{V_p} \quad \text{Ec. 2.7}$$

Donde:

$I_s$  = corriente secundaria demandada.

$V_s$  = voltaje nominal secundario rms.

$I_p$  = corriente en el devanado primario.

$V_p$  = Voltaje nominal primario rms (voltaje de línea).

b) Con la expresión de la densidad de corriente se determina:

1) El área del conductor.

2) El diámetro del conductor.

$$J = I/A$$

Donde:

$J$  = Densidad de corriente (5 A/mm<sup>2</sup>)

$I$  = Corriente considerada para el devanado (o determinada para el caso del primario)

$A$  = Area del conductor.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

- c) Con el diámetro del conductor ya determinado en el inciso anterior, se obtiene el calibre AWG por medio de tablas que proporciona el fabricante (alambre magneto AWG\*)

7.- Se debe determinar en base al calibre del alambre, al tamaño del carrete y de los y aislantes, la laminación más adecuada para la construcción del transformador. Esto se logra en base a la expresión siguiente:

$$e = \left[ \frac{N}{(T - 2z)E} + 1 \right] \frac{1}{E} \quad \text{Ec. 2.8}$$

Donde:

e = Espacio utilizado por el devanado en el transformador en centímetros.

N = Número de vueltas del devanado.

T, w, t, x = Dimensiones de la laminación en centímetros.

z = Espesor del carrete en centímetros.

E = Número de vueltas que caben en un centímetro del calibre del alambre utilizado, en vueltas /cm.

La Fig. 2.5 muestra las especificaciones de

---

\* El fabricante proporciona tablas de los diferentes calibres de alambre magneto redondo esmaltado.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

las dimensiones de la laminación.

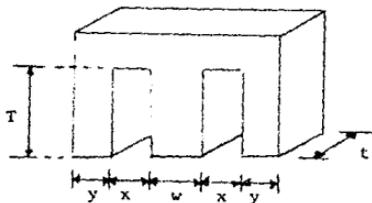


FIG. 2.5. DIMENSIONES DE LA LAMINACIÓN.

Se considera que se ha obtenido una laminación adecuada cuando el espacio de ventana  $x$  de la laminación es ocupado en un 90%. Esto se hace con el objeto de que sea construido sin mayores problemas, ocupando la mayor área posible.

8.- Una vez determinada la laminación adecuada, se calculan las resistencias máxima y mínima, con el objeto de comprobar que el valor  $R_s$  supuesto quede dentro de este rango. El valor  $R_s$  que se utiliza es el valor de  $R_s$  máxima. Las resistencias máxima y mínima se obtienen de las siguientes expresiones:

$$R_{\min} = r_a \left[ 2 (w + t) + 8z \right] N \quad \text{Ec. 2.9}$$

$$R_{\max} = r_a \left[ 2 (w + t) + 8x \right] N \quad \text{Ec. 2.10}$$

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

Donde:

$R_{min}$  = resistencia mínima del devanado.

$r_a$  = resistividad del calibre del cable  $\Omega / cm$ . \*1

$w, t,$  = dimensiones de la laminación. \*2

$z$  = espesor del carrete.

$N$  = número de vueltas del devanado.

$R_{max}$  = resistencia máxima.

Las especificaciones de construcción del transformador se muestran en la Fig. 2.6 y los realizó una empresa dedicada a la fabricación de éstos.

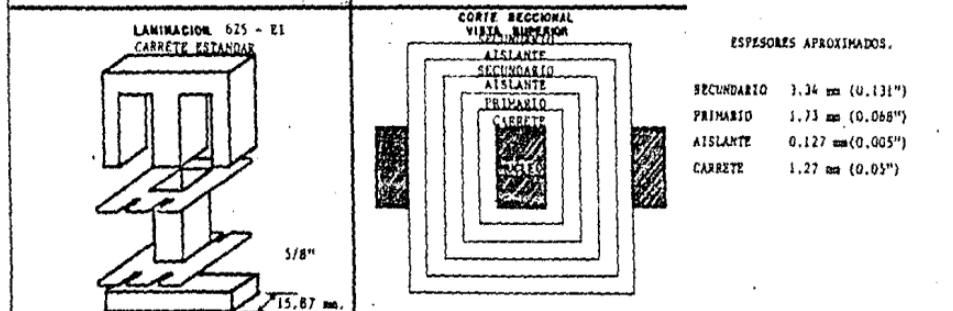
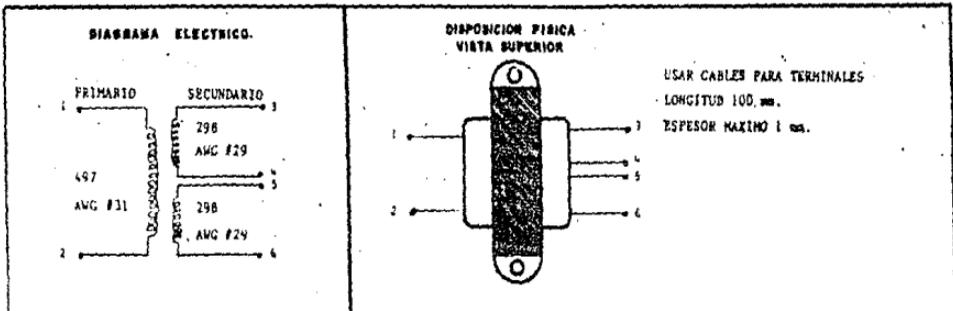
Este transformador fue diseñado para operar a un voltaje de 127 V y además también para un voltaje trifásico de 220 V. Esto se hizo para que el mismo transformador pueda ser utilizado, cuando sea montado en en forma trifásica, donde los voltajes de línea a línea son de 220 V.

---

\*1 Cabe aclarar que  $E$  y  $r_a$  se obtienen de tablas del fabricante del alambre magneto redondo esmaltado.

---

\*2 Los datos de las dimensiones de la laminación son proporcionados por el fabricante de éstas.



| NO.   | CANT. REQ. | CÓDIGO DE MATERIALES  | DESCRIPCION | ESPECIFICACIONES DEL MATERIAL |
|---|------------|---|-------------|-------------------------------|
| LISTA DE PARTES   |            |   |             |                               |
| AUTORIZACION EN DILIGENCIAS DEBIDO ESTIPULADO EN OTROS DISEÑOS. |            | PROYECTO NO.  |             |                               |
| TOLERANCIAS: ± 0.004, ± 0.01"                                   |            | APROBADO  |             |                               |
|   |            | FECHA   |             |                               |
|   |            | DISEÑO C.O.M.   |             |                               |
|   |            | VERIFICADO  |             |                               |
|   |            | FECHA   |             |                               |
|   |            | DISEÑO NO.  |             |                               |
|   |            | FIG. 2.10   |             |                               |
|   |            | MATERIAL  |             |                               |
|   |            | NO TOME MEDIDAS A MENOS QUE SE LE INDIQUE POR LAS ESPECIFICACIONES DEL MATERIAL |             |                               |

|                    |             |
|--------------------|-------------|
| PROYECTO ORIGINALE | VIGILADO EN |
| EXPLICACION        |             |

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

### B.- Diseño de fuente con rectificador, filtro y regulador.

La fuente de alimentación diseñada tiene las características siguientes:

- a) Corriente máxima de salida 500 mA.
- b) Voltaje positivo de salida +15 V
- c) Voltaje negativo de salida -15 V

El procedimiento de diseño de la fuente\* no es cubierto en este trabajo de tesis debido a que se considera que queda fuera del tema. La Fig. 2.7 muestra el diagrama eléctrico de la fuente diseñada.

---

\* Para los transformadores se indica el procedimiento de diseño debido a que fueron una parte importante del trabajo de tesis.

65

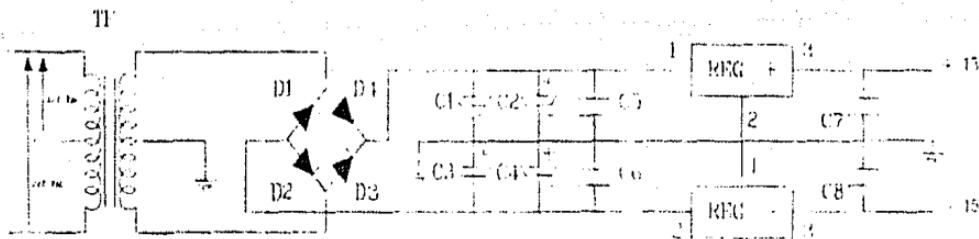


FIG. 2.7. FUENTE DE ALIMENTACIÓN DEL CIRCUITO DE DISPARO.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

2.3.2.2.- Diseño de los transformadores de sincronización y de pulsos.

### Diseño del transformador de sincronización.

El diseño de este transformador se llevó a cabo en base al procedimiento mencionado en el punto 2.3.2.1 inciso (A).

Las especificaciones de construcción se muestran en la Fig. 2.8.

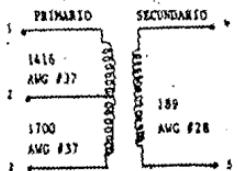
De la misma forma que el transformador de fuente el transformador de sincronización fue diseñado para operar a un voltaje de 127 V y para un voltaje trifásico de 220 V.

### Diseño del transformador de pulsos.

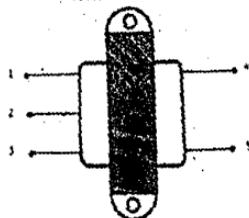
Para el diseño de este transformador, se aplicó el procedimiento mencionado en el punto 2.3.2.1 inciso (A).

Cuando se diseñan transformadores de pulsos debe ser considerada una muy baja densidad de flujo magnético, para que el núcleo del mismo no se sature. Si el núcleo del transformador no se satura, el pulso del secundario es muy similar al pulso del devanado primario.

**DIAGRAMA ELECTRICO.**

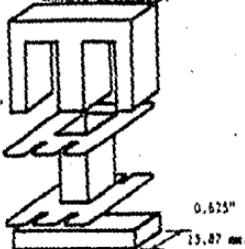


**DISPOSICION FISICA VISTA SUPERIOR**

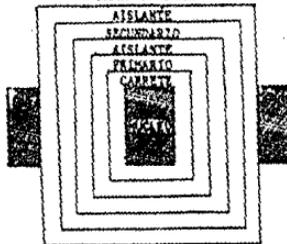


USAR CABLES PARA TERMINALES  
LONGITUD 150 mm.  
ESPESOR MAXIMO 2 mm.

**LAMINACION 625-II  
CARRETE ESTANDAR.**



**CORTE SECCIONAL  
VISTA SUPERIOR**



ESPESORES APROXIMADOS  
SECUNDARIO 1.43 mm (0.056")  
PRIMARIO 3.66 mm (0.105")  
AISLANTE 0.127 mm (0.005")  
CARRETE 1.27 mm (0.05")

| NO. DISEÑO   | FECHA | DE EL MATER DISEÑO | REVISIÓN | DESCRIPCION   | ESPECIFICACION DEL MATERIAL |
|--|-------|--------------------|----------|---|-----------------------------|
| LETRA DE PARTES                                    |       |                    |          |   |                             |
| AUTORIZADO POR EL INGENIERO RESPONSABLE DEL DISEÑO |       | PROFESOR DE        |          | <p>INSTITUTO DE INVESTIGACIONES ELECTRICAS<br/>UNIVERSIDAD NACIONAL DE MEXICO</p> |                             |
| TULCERAN, JACOB, D.E.                              |       | J.P. JORDAN        |          |   |                             |
| ACABADO  |       | DISEÑO             |          | TITULO TRANSFORMADOR DE SINCRONIZACION PARA CIRCUITO DE DISPARO.                  |                             |
| FORMA CALZADILLA                                   |       | DISEÑO C.O.M.      |          | DISEÑO NO. 210. 2.8   |                             |
| APLICACION   |       | VERIFICADO         |          | SERIAL A 8/E  |                             |

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

Otra característica de estos transformadores es que su relación de transformación es 1:1 y los voltajes manejados en los devanados son bajos (del orden de 5 a 20 volts), para poder acoplarlos a los tiristores. Asimismo se debe considerar la corriente de disparo del tiristor necesaria para hacer que éste conduzca.

El transformador diseñado tiene un primario con un doble devanado secundario de características idénticas. El doble devanado tiene la función de que con un solo transformador se disparen los dos tiristores del antiparalelo.

La Fig. 2.9 ilustra esta condición.

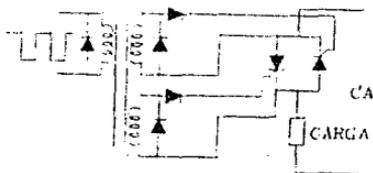
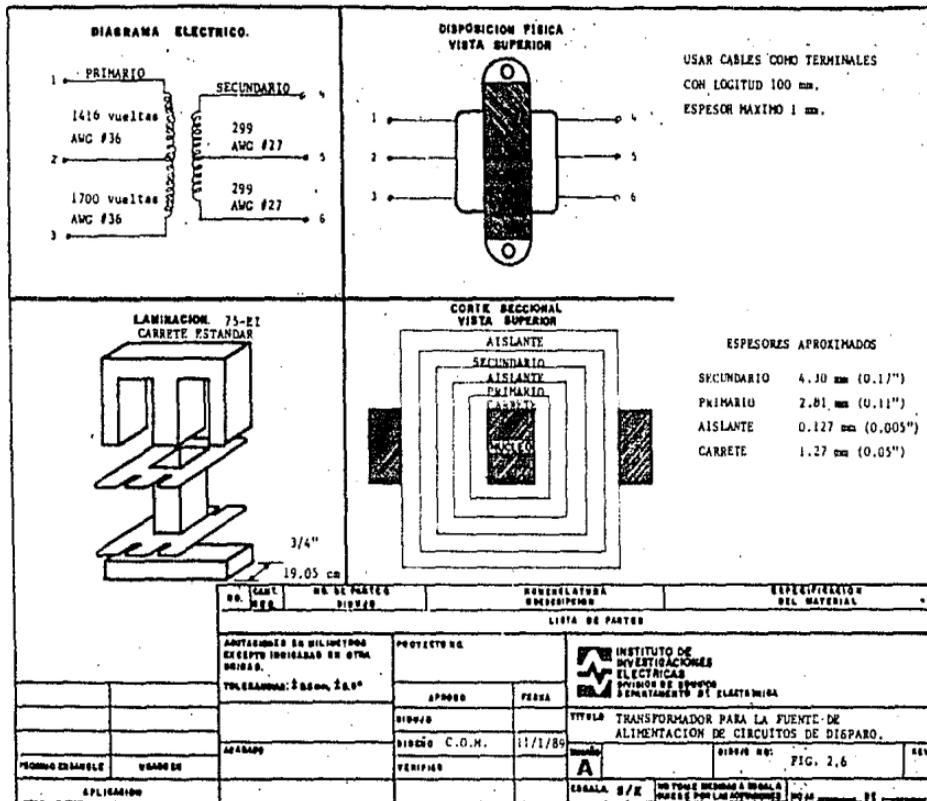


FIG. 2.9. TRANSFORMADOR DE PULSOS ACOPLADO AL CIRCUITO DE POTENCIA.

Los datos de construcción del transformador de pulsos son mostrados en la Fig. 2.10.



## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

### 2.3.2.3.- Cálculo de fuente de corriente.

La fuente de corriente para cargar al capacitor debe ser lo más exacta posible, ya que de esto depende la exactitud de la rampa.

Es necesario que la fuente sea estable, por lo que la polarización de base debe ser tal que no permita que hayan variaciones de corriente.

La configuración de la fuente de corriente se muestra en la Fig. 2.11.

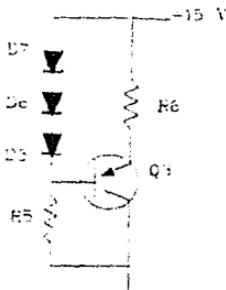


FIG. 2.11. FUENTE DE CORRIENTE DE RAMPA.

Determinación de las resistencias  $R_6$  y  $R_5$  de la fuente de corriente.

Datos para la determinación de  $R_6$  y  $R_5$ .

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

$$I_C = 1 \text{ ma.} \quad \beta_{\min} = 95 \text{ del transistor 2A93.}$$

$$I_{RD} = 10 \text{ } \mu\text{a corriente en inversa del diodo 1N4007.}$$

$$R_E I_E + V_{BE} - V_{D5} - V_{D6} - V_{D7} = 0$$

$$R_E(1\text{ma}) + 0.7 - 0.7 - 0.7 = 0$$

$$R_E(1\text{ma}) - 1.4 = 0$$

$$R_E = R_6 = \frac{1.4}{1 \text{ mA}} = 1400 \text{ } \Omega \quad \text{Ec. 2.11}$$

El valor comercial de  $R_E=R_6$  es 1500  $\Omega$  ó 1200  $\Omega$ , pero el valor de corriente de colector no sería exacto de 1 ma con estos valores de resistencia.

Por lo tanto para que el valor sea exacto, se pondrá una resistencia variable de 0 a 1500  $\Omega$  para que se pueda ajustar y se obtenga una fuente de corriente exacta de 1 ma.

Con esta corriente la rampa tendrá una amplitud calculada de 10 V.

### Cálculo de $R_5$

La  $R_5$  funciona como una resistencia estabilizadora, y debe de ser de un valor elevado para evitar variaciones de corriente en la base del transistor  $Q_3$ .

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

Se elige una resistencia de valor elevado  $R_5 = 680 \text{ K}\Omega$  con dicho valor de resistencia se verifica la corriente que circula en  $R_5$  y en los diodos  $D_5$  a  $D_7$ .

$$V_b = 12.9 \text{ V}$$

$$R_5 = \frac{12.9}{680 \text{ K}\Omega} = 18.97 \text{ }\mu\text{A} \quad \text{Ec. 2.12}$$

$$I_c = \beta I_B ; \quad I_c = I_E$$

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} \quad \text{Ec. 2.13}$$

$$I_B = \frac{1 \text{ mA}}{95} = 10.52 \text{ }\mu\text{A} \quad \text{Ec. 2.14}$$

$$I_B = 10.52 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{R5} = I_{DS} + I_B \quad \text{Ec. 2.15}$$

Donde  $I_{DS}$  = corriente en los diodos  $D_5$  a  $D_7$

$$I_{DS} = I_{R5} - I_B$$

$$I_{DS} = 18.77 \text{ }\mu\text{A} - 10.52 \text{ }\mu\text{A} = 8.45 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{DS} = 8.45 \text{ }\mu\text{A}$$

Con lo que se demuestra que en la base no habrá variación de corriente debido a la caída de voltaje constante, que nos proporcionan los diodos  $D_5$  a  $D_7$  y la resistencia  $R_5$  de base que es de un valor elevado.

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

### 2.3.2.4.- Cálculo del capacitor de rampa $C_1$ .

Este cálculo se realiza en base a las consideraciones siguientes:

- Corriente de carga del capacitor 1 mA.
- Periodo de la rampa de 8.33 ms.\*1
- Amplitud de rampa 10 V.\*2

El cálculo se realiza en base a la siguiente expresión:

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^t I(t) dt \quad \text{Ec. 2.16}$$

que representa el voltaje en un capacitor para un periodo de tiempo dado.

Resolviendo la integral.

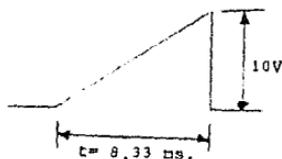
$$V_c = \frac{I}{C} \left[ t \right]_0^{8.33 \text{ ms}} \quad \text{Ec. 2.17}$$

La expresión general queda:

$$V_c = \frac{I}{C} t \quad \text{Ec. 2.18}$$

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

Sustituyendo valores en la ecuación (2.11)



FIG, 2.12. RAMPA DE  $C_1$

$$t = 8.33 \text{ ms.}$$

$$I = 1 \text{ mA.}$$

$$V_c = 10 \text{ V}$$

$$C = \frac{I}{V_c} t = \frac{1 \text{ mA}}{10 \text{ V}} (8.33 \text{ ms}) =$$

Ec. 2.19

$$C_1 = 0.833 \text{ } \mu\text{f}$$

Comercialmente no existen capacitores de este valor, por lo

\*1 Esta consideración se hace en base al período que tiene un semiciclo de una onda senoidal, el cual considera  $180^\circ$  eléctricos y que en tiempo es  $t = 8.33 \text{ ms.}$

\*2 Este voltaje se elige de acuerdo al voltaje de polarización del circuito, que para nuestro caso es  $15 \text{ V.}$

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

tanto se usará un valor comercial de capacitor. El valor comercial que se elige es:

$$C_1 = 0.82 \mu\text{f}$$

Con este valor comercial de capacitor el voltaje de  $C_1$  será de:

$$V_c = \frac{1 \text{ mA}}{0.82 \mu\text{f}} (8.33 \text{ ms}) = 10.16 \text{ V} \quad \text{Ec. 2.20}$$

Por lo que se llega a la conclusión que el capacitor es adecuado, ya que la amplitud de rampa tiene una variación muy pequeña con respecto al valor de voltaje considerado de 10 V.

2.3.2.5.- Cálculo del divisor de tensión para establecer el voltaje de control.

Para este caso específico, como se trata de un módulo monofásico que puede ser montado para un arreglo trifásico, el rango de control en los tiristores es de 0 a 180° eléctricos.

La rampa fue definida para una amplitud de 10 V con un período de 8.33 ms. Esto significa que nuestro voltaje de control debe variar en el mismo rango de 0 a 10 V. De esta manera, el voltaje de control corta a la rampa en este rango sin sobrepasar los 10 V de la misma. La Fig. 2.13 ilustra la rampa con  $V_r=10 \text{ V}$  y al voltaje de control  $V_c$  las dos señales se cortan

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

en cualquier punto logrando generar los disparos a los tiristores en el rango de 0 a  $180^\circ$  grados eléctricos.

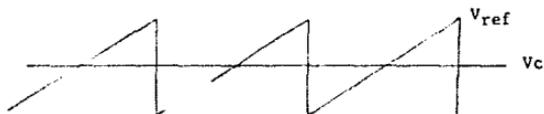
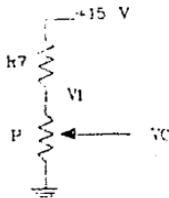


FIG. 2.13. VOLTAJE DE CONTROL  $V_c$ .

De aquí se deduce que la variación de este voltaje de control debe ser de 0 a 10 V. En la práctica, el voltaje de control debe ser un poco mayor de cero y un poco menor de 10 V, para tener un rango seguro y que no haya pérdida de control.

La variación de este voltaje de control es realizado por un divisor de tensión integrado por un potenciómetro P y resistencias  $R_7$  y  $R_{10}$ .

La red utilizada para un primer cálculo es la siguiente:



## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

Se elige un potenciómetro de valor comercial:

$$P = 220 \text{ K}\Omega$$

$R_7 =$  Se determinará por divisor de tensión

Cuando el cursor del potenciómetro está a su valor más bajo, se debe de tener un voltaje de control máximo  $V_1 = 10 \text{ V}$ .

Aplicando divisor de tensión calculamos  $R_7$

$$V_1 = 15 \frac{220}{220 + R_7} \quad \text{Ec. 2.21}$$

$$R_7 = \frac{3300 - 2200}{10} = 110 \text{ K}\Omega \quad \text{Ec. 2.22}$$

$$R_7 = 110 \text{ K}\Omega$$

Como comercialmente no existen resistencias de 110 K $\Omega$  se utilizará una de valor comercial de:

$$R_7 = 120 \text{ K}\Omega$$

Con este valor de resistencia verificamos el voltaje  $V_1$  para ver qué variación existe con respecto al valor considerado de 10 V.

$$V_1 = 15 \frac{220}{220 + 120} = 9.705 \text{ V} \quad \text{Ec. 2.23}$$

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

$$V_1 = 9.7 \text{ V}$$

Dicha variación de una manera práctica no es muy importante debido a que el rango de control no varía mucho es decir:

Si tenemos que:

$$10 \Rightarrow 180^\circ$$

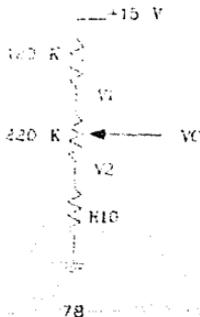
$$9.7 \Rightarrow X$$

$$X = 174.7^\circ$$

El control se lograría hasta aproximadamente  $175^\circ$ , que es un rango aceptable, ya que el control real en un tiristor es aproximadamente entre  $10$  y  $170^\circ$ . Y debido a que el voltaje  $V_1$  no es mayor de  $10 \text{ V}$  el control nunca se perderá.

Además de la resistencia  $R_7$ , ya determinada, se calculará una resistencia en la parte de abajo del potenciómetro que nos asegure que el control no se perderá cuando el voltaje de control sea muy pequeño o tendiente a cero volts.

Utilizando la misma red de divisor de tensión se tiene que:



## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

Se considera que con un de valor  $5^\circ$  como ángulo mínimo de disparo es adecuado. Por lo tanto, calcularemos a partir de este dato el  $V_2$  que nos permitirá a su vez determinar el valor de  $R_{10}$ .

Por lo tanto se tiene que:

$$180^\circ \Rightarrow 10 \text{ V}$$

$$5^\circ \Rightarrow X \text{ V}$$

$$X = 0.277 \text{ V}$$

Por lo que  $V_2 = 0.277 \text{ V}$  en la red anterior.

Tenemos que aplicando divisor de tensión

$$V_1 = 15 \frac{R_{10}}{R_{10} + 340} \quad \text{Ec. 2.24}$$

$$R_{10} = \frac{94.44}{14.722} = 6.4 \text{ K}\Omega \quad \text{Ec. 2.25}$$

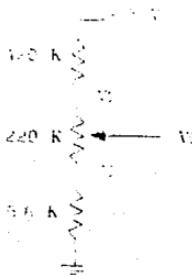
$$R_{10} = 6.4 \text{ K}\Omega$$

Se elige un valor comercial de resistencia de  $5.6 \text{ K}\Omega$ . Por lo tanto:

$$R_{10} = 5.6 \text{ K}\Omega$$

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

Con los valores de resistencia así determinados se tiene que el rango de control para el controlador de CA queda determinado de la manera siguiente:



Aplicando divisor de tensión para recalcular el  $V_1$  tenemos:

$$V_1 = 15 \frac{225.6}{120 + 225.6} = 9.79 \text{ V} \quad \text{Ec. 2.26}$$

$$V_1 = 9.79 \text{ V}$$

cuyo ángulo de disparo es:

$$10 \Rightarrow 180^\circ$$

$$9.79 \Rightarrow X^\circ$$

$$X = 176^\circ$$

## DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

Para cuando el voltaje de control es mínimo:

$$V_2 = 15 \frac{5.6}{5.6 + 340} = 0.243 \text{ V} \quad \text{Ec. 2.27}$$

$$V_2 = 0.243 \text{ V}$$

Y cuyo ángulo de disparo nos da:

$$10 \Rightarrow 180^\circ$$

$$0.24 \Rightarrow X^\circ$$

$$X = 4^\circ$$

Por lo que el rango de control para el ángulo de disparo  $\alpha$  en el controlador es:

$$4^\circ < \alpha < 176^\circ$$

Donde:

$$\text{Angulo de disparo mínimo } \alpha = 4^\circ$$

$$\text{Angulo de disparo máximo } \alpha = 176^\circ.$$

## CAPITULO 3

### DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

#### Introducción.

Este capítulo comprende lo relacionado al funcionamiento de un tiristor y sus características principales. Se refiere también a la selección de tiristores y dispositivos de protección para éstos.

En nuestro caso específico el conocimiento de las características del tiristor es primordial, ya que nos permitirá diseñar el circuito con mayor calidad.

#### 3.1.- Características del tiristor.

Para explicar el funcionamiento del tiristor consideraremos primero el caso ideal.

El tiristor está compuesto por una estructura de cuatro capas P-N-P-N con las cuales se forman tres uniones. En la Fig. 3.1(a) se muestra el arreglo físico de un tiristor, destacándose las terminales que son ánodo, cátodo y compuerta. Dichas terminales son conectadas a una fuente externa junto con

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

una carga (ánodo-cátodo) y a una fuente auxiliar  $V_G$  (compuerta-cátodo).

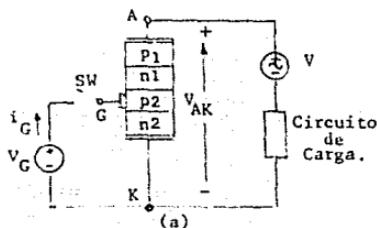
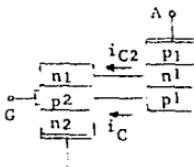


FIG. 3.1 (a). ESTRUCTURA DEL TIRISTOR.

Para explicar el funcionamiento del tiristor se puede considerar que la estructura de cuatro capas está formada por dos transistores como se muestra en la Fig. 3.1(b)



K o (b)

FIG. 3.1 (b) ANALOGÍA DEL TIRISTOR CON DOS TRANSISTORES.

El circuito correspondiente a este arreglo se muestra en la Fig. 3.1(c).

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

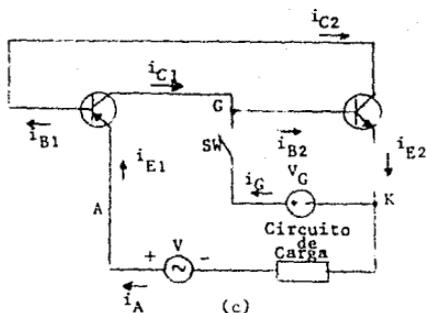


FIG. 3.1 (c) ANALOGÍA CON DOS TRANSISTORES.

La unión N1-P2 del tiristor es común a los dos transistores. La relación de la corriente de colector  $i_C$  a la corriente de emisor  $i_E$  para cada uno de los dos transistores es definida como:

$$\alpha_1 = \frac{I_{C1}}{I_{E1}} \quad ; \quad \alpha_2 = \frac{I_{C2}}{I_{E2}} \quad \text{Ec. 3.1}$$

Donde  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  representan las ganancias de los transistores.

La corriente de los dos colectores pasa del transistor P-N-P al N-P-N como se indica en la Fig. 3.1(b) y (c). En suma para éstas habrá una corriente de fuga  $I_{co}$  a través de la unión común N1-P2. La corriente total que pasa a través del tiristor es de esta forma:

DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

$$i_A = i_{C1} + i_{C2} + I_{co} \quad A \quad \text{Ec. 3.2}$$

$$= \alpha_1 i_{E1} + \alpha_2 i_{E2} + I_{co} \quad A \quad \text{Ec. 3.3}$$

Pero como se puede ver de la Fig.1(c)

$$i_{E1} = i_{E2} = i_A \quad A \quad \text{Ec. 3.4}$$

De esta forma, la sustitución en la ecuación (3.3) nos da:

$$i_A = (\alpha_1 + \alpha_2) i_A + i_{co} \quad A \quad \text{Ec. 3.5}$$

o

$$i_A = \frac{I_{co}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad A \quad \text{Ec. 3.6}$$

Si la cantidad de corriente de transferencia para la conexión emisor común de los dos transistores es:

$$\beta_1 = \frac{i_{C1}}{i_{B1}} \quad ; \quad \beta_2 = \frac{i_{C2}}{i_{B2}} \quad \text{Ec. 3.7}$$

donde  $i_{B1}$  y  $i_{B2}$  son las corrientes de base, entonces:

$$i_{E1} = i_{B1} + i_{C1} \quad A \quad ; \quad i_{E2} = i_{B2} + i_{C2} \quad A \quad \text{Ec. 3.8}$$

y se demuestra que mediante la substitución para  $i_{E1}$  y  $i_{E2}$  en la ecuación (3.1) es:

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

$$\alpha_1 = \frac{\beta_1}{1 + \beta_1} \quad ; \quad \alpha_2 = \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} \quad \text{Ec. 3.9}$$

y la substitución de las ecuaciones (3.9) en la (3.6) nos da:

$$i_A = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)I_{co}}{1 + \beta_1\beta_2} \quad \text{Ec. 3.10}$$

Si  $\beta_1\beta_2 \ll 1$ , entonces  $i_A$  será muy pequeña debido a que  $I_{co}$  es pequeña, y esto corresponde al apagado o estado de bloqueo en directa del tiristor. Sin embargo si

$\beta_1\beta_2 = 1$ , entonces  $i_A$  puede ser muy grande (limitada únicamente por la impedancia del circuito de carga) produciendo la conducción. Hay cuatro factores principales que hacen que

$\beta_1\beta_2$  se aproximen a la unidad, es decir que el tiristor conduzca. Estos son:

a) **VOLTAJE.** La aplicación de un voltaje excesivo entre ánodo y cátodo produce un aumento de portadores minoritarios en los transistores lo que da como resultado que  $\beta_1\beta_2$  se aproximen a la unidad y el tiristor conduzca.

b) **dv/dt.** La unión N1-P2 tiene una capacitancia de algunos pF. En cualquier capacitor la corriente está definida como:

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad \text{A} \quad \text{Ec. 3.11}$$

Si el voltaje aplicado es de valor suficientemente elevado, la corriente que fluya por la capacitancia será de un valor

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

suficiente para disparar el tiristor, la corriente para este caso está dada por:

$$i = \frac{d(C_j V_{AK})}{dt} = C_j \frac{dV_{AK}}{dt} + V_{AK} \frac{dC_j}{dt} \quad \text{A Ec. 3.12}$$

Donde  $C_j$  es la capacitancia de la unión.

c) **TEMPERATURA.** A altas temperaturas, la corriente en inversa  $I_{co}$  es alta. El incremento de temperatura resulta en un incremento de las corrientes de colector y de ahí que las magnitudes de  $\beta_1$  y  $\beta_2$  puedan ser suficientes y causar que  $\beta_1 \beta_2$  se acerque a la unidad.

d) **INYECCION DE CORRIENTE EN LA BASE.** Este es el metodo normal de encendido de un tiristor. Si la corriente  $i_{B2}$  es incrementada mediante un cierre momentáneo del switch SW en la Fig. 3.1(c), entonces  $i_{C2}$  y  $\beta_2$  se incrementan. Puede remarcarse que  $i_{C2} = i_{B1}$ , por lo que  $i_{C1}$  y  $\beta_1$  también se incrementan. De esta forma  $\beta_1 \beta_2$  se aproximan a la unidad, y tenderá a fluir una gran corriente de ánodo  $i_A$ , solamente restringida por la impedancia del circuito de carga .

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

dispositivo. En aplicaciones prácticas el voltaje en inversa de ruptura del tiristor tiene un valor de algunos cientos de volts.

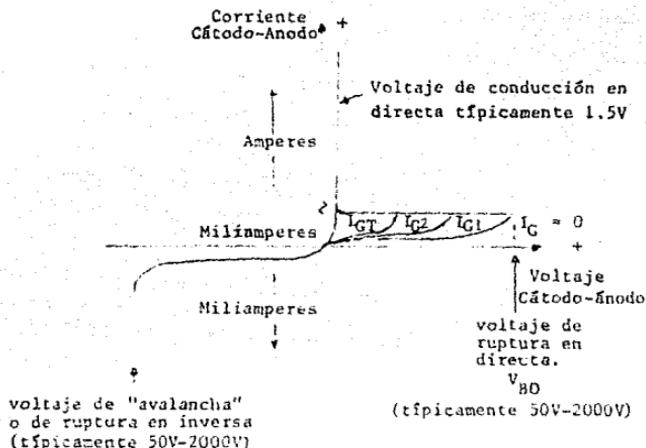


FIG. 3.3. REPRESENTACIÓN ESQUEMÁTICA DE LAS CARACTERÍSTICAS ÁNODO-CÁTODO DEL TIRISTOR.

En la condición de baja impedancia (conducción), la amplitud de la corriente de ánodo en directa es determinada por las condiciones de la carga en el circuito externo. Para diferentes corrientes de disparo, se tienen distintos puntos de operación, como se indica en la parte derecha de la Fig. 3.3. Podemos observar que cuanto mayor sea la corriente de disparo menor será el voltaje directo que se alcance en el tiristor.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Cuando se desee disparar un tiristor, se le aplicará (a la compuerta) una corriente de baja potencia. Por ejemplo para un tiristor de 500 A se requiere una corriente de 200 mA y un voltaje de 4 V. Podemos decir que el tiristor funciona como un amplificador de alta potencia.

Para que el tiristor inicie la conducción, es necesario que la corriente que fluya de ánodo a cátodo tenga un valor suficiente para que el tiristor empiece la conducción. A este valor se le denomina "corriente de enganche"

Una vez que el tiristor ha sido disparado, la corriente de compuerta no tiene ningún efecto sobre la corriente de carga, aunque esta corriente de carga deberá ser igual o mayor a la "corriente de mantenimiento", para que el tiristor permanezca en estado de conducción.

Para que el tiristor deje de conducir, es necesario que la corriente de ánodo se reduzca a un valor inferior a la "corriente de mantenimiento".

La corriente de enganche debe ser de dos a tres veces mayor que la corriente de mantenimiento.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

### 3.1.2.- Encendido y apagado del tiristor.

Las características estáticas dadas no indican la velocidad a la cual es capaz el tiristor de iniciar el switcheo desde el voltaje de bloqueo en directa, al estado de conducción y viceversa. La transición del estado de encendido al de apagado no tiene lugar instantáneamente, sino que ocupa un período de tiempo finito. Para asegurar el disparo correcto del tiristor, es necesario tomar en cuenta las características dinámicas de switcheo. Es pertinente, entonces hacer una breve revisión de las características de switcheo del tiristor.

#### 3.1.2.1.- Encendido.

Cuando se envía una señal de disparo a la compuerta de un tiristor, éste no pasa al estado de conducción plena inmediatamente. Debido a fenómenos de difusión, la corriente conducida por el tiristor durante el encendido se encuentra concentrada en las zonas aledañas a la unión P-N constituida por la compuerta y el cátodo\*.

---

\* La polarización directa de esta unión debe vencer la barrera de potencial formada por las zonas P y N, presentando un cierto tiempo característico de difusión que está directamente relacionado con la geometría del dispositivo.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

En el caso de tener el establecimiento instantáneo de la corriente de carga, la densidad de corriente en el área de conducción puede ser muy alta provocando la aparición de puntos calientes.

Como se ilustra en la Fig. 3.4, el total de tiempo de encendido del tiristor es subdividido en dos periodos distintos llamados el "tiempo de retardo" ( $t_d$ ) y el "tiempo de subida" ( $t_r$ ). Estos periodos de tiempo son definidos en base a las formas de onda de voltaje y corriente que se obtienen en un circuito con carga resistiva.

El tiempo de retardo es el tiempo en el cual se obtiene el 10% del valor final de la corriente de ánodo, mientras que el tiempo de subida es el tiempo que tarda la corriente para subir desde el 10% al 90% de este valor.

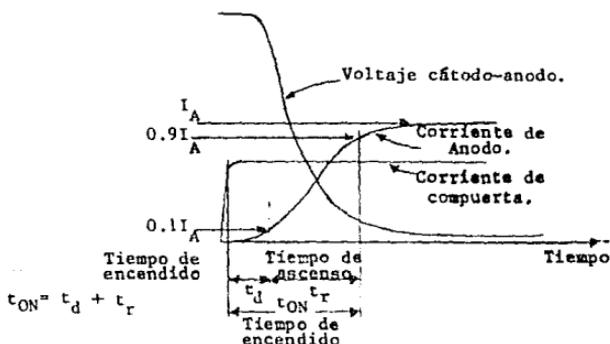


FIG. 3.4 FORMAS DE ONDA DEFINIENDO EL TIEMPO DE ENCENDIDO DEL TIRISTOR. LAS FORMAS DE ONDA MOSTRADAS SON PARA UNA CARGA RESISTIVA PURA.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Para la definición de estos tiempos, se supone que el disparo del tiristor se ha dado con una forma de corriente de compuerta adecuada. Esto implica que el tiempo de subida de la corriente de compuerta sea menor o igual a  $1\mu s$  y que la corriente inicial de esta sea de 3 a 5 veces el valor de corriente de compuerta mínimo necesario para el disparo del tiristor. Por otra parte se requiere que esta señal de disparo tenga una duración de 10 a 20  $\mu s$  como mínimo.

Los tiempos de retardo y de subida con las condiciones mencionadas tienen un valor típico de 0.5 a 3.5  $\mu s$  respectivamente.

Desde un punto de vista práctico, el tiempo de retardo nos marca el límite para la frecuencia máxima de operación de un circuito construido a base de tiristores. Por otro lado el tiempo de subida tiene una importancia mayor debido a que si es muy grande puede provocar calentamientos excesivos en el tiristor\*.

Como protección al dispositivo y con el objeto de reducir estas pérdidas y evitar la aparición de puntos calientes, se utilizan inductores en serie con el tiristor que limitan el  $di/dt$

---

\* Estos calentamientos son producidos por la presencia simultánea de voltaje y corriente durante el tiempo de subida.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

a un valor inferior al especificado.

### 3.1.2.2.- Apagado.

Durante el proceso de apagado se obtienen las formas de onda de corriente y voltaje mostradas en la Fig. 3.5. Para obtener un apagado completo, es necesario que se aplique un voltaje inverso durante cierto tiempo.

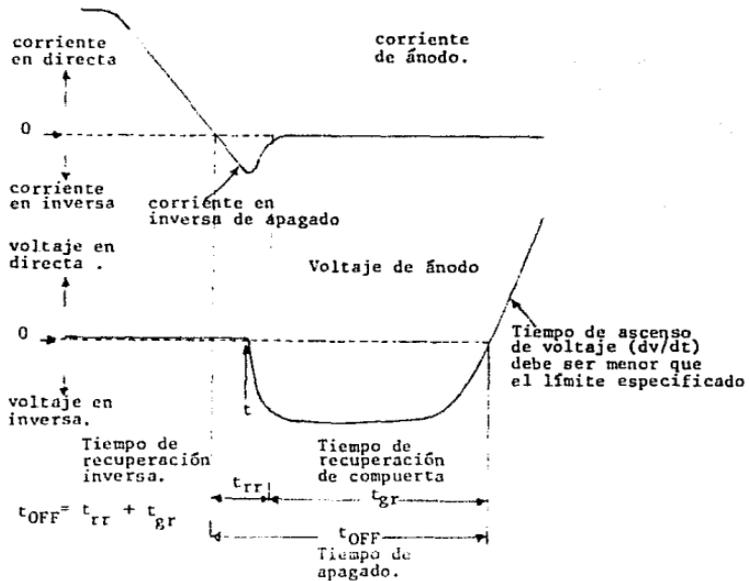


FIG. 3.5. FORMAS DE ONDA DEFINIENDO EL TIEMPO DE APAGADO DEL TIRISTOR.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Durante el tiempo de recuperación en inversa, la corriente de ánodo todavía fluye en la dirección "inversa", mientras el tiristor permanece en conducción y continúa así hasta la aparición de un pequeño voltaje positivo. Durante el tiempo de recuperación en inversa, se aplica un voltaje negativo al tiristor mientras que la corriente en el mismo se anula. Para un bloqueo completo, es necesario que se aplique el voltaje inverso al tiristor durante un tiempo que depende de la corriente de carga (1 a 2  $\mu$ s para 100 A y hasta 6 ó 7  $\mu$ s para corrientes de varios cientos de amperes).

Una vez realizado el bloqueo del tiristor, se establece el voltaje de directa en el mismo; si la razón de ascenso de este voltaje ( $dv/dt$ ) es demasiado alta, el tiristor volverá a dispararse debido a las altas corrientes que cargan a la capacitancia parásita de la unión central del tiristor. Para limitar este valor de  $dv/dt$ , se utiliza un circuito de amortiguamiento llamado snubber que consiste básicamente en una resistencia y un capacitor conectados en paralelo con el tiristor, como se muestra en la Fig. 3.6.

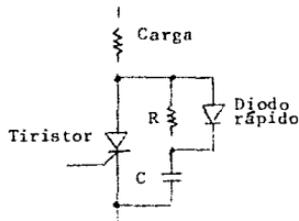


FIG. 3.6. PROTECCIÓN EN  $dv/dt$  DEL TIRISTOR.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Para un tiristor, el tiempo recuperación de compuerta depende de varios factores. Los más importantes de éstos son la temperatura y el valor del voltaje aplicado.

Los valores típicos van de 10  $\mu\text{s}$  para dispositivos de switcheo rápido (baja potencia), hasta 200  $\mu\text{s}$  en dispositivos de switcheo lento (tiristores de alta potencia).

En aplicaciones prácticas, es necesario asegurar que el tiempo de apagado disponible para el tiristor mediante el circuito, sea más grande que el tiempo de apagado crítico del dispositivo mediante un conveniente margen de seguridad. Así de esta forma, para un SCR de alta corriente "Switcheo lento" podrá ser necesario para el circuito el permitir alrededor de 300  $\mu\text{s}$  para tiempo de apagado. Para una aplicación de 60 Hz, este tiempo corresponde alrededor de  $6.5^\circ$  del voltaje de la onda, que es relativamente bajo en comparación con el total del tiempo del ciclo. Para aplicaciones de más alta frecuencia, el tiempo de apagado requerido puede ocupar una porción considerable del ciclo de la señal de alimentación, por lo que debe utilizarse un tiristor de switcheo rápido.

### 3.2.- Selección de dispositivos de la etapa de potencia.

Los cálculos de los tiristores son realizados en base a la consideración del montaje del módulo en forma trifásica, es decir, que aunque el módulo en cuestión sea construido en forma monofásica, se pretende que la aplicación sea realizada también

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

en forma trifásica, el cual es uno de los objetivos principales de este trabajo.

El montaje trifásico se deriva precisamente del módulo monofásico realizado, es decir, que a partir del módulo construido monofásicamente, se deben obtener las conexiones necesarias (fuente de alimentación, voltaje de control, toma y suministro de disparos auxiliares) para la aplicación trifásica. En esta aplicación trifásica, se deben tener un circuito de disparo y un circuito de potencia por fase.

Como el módulo desarrollado no lleva en sí una aplicación específica, se pensó en seleccionar los tiristores de acuerdo a una potencia que se demandara en determinada aplicación, como podría ser, un calentador industrial, un arrancador de motores de CA, o algún otro donde se requiriese un control de suministro de potencia.

### 3.2.1.- Selección de tiristores.

Los tiristores fueron elegidos de tal manera que el módulo desarrollado manejara una potencia intermedia, es decir, que no fuera uno de un rango muy grande, ni de un rango muy pequeño.

Se tomó como dato que el módulo debía ser capaz de manejar una carga de 15 KW. En base a este dato, se desarrolla el proceso de selección de los tiristores.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

La representación de la etapa de potencia con carga conectada en estrella, se muestra en la Fig. 3.7.

Se sabe que la potencia está definida como:

$$P_T = \sqrt{3} V_L I_L \cos\theta \quad \text{Ec. 3.13}$$

donde:

$P_T$  = Potencia a manejar en el módulo.

$V_L$  = Voltaje entre líneas.

$I_L$  = Corriente entre líneas.

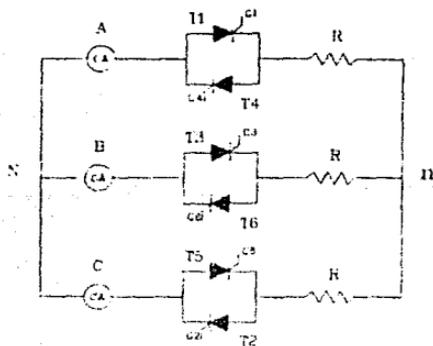


FIG. 3.7. CONTROLADOR TRIFÁSICO.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Se utilizan ecuaciones generales de circuitos eléctricos debido a que como el módulo no tiene una aplicación específica, se espera obtener una potencia máxima, por lo que se considera un ángulo de disparo  $\alpha=0$ . Asimismo, se considera que la carga a manejar es resistiva, por lo que  $\theta=0$ .

Por lo que la ecuación de potencia queda:

$$P_T = \sqrt{3} V_L I_L \quad \text{Ec. 3.14}$$

de datos de línea se sabe que:

$$V_L = 220 \text{ V}$$

$$P_T = 15 \text{ KW}$$

despejando la  $I_L$  de la ecuación (3.14).

$$I_L = \frac{P_T}{\sqrt{3} V_L} \quad \text{Ec. 3.15}$$

$$I_L = \frac{15000 \text{ W}}{\sqrt{3} 220\text{V}} = 39.36 \text{ A}$$

El resultado obtenido de  $I_L$  es la corriente entre líneas necesaria para que el módulo maneje 15 KW.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

De la definición de valor rms obtenemos que para una señal senoidal es:

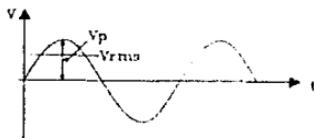


FIG. 3.8. VALOR RMS DE UNA SEÑAL SENOIDAL.

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I^2_{max}(t) dt} \quad \text{Ec. 3.16}$$

La corriente máxima pico es por definición:

$$I_{L \text{ max}} = \sqrt{2} I_{rms} \quad \text{Ec. 3.17}$$

$$I_{L \text{ max}} = \sqrt{2} 39.36 = 55.66 \quad \text{Ec. 3.17'}$$

Asimismo de la definición de valor medio de una señal rectificadora obtenemos que:

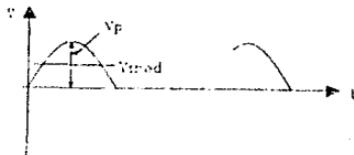


FIG. 3.9. VALOR MEDIO DE UNA ONDA SENOIDAL RECTIFICADA.

DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{max}(t) dt \quad \text{Ec. 3.18}$$

$$I_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 55.66 \sin \omega t dt \quad \text{Ec. 3.18'}$$

$$I_{med} = \frac{55.66}{2\pi} = \left[ -\cos \omega t \right]_0^{\pi} = \frac{55.66}{2\pi} [1 + 1] \quad \text{Ec. 3.19}$$

$$I_{med} = \frac{55.66}{\pi} = 17.72 \quad \text{Ec. 3.19'}$$

Del manual del fabricante observamos que un tiristor que maneje este rango de corriente es el T400 de Westinghouse, el cual es un tiristor de mediana potencia y tiene las siguientes características.

1.  $I_{AV} = 22A$
2.  $V_{Drms} = 600V$
3.  $I_{rms} = 35A$
4.  $I_{t} = 540 \text{ A2/S}$

Como se puede ver de los datos obtenidos del manual Westinghouse de semiconductores\*1, este tiristor reúne las

---

\*1Westinghouse Power Semiconductor Data Book.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

características para el manejo de la potencia considerada. El tiristor elegido con su clave de fabricante es T400062208.

### 3.2.1.1.- Comprobación de la elección adecuada del tiristor.

Con los datos del tiristor elegido obtendremos los valores máximos, corriente de pico y se comprobará el valor de corriente media y el valor de corriente rms presentados por el fabricante.

La corriente máxima pico que soportará un tiristor de 35A rms será de:

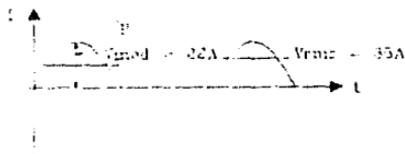


FIG. 3.10. DETERMINACIÓN DE LA CORRIENTE MÁXIMA PICO.

La corriente pico máxima en un tiristor se determina con la expresión:

$$\hat{I}_{Tmax} = \sqrt{2} \cdot \overline{I}_{Tmax} \quad \text{Ec. 3.20}$$

donde

$$\hat{I}_{Tm\acute{a}x} = \text{Corriente pico m\acute{a}xima.}$$

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

$\overline{I_{T1\text{m}\acute{a}\text{x}}} =$  Corriente media máxima en el tiristor

$$\hat{I}_{T1\text{m}\acute{a}\text{x}} = \pi(22) = 69.11 \text{ A}$$

La corriente rms es entonces para un ciclo completo de fase a fase:

$$I_{T1\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{T1\text{max}} \text{sen}\omega t)^2 d\omega t} \quad \text{Ec. 3.21}$$

$$I_{T1\text{rms}} = \frac{I_{T1\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{69.11}{\sqrt{2}} = 48.86 \text{ A} \quad \text{Ec. 3.22}$$

Por lo tanto se concluye que como el tiristor seleccionado soporta una corriente de pico de 69.11 A, y la corriente demandada por el circuito de carga es de 55.66 A pico, se acepta la elección del tiristor. Los datos del tiristor proporcionados por el fabricante son mostrados en el apéndice A.

La potencia máxima que se puede manejar con estos tiristores se determina enseguida:

$$I_{L\text{m}\acute{a}\text{x}.r\text{ms}} = 48.87 \text{ A (corriente entre líneas)}$$

$$\overline{I_{T1\text{m}\acute{a}\text{x}}} = 22 \text{ A}$$

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Por lo tanto la máxima potencia que soportarán los tiristores será para una carga de:

utilizando la ecuación (3.14)

$$I_{Lmax.rms} = 48.87 \text{ A}$$

$$V_{Lmax.rms} = 220 \text{ V}$$

$$P = \sqrt{3} 220 (48.87) = 18.6 \text{ KW}$$

Vemos que la máxima carga a manejar por los tiristores es hasta de 18.6 KW, en una configuración trifásica.

En forma monofásica el módulo puede manejar una potencia de:

utilizando la ecuación (3.1), con  $\theta = 0$ .

$$V = 127 \text{ V}$$

$$I = 35 \text{ A}$$

$$P = (127)(35) = 4.4 \text{ KW}$$

$$P = 4.4 \text{ KW}$$

De ahí que en la aplicación del módulo en forma trifásica se obtenga un mayor aprovechamiento.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

### 3.3.- Protecciones de la etapa de potencia.

En este apartado se trata lo relacionado a las protecciones que requerirá la etapa de potencia del módulo de control de fase.

Las protecciones de la etapa de potencia para nuestro caso son básicamente dos: (1) Un circuito snubber para evitar que los tiristores sean disparados por  $dv/dt$ , y (2) La selección de un fusible semiconductor para proteger a los tiristores contra sobrecorrientes.

#### 3.3.1.- Selección y diseño del circuito snubber.

El circuito snubber seleccionado está constituido por un capacitor y una resistencia conectados en serie. El circuito así formado funciona como una red amortiguadora para los rápidos ascensos de voltaje ( $dv/dt$ ).

El circuito snubber es conectado entre cátodo y ánodo del tiristor como se muestra en la Fig. 3.11.

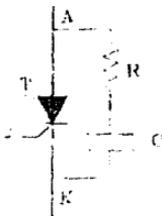


FIG. 3.11. CONEXIÓN DE SNUBBER.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Las ecuaciones a considerar para el diseño de esta red son:

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{Ec. 3.23}$$

$$\frac{dv}{dt} = \zeta \frac{4V_s}{RC} \quad \text{Ec. 3.24}$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_s}{RC} \quad \text{Ec. 3.25}$$

donde:

$\zeta$  = factor de amortiguamiento\*

R = resistencia del snubber.

C = capacitancia del snubber.

L = inductancia del circuito.

$V_s$  = voltaje máximo que soporta el tiristor.

Los cálculos para los componentes R y C del snubber, requieren de datos del fabricante del tiristor, además de tener conocimiento de la inductancia total del circuito (esto es si la alimentación del circuito de potencia es tomada de un transformador por ejemplo).

---

\* Es importante mencionar que el factor de amortiguamiento  $\zeta$  se elige en un rango de valores de 0.5 a 1 para que el circuito snubber tenga un amortiguamiento efectivo.

## Cálculo del circuito snubber

De los datos del fabricante del tiristor T40006220B, y consideraciones hechas, tenemos:

$$V_S = 600 \text{ V (Westinghouse pág.189. } V_S = V_{\text{DRM}})$$

$$dv/dt = 50 \text{ V}/\mu \text{ (Westinghouse pág.190)}$$

$$L = 50 \text{ } \mu\text{H (inductancia para evitar el di/dt)*}$$

$$\zeta = 0.8 \text{ (factor de amortiguamiento considerado)}$$

Sustituyendo valores en las ecuaciones (3.23) y (3.25) se obtienen las ecuaciones (3.26) y (3.27).

$$R \cdot C = 128 \quad \text{Ec. 3.26}$$

$$R = 12/C \quad \text{Ec. 3.27}$$

Sustituyendo la ecuación (3.27) en la (3.26)

$$C = \frac{144}{128} = 1.125 \quad \text{Ec. 3.26'}$$

$$C = 1.125 \text{ } \mu\text{f}$$

\* Esta inductancia considerada es mucho menor que la que nos proporciona el transformador de alimentación del circuito de potencia pero, es la inductancia necesaria para limitar el di/dt en los tiristores a un valor aceptable.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Sustituyendo el valor de C en la ecuación (3.27)

$$R = \frac{17}{1.125} = 10.66$$

Ec. 3.27'

$$R = 10.66 \ \Omega$$

Los valores comerciales para R y C son:

$$R = 10 \ \Omega$$

$$C = 1 \ \mu\text{f}$$

El valor  $dv/dt$  se obtiene sustituyendo los valores exactos de R y C en la ecuación (3.25) y es:

$$dv/dt = 50 \ \text{V}/\mu\text{S}$$

y con los valores comerciales considerados es:

$$dv/dt = 60 \ \text{V}/\mu\text{S}$$

Este valor se ve que es más grande que el especificado por la hoja de datos del fabricante del tiristor. Debido a esto elegimos una resistencia de valor comercial un poco mayor del considerado.

Con una  $R = 12 \ \Omega$  y con el  $C = 1 \ \mu\text{f}$  el  $dv/dt$  nos da:

$$dv/dt = 50 \ \text{V}/\mu\text{S}$$

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Dicho valor se ve que se ajusta al valor marcado por el fabricante del tiristor.

Con dichos valores de componentes verificamos el factor de amortiguamiento utilizando la Ec. 3.23. Este valor nos da:

$$\zeta = 0.85$$

Este factor de amortiguamiento se considera adecuado debido a que está dentro del rango considerado correcto.

Por lo que se concluye que el circuito snubber tendrá los valores de componentes comerciales de:

$$R = 12 \ \Omega \quad \text{Y} \quad C = 1 \ \mu\text{f.}$$

La Fig. 3.12 muestra la conexión del snubber al antiparalelo de tiristores.

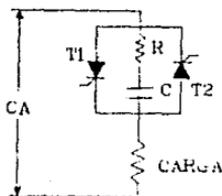


FIG. 3.12. ANTIPARALELO CON SNUBBER.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

### 3.3.2.- Selección del fusible contra sobrecorriente.

Para proteger a los tiristores contra sobrecorriente, se elige un fusible que tiene características especiales adecuado para la protección de los mismos.

Para el caso tratado se elige un fusible semiconductor, es decir, un fusible de características apropiadas para la protección de semiconductores. A continuación se muestra el procedimiento en la selección de éste.

#### 3.3.2.1.- Factores primarios en la selección.

Los factores primarios que hay que considerar en la selección de un fusible semiconductor, son mostrados en la Fig. 3.13.

- a) Capacidad de voltaje.
- b) Capacidad en amperes.
- c) La capacidad de interrupción.
- d) El  $I_{2t}$  que soportará el semiconductor.

#### Clasificación de voltaje

La capacidad de voltaje del fusible debe ser igual o mayor al voltaje aplicado al sistema, con la consideración debida dada a todas las características de operación del fusible.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

### Capacidad de amperios

Como una práctica industrial general, los fusibles semiconductores usualmente están cargados al 60% o menos de su capacidad en amperios. La consideración sin embargo, tiene que ser dada a otros parámetros de operación (la temperatura ambiental, la configuración de montaje, el tamaño del conductor...). La selección de la capacidad en amperios de un fusible siempre debe ser basada en la corriente rms y no en la corriente promedio.

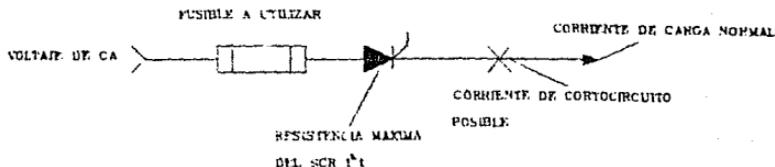


FIG. 3.13. DIAGRAMA MONOLINEAL DE APLICACIÓN TÍPICA.

### Capacidad de interrupción

La capacidad de interrupción del fusible semiconductor debe ser mucho mayor que la corriente de cortocircuito posible. Por ejemplo la capacidad de interrupción del fusible a utilizar es de 200,000 amperes CA (rms sinétrico), comparada con los 1500 amperes de corriente de cortocircuito posible se ve que es considerablemente más grande, por lo que provee un margen grande de seguridad.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

### I<sub>2t</sub> Corriente instantánea máxima (let-thru)

La I<sub>2t</sub> de corriente instantánea máxima de un fusible tiene que ser menor que la resistencia máxima de I<sub>2t</sub> del semiconductor.

### Selección del fusible

Se usará un solo fusible para proteger el antiparalelo de tiristores. Los datos para la selección del fusible son mostrados en la Fig. 3.14.



FIG. 3.14. PROTECCIÓN CON FUSIBLE DEL ANTIPARALELO.

El procedimiento de selección es el que se muestra a continuación.

- Se elige un fusible A25X35. (Del bulletin AT618 Gould Shawmut pág.4).
- Por sobrecarga. Del controlador no se demandarán más de 35 Amps.rms.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

c) Por  $I_{zt}$ .

$I_{zt}$  del tiristor = 540 AzS (de hojas de datos del tiristor).

$I_{zt}$  del fusible = 380 AzS (tabla  $I_{zt}$  pág.4 del bulletin AT618).

$I_{peak}$  (fig. Peak let-thru current data pág.12 Shawmut Advisor bulletin 101).

$I_{peak} = 575 \text{ A}$

Como la forma de onda de corriente de cortocircuito se asemeja a una onda triangular tenemos que:

$$I^2 t = \frac{I^2 p t}{2} \quad \text{Ec. 3.28}$$

Despejando de la ecuación (3.28) obtenemos el tiempo en que fallará el fusible.

$$t = \frac{2I^2 t}{I^2 p} = \frac{2(380A^2 S)}{(575A)^2} = 2.3 \text{ mS} \quad \text{Ec. 3.29}$$

$t = 2.3 \text{ mS}$ .

Por lo que se concluye que el fusible protegerá adecuadamente al tiristor.

## DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Por lo tanto, el fusible semiconductor a utilizar es el A25X35 de marca Gould. Los datos del fusible y forma se muestran en el apéndice A de datos del fabricante.

## CAPITULO 4

### DISEÑO TERMICO, CONSTRUCTIVO Y MONTAJE

#### Introducción.

Este capítulo trata lo relacionado a la parte constructiva del módulo. Los cálculos del disipador son realizados en base a la consideración del montaje del módulo en forma trifásica, es decir, que aunque el módulo en cuestión es concebido en forma monofásica, se pretende que la aplicación sea realizada también en forma trifásica, lo cual es uno de los objetivos principales de este trabajo.

#### 4.1.- Selección del disipador adecuado.

Para la determinación del disipador se sigue un proceso inverso de selección, es decir, elegimos un disipador del manual del fabricante y a partir de éste, iteramos por medio de las ecuaciones y datos proporcionados tanto por el fabricante del disipador como por el del tiristor. A partir de estos datos obtenemos una potencia total que puede manejar el disipador, y que debe ser lo más aproximadamente posible a la potencia a

manejar por el tiristor.

Se consideró un disipador DESA 3526 con una longitud de 100 mm como primera iteración, y después el mismo disipador pero con una longitud de 150mm.

De datos del fabricante de disipadores DESA tenemos que la expresión general para el cálculo de un disipador es:

$$\theta_{da} = \frac{T_J - T_a}{P_d} - \theta_{JC} - \theta_{cd} \quad \text{Ec. 4.1}$$

donde:

$\theta_{da}$  = Resistencia térmica disipador-ambiente.

$T_J$  = Máxima temperatura de la unión.

$T_a$  = Temperatura ambiente.

$P_d$  = Potencia disipada en el semiconductor.

$\theta_{jc}$  = Resistencia térmica unión-cápsula.

$\theta_{cd}$  = Resistencia térmica cápsula-disipador.

Para una longitud de 100 mm del disipador DESA 3526 tenemos que  $\theta_{da}$  del gráfico mostrado es:

$$\theta_{da} = 0.75 \quad ^\circ\text{C/W} \quad (\text{Manual DESA pág. 16})$$

## DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO

Se tendrá que determinar la potencia disipada por el semiconductor.

De datos del fabricante del tiristor.

$$T_{J\text{máx}} = 125^{\circ}\text{C}$$

Se considera una temperatura ambiente de :

$$T_a = 40^{\circ}\text{C}$$

$$\theta_{JC} = 1.5 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (\text{Westinghouse pág. 190})$$

$$\theta_{cd} = 0.45 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (\text{manual DESA pág. 3 caso 2})$$

Despejando  $P_d$  de la ecuación (4.1)

$$P_d = \frac{T_J - T_a}{\theta_{da} + \theta_{JC} + \theta_{cd}} \quad \text{Ec. 4.2}$$

La Ec. 4.2 representa la potencia disipada en el semiconductor.

Sustituyendo valores en la ecuación (4.2)

$$P_d = \frac{125 - 40}{0.75 + 1.5 + 0.45} = 31.48 \text{ W}$$

Del manual Westinghouse pág.193, obtenemos que la corriente promedio en el tiristor es de:

$$\bar{I}_T = 16.5 \text{ A}$$

## DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO

Con esta corriente promedio, la corriente pico máxima en el tiristor es:

$$\hat{I}_{T\text{máx}} = (16.5)(\Pi) = 51.83 \text{ A}$$

$$I_{T\text{rms}} = \frac{\hat{I}_{T\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{51.83}{\sqrt{2}} = 36.65 \text{ A} \quad \text{Ec. 4.3}$$

Por lo que la máxima potencia a manejar con este disipador es:

$$P_{\text{máx}} = \sqrt{3} 220 (36.75) = 13.96 \text{ KW} \quad \text{Ec. 4.4}$$

$$P_{\text{máx}} = 13.96 \text{ KW}$$

Como se puede ver del resultado obtenido, la potencia máxima a manejar con este disipador es menor a los 15 KW que requerimos como condición para nuestra carga, por lo que este disipador no sería el adecuado.

Considerando el mismo diseño de disipador pero ahora con una longitud de 150 mm, obtenemos la potencia que manejará este disipador.

Como anteriormente, a partir de los datos del fabricante del tiristor y del disipador:

$$\theta_{da} = 0.583 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (\text{Manual DESA pág.16})$$

$$P_d = \frac{125 - 40}{0.58 + 1.5 + 0.45} = 33.55 \text{ W} \quad \text{Ec. 4.5}$$

## DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO

$$P_d = 33.55 \text{ W}$$

Potencia disipada en el semiconductor

Del manual Westinghouse pág.193

$$\bar{I}_T = 17.42 \text{ A}$$

$$\hat{I}_{T\text{máx}} = (17.42)(\pi) = 54.72 \text{ A}$$

$$I_{T\text{rms}} = \frac{\hat{I}_{T\text{máx}}}{\sqrt{2}} = \frac{54.72}{\sqrt{2}} = 38.69 \text{ A} \quad \text{Ec. 4.6}$$

Por lo que la potencia máxima a manejar con este disipador es:

$$P_{\text{max}} = \sqrt{3} 220 (38.69) = 14.745 \text{ KW} \quad \text{Ec. 4.7}$$

$$P_{\text{máx}} = 14.745 \text{ KW}$$

Esta potencia máxima obtenida se aproxima a la potencia a manejar de 15 KW. Por lo tanto y considerando que la carga a conectar que demandará cierta potencia no llegará exactamente a 15 KW sino un poco menor, se considera que el disipador DESA 3526 de longitud 150 mm, es adecuado para la potencia a manejar por los tiristores.

Además, debido a se pretende que el módulo en cuestión no sea muy voluminoso, se considera que los disipadores tienen un tamaño adecuado para tal aplicación.

## DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO

Las dimensiones y forma de este disipador se muestran en el apéndice A.

### 4.2.- Diseño del circuito impreso del módulo de disparo.

El circuito impreso fue diseñado en base a un paquete de computación, especial para circuitos impresos. Este programa se llama Smartwork.

Dicho circuito fue realizado incluyendo también los componentes de la fuente de alimentación.

La Fig. 4.1 muestra el circuito impreso terminado a escala natural.

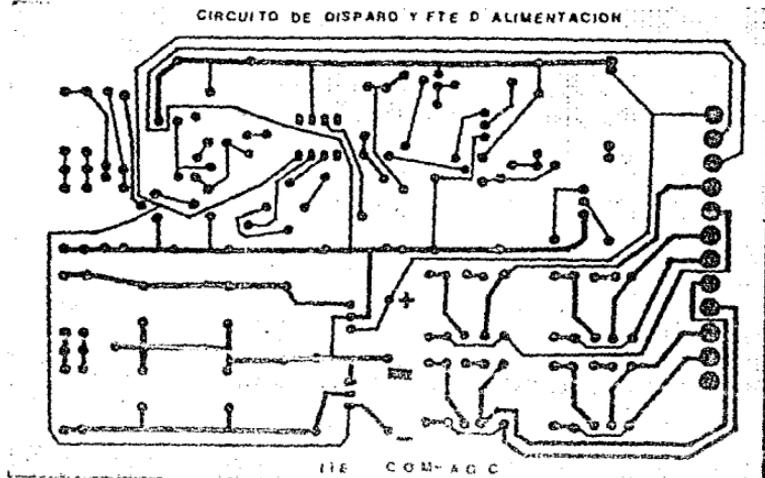


FIG. 4.1. CIRCUITO IMPRESO DEL CIRCUITO DE DISPARO.

## DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO

### 4.3.- Diseño mecánico del módulo.

El módulo es ensamblado en un gabinete hecho especialmente para éste. Las dimensiones del mismo se tomaron considerando, el tamaño de los componentes a ensamblar.

El circuito de potencia constituido por un par de tiristores y el circuito snubber forman la parte del módulo que ocupa más espacio en el gabinete. Debido a que los tiristores llevan un disipador de calor cada uno.

Es importante remarcar que los tiristores elegidos son contruidos con ánodo común, es decir los tiristores a utilizar en la parte de sujeción (que es el ánodo), es un tornillo de (1/4)" y por lo tanto requieren de un disipador de calor cada uno. Debido a que la conexión entre éstos es un antiparalelo, éstos tienen que estar aislados uno con respecto al otro por la forma de sujeción\*.

Una vista lateral de la forma de sujeción de la etapa de potencia a gabinete, se muestra en la Fig. 4.2.

Se utilizan materiales aislantes que soportan temperatura y esfuerzos grandes, además de cumplir con el objetivo principal, que es aislar eléctricamente.

---

\* Los datos y forma del tiristor se muestran en el apéndice A.

## DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO

El material aislante utilizado se llama celorón, se utiliza una placa de espesor 5mm para la sujeción a gabinete, tubos del mismo material son utilizados para la sujeción de los disipadores a la placa de celorón.

La Fig. 4.3 muestra un dibujo isométrico del gabinete mandado a hacer. Dicho gabinete contiene una división o entrepaño colocada a una distancia razonable con el objeto de aislar térmicamente el circuito de control del circuito de potencia. El circuito de control es ensamblado en la parte de abajo del gabinete.

Resulta claro que el mayor volumen del gabinete es ocupado por el circuito de potencia debido al tamaño de los disipadores, ya que el circuito de control y fuente de alimentación tienen un volumen realmente reducido.

DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO

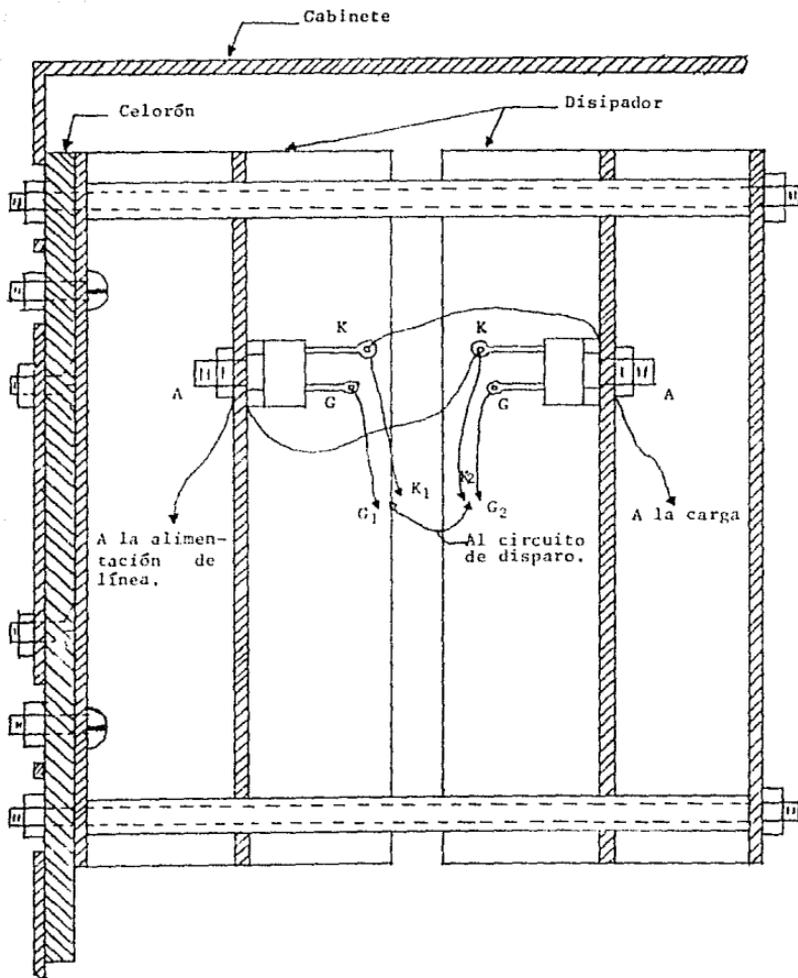


FIG. 4.2. SUJECIÓN A GABINETE DEL CIRCUITO DE POTENCIA, (MONTAJE DE TIRISTORES CON DISIPADORES)

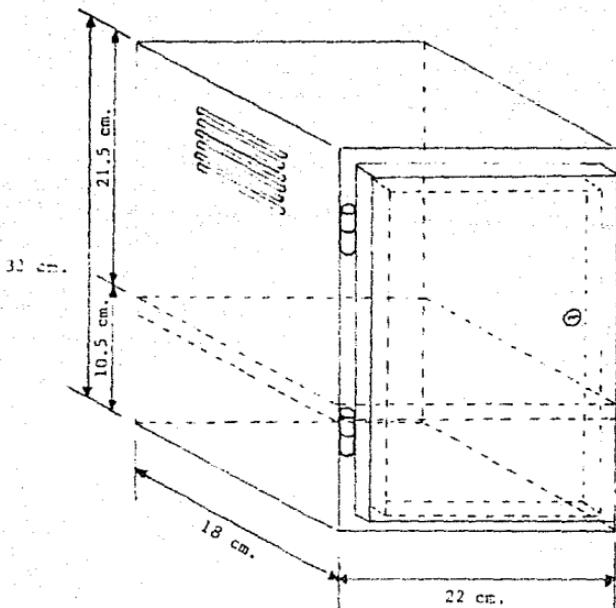


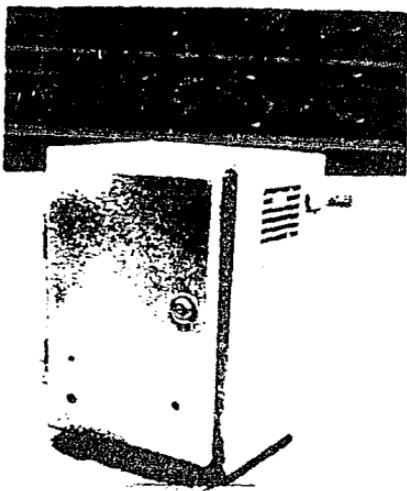
FIG. 4.3. ISOMÉTRICO DEL GABINETE. (ESC. 0.25:1).

## DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO



FOTOGRAFÍA 4.2. VISTA SUPERIOR DE LA ETAPA DE POTENCIA; SE OBSERVAN EL SNUBBER, LOS TIRISTORES, EL FUSIBLE Y LOS DISIPADORES.

DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO



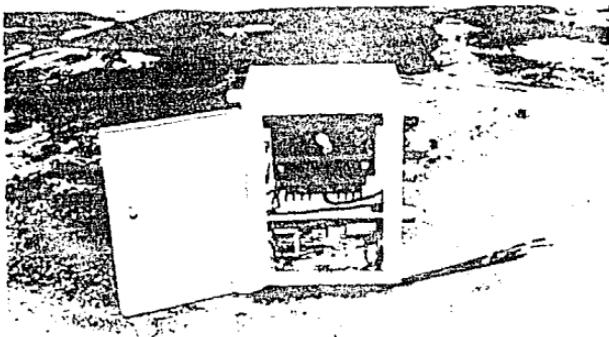
FOTOGRAFÍA 4.3. GABINETE DEL CONTROLADOR DE CA.

DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO

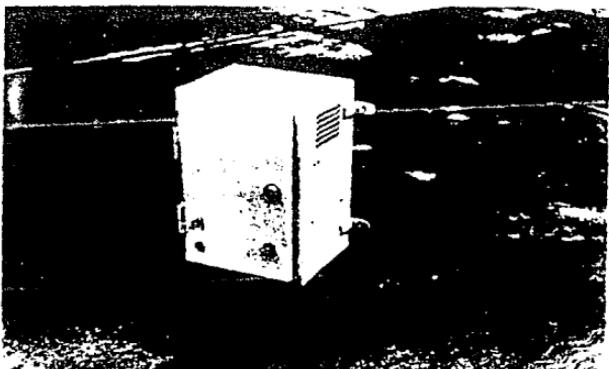


FOTOGRAFÍA 4.4. VISTA INTERIOR DEL GABINETE DEL CONTROLADOR DE CA, EN ÉL SE PUEDE APRECIAR EL ENTREPASA QUE SEPARA EL CIRCUITO DE POTENCIA DEL DE DISPARO.

DISEÑO TERMICO Y CONSTRUCTIVO



FOTOGRAFÍA 4.7. CONTROLADOR DE CA ENSAMBLADO.



FOTOGRAFÍA 4.8. ASPECTO FÍSICO TERMINAL DEL CONTROLADOR DE CA MONOFÁSICO, MÓDULO INDEPENDIENTE.

## CAPITULO 5

### PROTOCOLO DE PRUEBAS Y RESULTADOS

#### 5.1.- Normas internacionales.

Las pruebas a efectuar al equipo tienen por objeto principal la verificación del funcionamiento del esquema utilizado, así como la validación de los cálculos de los elementos.

Con el fin de realizar dichas pruebas de una manera normalizada, se utilizaron los estándares y normas internacionales que se mencionan a continuación.

- 1.- Estándar IEEE std 428-1981  
"Definitions and requirements for  
thyristor AC power controllers"
- 2.- Publicación 146 de la IEC (1973)  
"Semiconductor converters"
- 3.- ANSI/NEMA MG1-1978  
"Motors and generators"

5.2.- Normas nacionales.

Debido a que en México no se cuenta con una norma específica para controladores de CA, para la elaboración de este protocolo se utilizarán las normas internacionales, para así de esta forma verificar la funcionalidad del controlador.

5.3.- Protocolo de pruebas.

En el presente protocolo se utilizó básicamente la publicación 146 de la IEC y el estándar IEEE. Siguiendo los lineamientos de estas referencias, las pruebas que deben aplicarse al equipo pueden ser clasificadas en tres tipos:

- 1.- Prueba de diseño
- 2.- Prueba de producción
- 3.- Pruebas de operación

Por otro lado de acuerdo a la referencia 2 de este capítulo, se deben realizar las siguientes pruebas:

- 1.- Prueba de aislamiento.  
(492.1) Pub. 146-1973  
(Insulation test)
- 2.- Prueba de carga ligera.  
(492.2) Pub. 146-1973  
(Light-load test)

PROTOCOLO DE PRUEBAS

- 3.- Prueba de corriente.  
(492.3) Pub. 146-1973  
(Current test)
  
- 4.- Verificación de equipos auxiliares.  
(492.4) Pub. 146-1973  
(Checking of auxiliary devices)
  
- 5.- Determinación de pérdidas de potencia.  
(492.5) Pub. 146-1973  
(Power loss determination)
  
- 6.- Prueba de elevación de temperatura.  
(492.6) Pub. 146-1973  
(Temperature rise test)
  
- 7.- Prueba de carga.  
(492.7) Pub. 146-1973  
(Load test)
  
- 8.- Verificación de las propiedades del equipo de disparo.  
(492.8) Pub. 146-1973  
(Checking properties of trigger equipment)
  
- 9.- Verificación de la coordinación de equipos de protección.  
(492.9) Pub. 146-1973  
(Checking properties of protective devices)

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

- 10.-Verificación de las propiedades del equipo bajo condiciones de servicio inusuales.

(492.10) Pub. 146-1973

(Checking properties under unusual service conditions)

- 11.-Verificación de las propiedades de equipos incorporados como medios estabilizadores.

(492.11) Pub. 146-1973

(Checking properties of incorporated stabilisation means)

Las pruebas deben ser combinadas de cualquier manera que proporcionen todos los datos requeridos. Esto es debido a que algunas de ellas se repiten en el procedimiento de obtención de resultados.

### 5.3.1.- Pruebas a realizar.

Haciendo un análisis de las diferentes pruebas opcionales y tomando en cuenta las restricciones del equipo de laboratorio, se realizaron las siguientes pruebas para validar el funcionamiento del controlador.

- 1.- Prueba de carga ligera.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

- 2.- Prueba de corriente nominal.
- 3.- Prueba de dispositivos de protección.
- 4.- Prueba de ascenso de temperatura.
- 5.- Prueba de propiedades del equipo de disparo.
- 6.- Prueba de aislamiento eléctrico.

### 5.3.2.- Ejecución de las pruebas.

#### 5.3.2.1.- Prueba de carga ligera.

El propósito principal de esta prueba, es verificar que el controlador está alambrado correctamente y que el control estático cumple totalmente los requerimientos de control.

#### Procedimiento

El controlador deberá ser sujeto a 110% del voltaje nominal.

Se elige una impedancia de carga suficiente para que circule el 10% de la corriente nominal.

Durante la prueba el voltaje de carga será variado sobre el rango completo para el cual el controlador ha sido diseñado.

El voltaje de carga y señales de control será observado para comprobar la conexión y operación del controlador.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

### Realización.

Se aplicó un voltaje de 140 V al controlador mediante un variac. Se utilizaron como carga resistencias de 16  $\Omega$  a 1000 W conectadas en serie.

Se observó una operación adecuada del controlador, para el rango de control seleccionado en el circuito de disparo. Además, se observaron las señales de control del circuito de disparo, y se verificaron los voltajes en la carga cuando estas señales eran variadas.

El rango de control del circuito de disparo fue:

$\alpha=3^\circ$  como ángulo mínimo de disparo.

$\alpha=170^\circ$  como ángulo máximo de disparo.

### 5.3.2.2.- Prueba de corriente nominal.

Esta prueba es realizada para verificar que el equipo operará a la corriente nominal para que fue diseñado.

### Procedimiento.

Las terminales de la carga son cortocircuitadas y se aplica un voltaje alterno de valor suficiente para que provoque una corriente del valor nominal para la cual el controlador funcionará en condiciones normales.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

Durante esta prueba el equipo de control y equipos auxiliares son conectados separadamente con un voltaje nominal.

Mediante la coordinación del equipo de control y el voltaje de línea aplicado, se producirá una corriente alterna nominal en las terminales de la carga y se efectuará una medición propia de la misma.

Cuando es más conveniente, la prueba de corriente nominal puede ser sustituida mediante una prueba de carga completa (carga nominal) a voltaje nominal.

Realización.

Mediante un variac se calibró de tal forma que proporcionara un voltaje de línea de 0 volts.

El circuito de disparo se conectó a la línea en el mismo lugar del variac con un ángulo de disparo mínimo (para nuestro caso  $\alpha=3^\circ$ ).

Se cortocircuitó la carga y se calibró el variac hasta que nos proporcionara la corriente nominal del controlador. Se puso a funcionar 30 minutos hasta que la temperatura se homogenizó en los disipadores de calor.

Mediante la prueba se pudo verificar que el controlador funcionaba satisfactoriamente a la corriente nominal para la que operará en forma permanente.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

Se verificó el voltaje en la carga para diferentes ángulos de disparo, y se pudo comprobar la funcionalidad del controlador tanto en carga ligera como en carga nominal.

### 5.3.2.3.- Prueba de dispositivos de protección.

El propósito de esta prueba, es verificar que los dispositivos de protección del controlador, tales como fusibles, contactores, indicadores, etc., operen adecuadamente cuando haya alguna falla en el sistema.

#### Procedimiento.

El controlador será conectado a la alimentación de línea con el voltaje nominal de operación de 127 V.

Cortocircuitando la carga verificaremos que operen adecuadamente los dispositivos de protección del controlador.

#### Realización.

Para el caso del controlador diseñado se observará la operación adecuada del fusible contra sobre corriente, cuando haya una sobrecarga o un cortocircuito en la carga.

Esta prueba se efectuó aplicando el voltaje nominal de línea de 127 V.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

Se cortocircuitó la carga, observándose la correcta operación del fusible.

### 5.3.2.4.- Prueba de ascenso de temperatura.

El objetivo principal de la prueba, es verificar que el diseño térmico (disipadores, ventiladores o bombas de enfriamiento por agua), es adecuado para mantener la temperatura en el rango de funcionamiento del tiristor.

#### Procedimiento.

Según pruebas 492.2[1] y 492.3[2].

#### Realización.

El controlador se puso a funcionar con carga ligera durante una hora hasta que las partes críticas alcanzaran una temperatura estable.

La temperatura ambiente en el momento de la prueba fue de 20°C, la medición de temperatura realizada en los disipadores de los tiristores fue de 26°C.

Para la prueba 492.3 resultó más conveniente poner a funcionar el controlador con una carga resistiva que demandara la corriente nominal para la que el controlador fue diseñado.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

Se puso a funcionar 2 horas obteniéndose un ascenso de temperatura mayor que el de carga ligera.

La temperatura ambiente en el momento de la prueba fue de 20°C, la medición de temperatura realizada en los disipadores de los tiristores fue de 56°C.

Se pudo observar en esta prueba que el controlador funciona satisfactoriamente para corriente nominal.

Se pudo comprobar así también que el diseño térmico fue realizado adecuadamente, pues los tiristores no sufrieron un calentamiento excesivo.

### 5.3.2.5.- Prueba de las características del equipo de disparo.

El propósito de esta prueba, es verificar las características del equipo de disparo bajo las condiciones reales de carga.

La verificación de las características del equipo de disparo se hace en base a las dos condiciones de carga especificadas en

---

NOTA: Cabe aclarar que el diseño térmico del módulo monofásico fue realizado considerando que se aplicará en una configuración trifásica, por ende los disipadores están sobrados en lo que respecta a una forma de conexión monofásica.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

las pruebas 492.2[1] y 492.3[2].

En cualquier caso las propiedades estáticas y dinámicas del equipo de disparo serán verificadas.

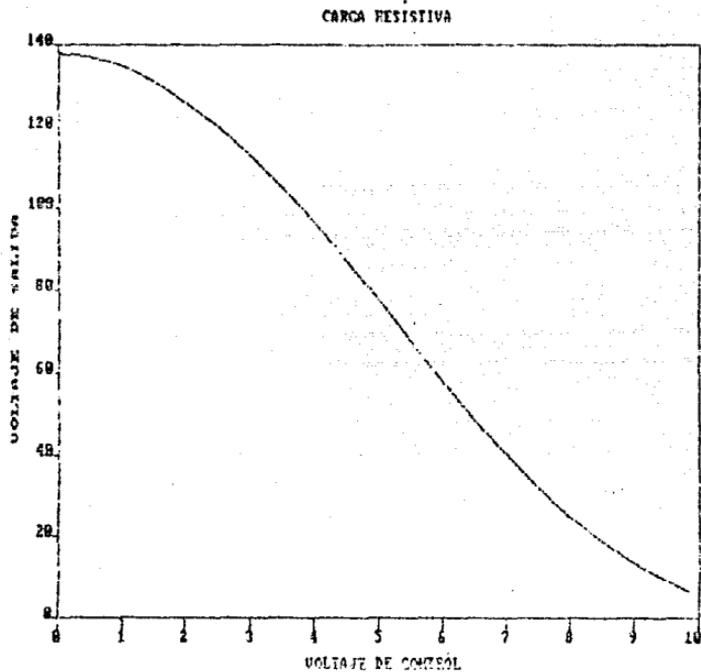
Esto incluye la verificación de la operación satisfactoria del equipo para todos los valores de voltajes aplicados dentro del rango de variación para el cual el circuito fue diseñado.

Procedimiento.

De acuerdo a las pruebas 492.2[1] y 492.3[2], además de realizar una prueba con carga inductiva.

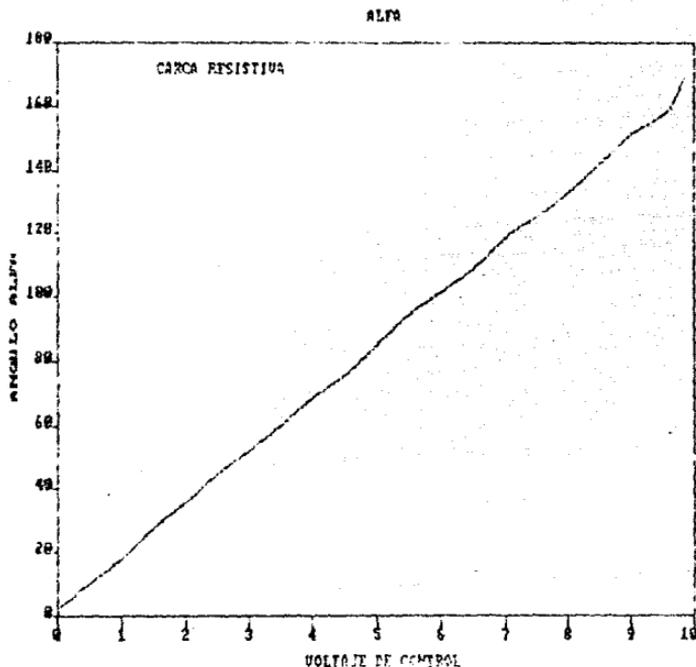
Realización.

Esta prueba se realizó aplicando el 110% del voltaje nominal de línea y con carga ligera (carga resistiva) según prueba 492.1[1] obteniéndose los resultados de la Tabla. I y las Gráficas 1 y 2 .



GRÁF. 1. CARACTERÍSTICA DE SALIDA DE CONTROLADOR  
(CARGA RESISTIVA LIGERA)

PROTOCOLO DE PRUEBAS



GRÁF. 2. ÁNGULO DE DISPARO ALFA EN FUNCIÓN DE VC, (CARGA RESISTIVA LIGERA)

PROTOCOLO DE PRUEBAS  
 PRUEBA DE LAS CARACTERISTICAS DEL CIRCUITO DE DISPARO

TABLA I  
 CARGA RESISTIVA

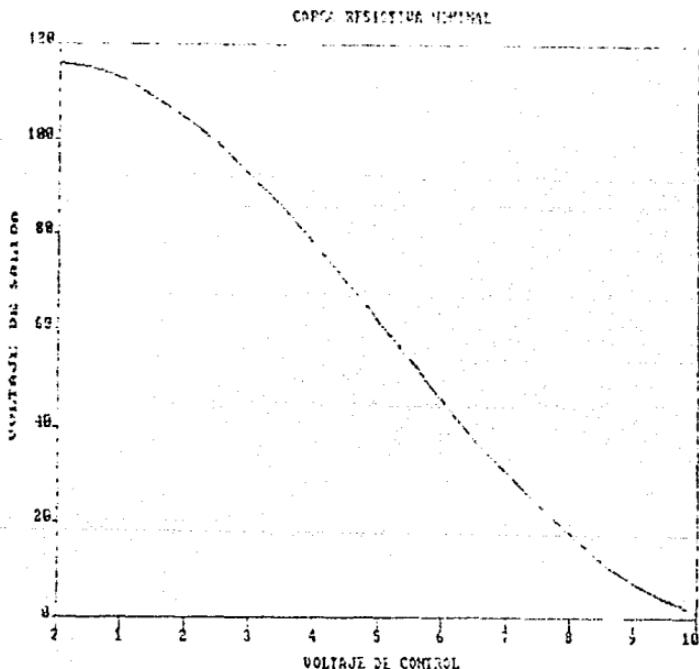
| V control<br>(Volts) | PERIODO<br>(ms) | ALFA<br>(grados) | V salida<br>(Volts) |
|----------------------|-----------------|------------------|---------------------|
| 0                    | 0.2 X 0.5       | 2.16             | 137.8               |
| 0.53                 | 1.0 X 0.5       | 10.8             | 136.8               |
| 1.07                 | 1.8 X 0.5       | 19.44            | 134.3               |
| 1.50                 | 2.6 X 0.5       | 28.08            | 130.9               |
| 2.05                 | 3.4 X 0.5       | 36.72            | 125.2               |
| 2.54                 | 4.2 X 0.5       | 45.36            | 119.2               |
| 3.11                 | 5.0 X 0.5       | 54.00            | 111.0               |
| 3.55                 | 5.7 X 0.5       | 61.00            | 103.9               |
| 4.01                 | 6.4 X 0.5       | 69.12            | 96.1                |
| 4.53                 | 7.1 X 0.5       | 76.68            | 86.3                |
| 5.08                 | 8.0 X 0.5       | 86.40            | 75.8                |
| 5.55                 | 4.4 X 1.0       | 95.04            | 66.4                |
| 6.02                 | 4.7 X 1.0       | 101.52           | 57.5                |
| 6.58                 | 5.1 X 1.0       | 110.16           | 47.2                |
| 7.03                 | 5.5 X 1.0       | 118.80           | 39.7                |
| 7.52                 | 5.8 X 1.0       | 125.28           | 31.8                |
| 8.02                 | 6.2 X 1.0       | 133.00           | 24.6                |
| 8.54                 | 6.6 X 1.0       | 142.56           | 18.4                |
| 9.01                 | 7.0 X 1.0       | 151.20           | 13.4                |
| 9.53                 | 7.3 X 1.0       | 157.68           | 9.0                 |
| 9.63                 | 7.4 X 1.0       | 159.84           | 8.2                 |
| 9.85                 | 7.85 X 1.0      | 169.56           | 6.4                 |

LOS VALORES UTILIZADOS EN LA CARGA FUERON LOS SIGUIENTES:

R = 48 OHMS L = 0 Hly.

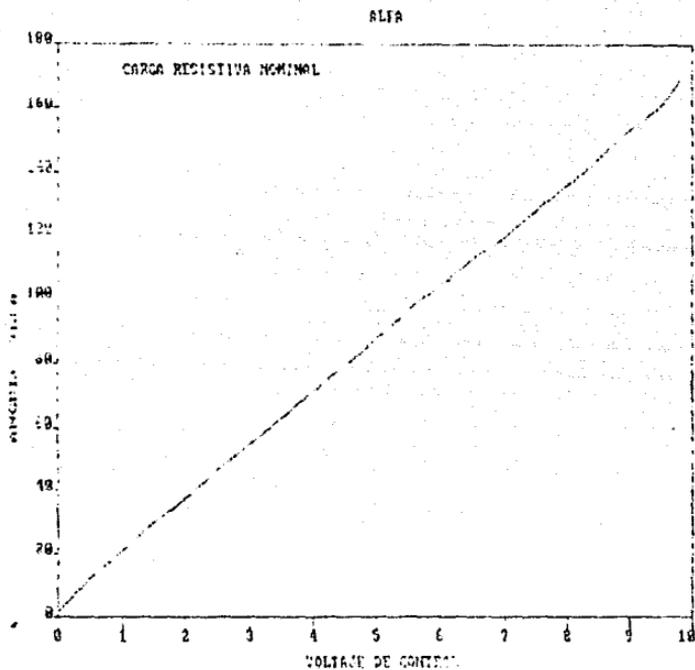
## PROTOCOLO DE PRUEBAS

Según prueba de corriente nominal 492.3[2] al controlador se le aplicó una carga resistiva de tal manera que circulara la corriente nominal, esta prueba se realizó de esta manera ya que fue la mejor forma de mostrar que el circuito de control es funcional. La corriente nominal de 25 A del controlador se obtuvo con una carga de 5.33  $\Omega$ . Los resultados son mostrados en la Tabla. II y en las Gráficas 3 y 4 .



GRÁF. 3. CARACTERÍSTICA DE SALIDA DE CONTROLADOR (CARGA RESISTIVA NOMINAL).

# PROTOCOLO DE PRUEBAS



GRÁF. 4. ÁNGULO DE DISPARO ALFA EN FUNCIÓN DE VC. (CARGA RESISTIVA NOMINAL).

**PROTOCOLO DE PRUEBAS**  
**PRUEBA DE LAS CARACTERISTICAS DEL CIRCUITO DE DISPARO**  
**TABLA II**  
**CARGA RESISTIVA NOMINAL**

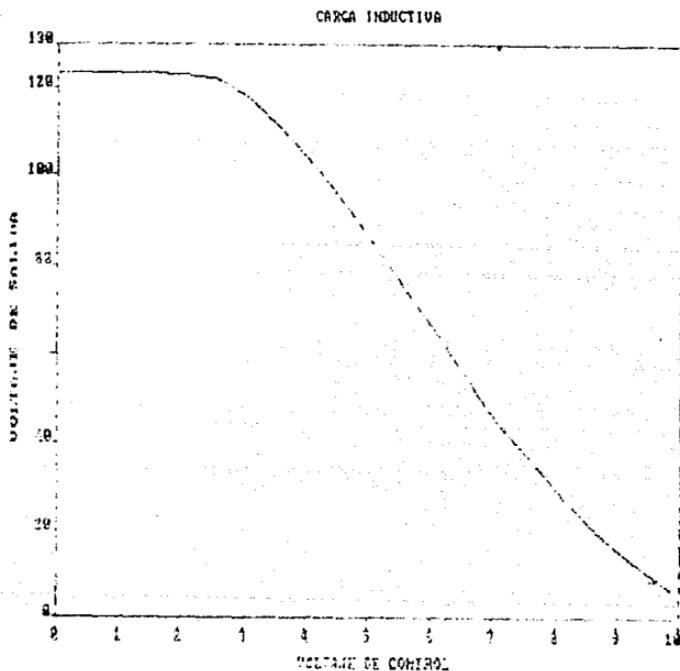
| V control<br>(Volts) | PERIODO<br>(ms) | ALFA<br>(grados) | V salida<br>(Volts) |
|----------------------|-----------------|------------------|---------------------|
| 0                    | 0.4 X 0.2       | 1.72             | 116.1               |
| 0.52                 | 1.2 X 0.5       | 12.90            | 114.8               |
| 1.09                 | 2.1 X 0.5       | 22.68            | 112.0               |
| 1.51                 | 2.8 X 0.5       | 30.24            | 108.6               |
| 2.01                 | 3.5 X 0.5       | 37.80            | 104.0               |
| 2.54                 | 4.4 X 0.5       | 47.52            | 98.2                |
| 3.03                 | 5.1 X 0.5       | 55.08            | 91.7                |
| 3.49                 | 5.8 X 0.5       | 62.64            | 85.7                |
| 4.08                 | 6.7 X 0.5       | 72.36            | 76.5                |
| 4.56                 | 7.4 X 0.5       | 79.92            | 68.8                |
| 5.08                 | 8.2 X 0.5       | 88.56            | 60.4                |
| 5.56                 | 4.5 X 1.0       | 97.20            | 52.8                |
| 6.09                 | 4.85 X 1.0      | 104.76           | 44.1                |
| 6.50                 | 5.2 X 1.0       | 112.32           | 37.6                |
| 7.03                 | 5.55 X 1.0      | 119.88           | 29.9                |
| 7.56                 | 5.95 X 1.0      | 128.50           | 22.6                |
| 8.15                 | 6.4 X 1.0       | 138.24           | 15.7                |
| 8.51                 | 6.7 X 1.0       | 144.72           | 11.7                |
| 9.02                 | 7.1 X 1.0       | 153.36           | 7.1                 |
| 9.48                 | 7.4 X 1.0       | 159.84           | 3.9                 |
| 9.65                 | 7.6 X 1.0       | 164.16           | 3.0                 |
| 9.85                 | 7.85 X 1.0      | 169.56           | 1.9                 |

LOS VALORES UTILIZADOS EN LA CARGA FUERON LOS SIGUIENTES:

$$R = 5.33 \text{ OHMS } L = 0 \text{ Hy.}$$

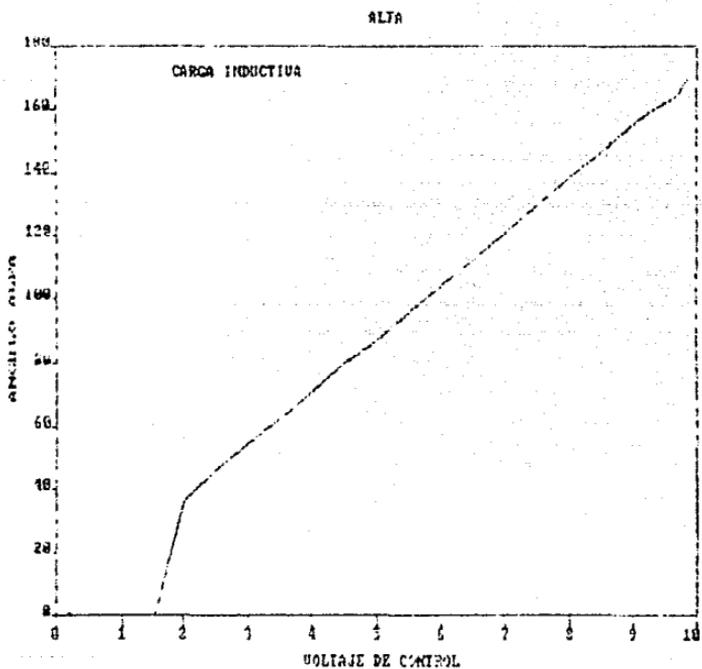
## PROTOCOLO DE PRUEBAS

Las características del circuito de disparo se obtuvieron también para carga inductiva, utilizándose para este caso una inductancia de 32mH y una resistencia de 16  $\Omega$ . Los resultados son mostrados en la Tabla. III y en las Gráficas 5 y 6 .



GRÁF. 5. CARACTERÍSTICAS DE SALIDA DE CONTROLADOR (CARGA INDUCTIVA).

PROTOCOLO DE PRUEBAS



GRÁF. 6.  $\alpha$  ANGLU DE DISPARO ALFA EN FUNCIÓN DE  $V_C$  (CARGA INDUCTIVA).

**PROTOCOLO DE PRUEBAS**  
**PRUEBA DE LAS CARACTERISTICAS DEL CIRCUITO DE DISPARO**  
**TABLA III**  
**CARGA INDUCTIVA**

| V control<br>(Volts) | PERIODO<br>(ms) | ALFA<br>(grados) | V salida<br>(Volts) |
|----------------------|-----------------|------------------|---------------------|
| 0                    | 0               | 0                | 123.4               |
| 0.51                 | 0               | 0                | 123.4               |
| 1.01                 | 0               | 0                | 123.4               |
| 1.52                 | 0               | 0                | 123.4               |
| 2.01                 | 0.85 X 2.0      | 36.72            | 123.2               |
| 2.52                 | 1.08 X 2.0      | 46.65            | 122.3               |
| 3.02                 | 1.27 X 2.0      | 54.86            | 118.3               |
| 3.51                 | 1.45 X 2.0      | 62.64            | 112.0               |
| 4.03                 | 1.65 X 2.0      | 71.28            | 104.0               |
| 4.50                 | 1.85 X 2.0      | 79.92            | 95.8                |
| 5.00                 | 2.0 X 2.0       | 86.40            | 86.6                |
| 5.52                 | 2.2 X 2.0       | 95.04            | 76.4                |
| 6.01                 | 2.4 X 2.0       | 103.68           | 66.3                |
| 6.54                 | 2.61 X 2.0      | 112.75           | 55.0                |
| 7.03                 | 2.8 X 2.0       | 120.96           | 45.6                |
| 7.51                 | 3.0 X 2.0       | 129.60           | 37.1                |
| 8.00                 | 3.2 X 2.0       | 138.24           | 29.0                |
| 8.52                 | 3.4 X 2.0       | 146.88           | 21.5                |
| 9.04                 | 3.6 X 2.0       | 155.52           | 15.0                |
| 9.51                 | 3.75 X 2.0      | 162.00           | 10.1                |
| 9.70                 | 3.8 X 2.0       | 164.16           | 8.4                 |
| 9.85                 | 3.95 X 2.0      | 170.64           | 6.6                 |

LOS VALORES UTILIZADOS EN LA CARGA FUERON LOS SIGUIENTES:

R = 16 OHMS L = 32 mH.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

### 5.3.2.6.- Prueba de aislamiento eléctrico.

Durante la operación del equipo se pueden presentar esfuerzos dieléctricos entre cualquier par de terminales del controlador, así como entre los auxiliares correspondientes que están conectados a estas terminales. La prueba de aislamiento eléctrico debe efectuarse entre terminales con el fin de comprobar que exista un aislamiento eléctrico correcto de los disipadores, distancias de separación adecuadas y el aislamiento de las terminales de carga. Por estas razones, la prueba se realiza generalmente cuando ya han sido efectuadas las otras pruebas.

#### Procedimiento.

- a) Esta prueba deberá ser hecha a cualquier temperatura entre la temperatura interior y la temperatura normal de operación.
  - b) El voltaje de prueba debe ser incrementado a su valor máximo en un tiempo mayor a 10 segundos y deberá ser aplicado continuamente durante 60 segundos.
  - c) El voltaje de prueba deberá ser aplicado a los puntos entre los cuales exista una diferencia de potencial en servicio normal. Se deberán realizar tantas pruebas como sea posible para lo que se establecen las siguientes categorías:
- 1.- Las partes principales del controlador conectadas a la fase de la alimentación tendrán un voltaje de prueba de 1500 V.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

La prueba se hará entre la fase y el gabinete.

- 2.- Las partes principales del controlador conectadas a una terminal de la carga deberán tener un voltaje de prueba de 1500 V. La prueba se hará entre las terminales del controlador y el gabinete.
- 3.- Todos los auxiliares deberán ser probados separadamente de conformidad con los estándares correspondientes.
- 4.- Los equipos auxiliares que estén conectados al controlador y que conducen la corriente principal, deberán ser probados conjuntamente con las partes a las cuales están conectados, por lo que se deberá incluir el portafusible y el fusible.

### Realización.

Esta prueba se realizó a un voltaje de 1500 Vca, debido a que sólo así podía ser implementada en el laboratorio. Para efectuarla se desconectaron la alimentación del controlador y el circuito de disparo. Asimismo, se cortocircuitaron los tiristores del antiparalelo y el fusible. Se aplicó el voltaje de prueba dos veces consecutivas durante 60 segundos (con un tiempo de subida de 10 seg.) sin observarse anomalía alguna en el aislamiento de la etapa de potencia.

RESULTADOS.

El presente apartado de este capítulo trata lo relacionado al montaje del módulo y los resultados obtenidos, tanto en forma monofásica así como en forma trifásica. Se muestran los oscilogramas obtenidos para diferentes ángulos de disparo  $\alpha$ .

5.4.- Módulo monofásico con carga resistiva.

Los oscilogramas que a continuación se muestran, fueron tomados cuando se realizó el protocolo de pruebas. Las fotografías obtenidas muestran diferentes condiciones de ángulos de disparo  $\alpha$ , desde  $\alpha=3^\circ$  hasta  $\alpha=170^\circ$ .

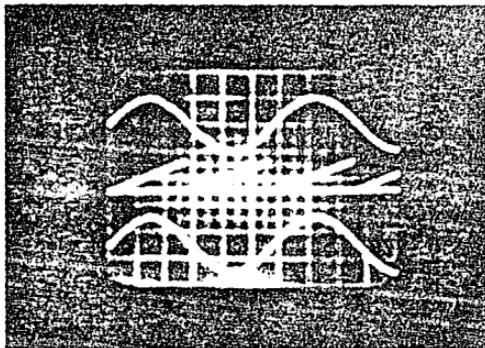
En los oscilogramas de las fotografías 5.1 a 5.6, se muestran cuatro señales que son en orden de arriba hacia abajo: Señal de sincronización de línea, rampa, voltaje de control y voltaje en la carga.

Para la toma de las fotografías se utilizó una carga resistiva de 5.33  $\Omega$  con un voltaje de línea de 127 V.

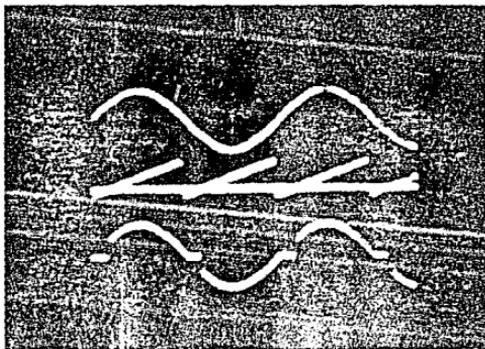
En el apéndice C se muestra el diagrama eléctrico del módulo monofásico.

En los oscilogramas se puede ver que la conducción en los tiristores empieza exactamente en el cruce por cero del voltaje de alimentación y por lo tanto de acuerdo al ángulo de disparo conducirá durante todo el resto del semiciclo hasta que el cruce por cero del voltaje de alimentación se presenta otra vez.

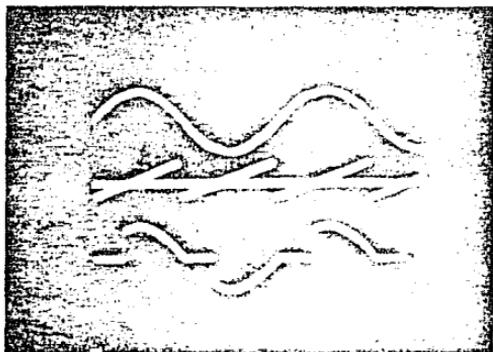
PROTOCOLO DE PRUEBAS



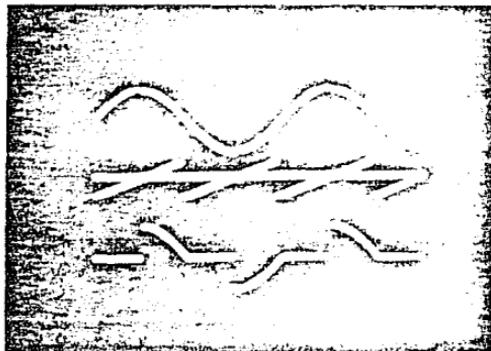
FOTOGRAFÍA 5.1.  $\alpha = 3^\circ$ , CARGA RESISTIVA.



FOTOGRAFÍA 5.2.  $\alpha = 30^\circ$  CARGA RESISTIVA.

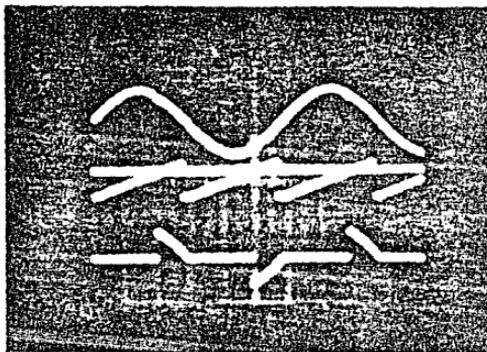


FOTOGRAFÍA 5.3.  $\alpha = 60^\circ$  CARGA RESISTIVA

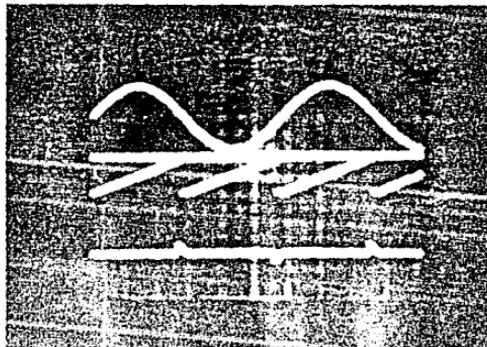


FOTOGRAFÍA 5.4.  $\alpha = 90^\circ$  CARGA INDUCTIVA.

PROTOCOLO DE PRUEBAS



FOTOGRAFIA 5.5.  $\alpha = 120^\circ$  CARGA RESISTIVA.



FOTOGRAFIA 5.6.  $\alpha = 170^\circ$  CARGA RESISTIVA.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

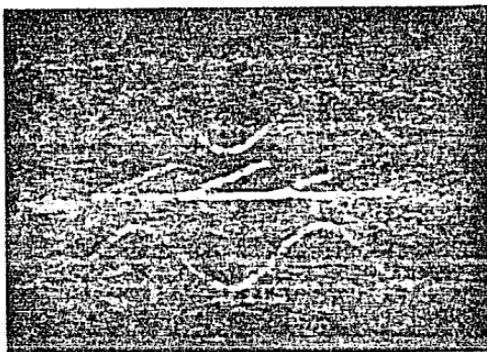
### 5.5.- Módulo monofásico con carga inductiva.

Para tomar las fotografías de los oscilogramas para carga inductiva, se utilizaron los valores de circuito:  $R= 16\Omega$ ;  $L=32 \text{ mH}$ ;  $V= 127 \text{ V}$ . El ángulo de potencia  $\phi$  con estos elementos resultó ser  $\phi= 37^\circ$ .

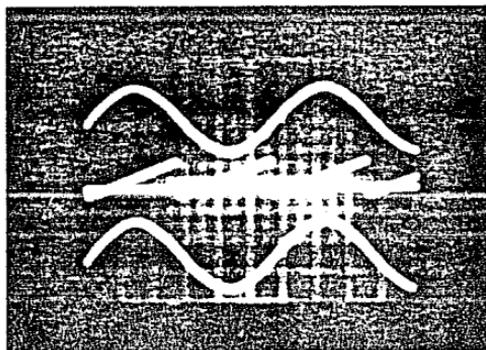
En las fotografías se ven cuatro señales que son de arriba hacia abajo, voltaje de sincronización con línea, rampa, voltaje de control y en último lugar voltaje en la carga.

Las fotografías fueron tomadas para  $\alpha= 3^\circ$  hasta  $\alpha= 170^\circ$ .

En las fotografías 5.7 a 5.12, se puede observar que el tiristor no se bloquea inmediatamente después del cruce por cero del voltaje de alimentación, sino que continúa la conducción en éste. Esto es debido a la característica de la carga inductiva. Este ángulo para el cual el tiristor todavía continúa en conducción después del cruce por cero, es llamado ángulo de extinción  $\beta$  y sólo se presenta cuando se tiene una carga inductiva.

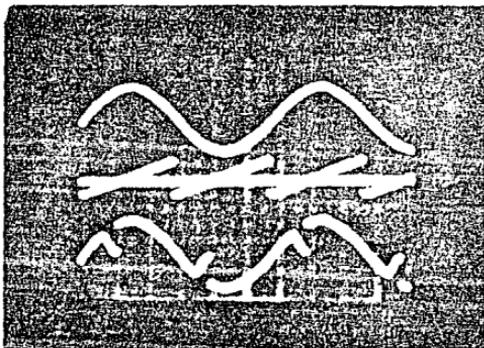


FOTOGRAFÍA 5.7.  $\alpha = 3^\circ$  CARGA INDUCTIVA  
 $\delta = 37^\circ$

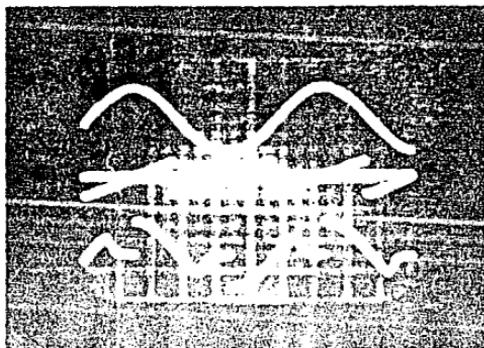


FOTOGRAFÍA 5.8.  $\alpha = 37^\circ$  CARGA INDUCTIVA  
 $\delta = 37^\circ$

PROTOCOLO DE PRUEBAS

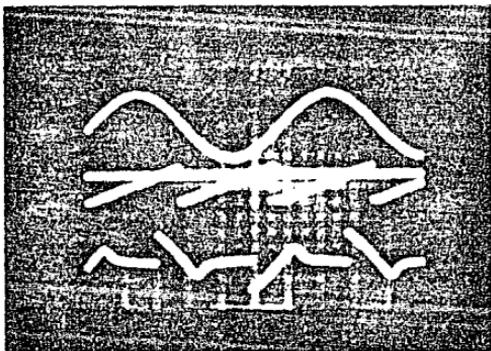


FOTOGRAFIA 5.9.  $\alpha = 60^\circ$  CARGA INDUCTIVA  
:  $\approx 37^\circ$

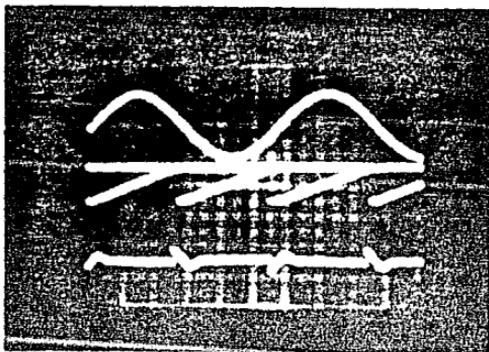


FOTOGRAFIA 5.10.  $\alpha = 90^\circ$  CARGA INDUCTIVA  
:  $\approx 37^\circ$

PROTOCOLO DE PRUEBAS



FOTOGRAFÍA 5.11.  $\alpha = 120^\circ$  CARGA INDUCTIVA  
 $\phi = 37^\circ$



FOTOGRAFÍA 5.12.  $\alpha = 170^\circ$  CARGA INDUCTIVA  
 $\phi = 37^\circ$

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

### 5.6.- Arreglo trifásico carga resistiva.

Uno de los objetivos importantes del trabajo desarrollado, es demostrar que el módulo puede ser montado en forma trifásica.

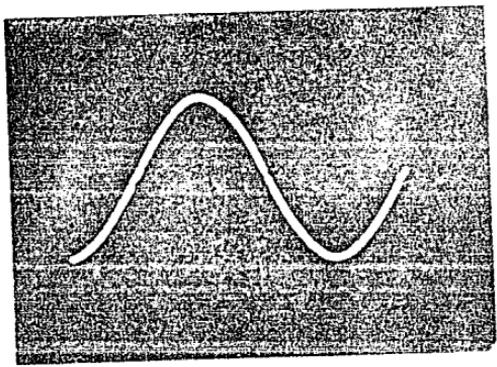
El diagrama de bloques de la Fig. 5.1, muestra la forma de conexión del controlador cuando es montado en forma trifásica. Cabe mencionar que en esta forma de montaje los tiristores son disparados con un doble pulso, es decir, con su pulso principal y un pulso auxiliar proveniente del tiristor anterior de la secuencia de conducción. Es por esta razón que el módulo monofásico contiene un circuito extra que proporciona el pulso auxiliar para cuando se requiere de un montaje trifásico.

Se puede ver en la Fig. 5.1 que se requiere un solo potenciómetro para suministrar el voltaje de control a las tres fases, para generar los diferentes ángulos de disparo para el controlador.

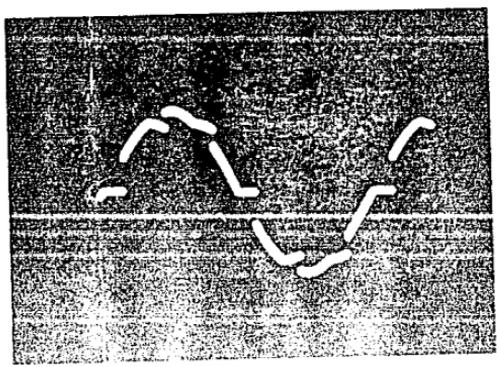
En el apéndice C, se muestra el diagrama eléctrico del montaje trifásico y las fotografías 5.13 a 5.17 muestran los oscilogramas para diferentes ángulos de disparo  $\alpha$ .

Los valores de los elementos del circuito de potencia fueron:

$$R_1 = 16 \ \Omega; \quad R_1 = R_2 = R_3 \quad ; \quad V = 220 \text{ V.}$$

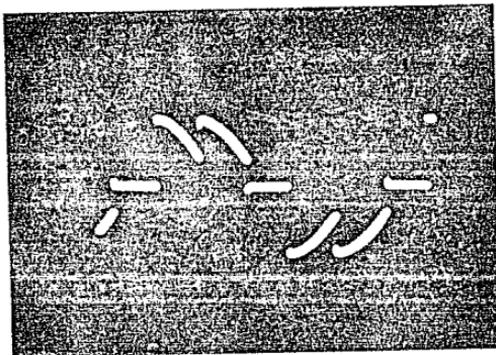


FOTOGRAFIA 5.13.  $\alpha = 3^\circ$  CARGA RESISTIVA.

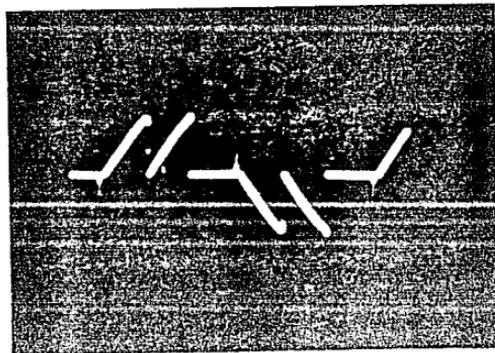


FOTOGRAFIA 5.14.  $\alpha = 30^\circ$  CARGA RESISTIVA

PROTOCOLO DE PRUEBAS

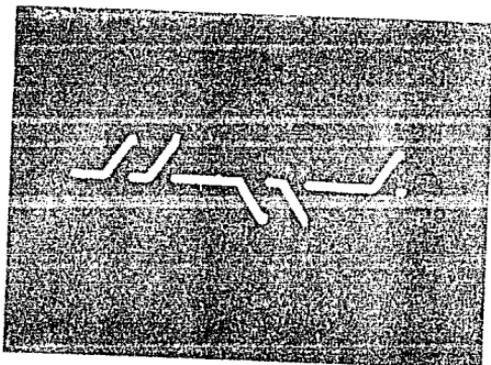


FOTOGRAFÍA 5.15.  $\alpha = 60^\circ$  CARGA RESISTIVA.



FOTOGRAFÍA 5.16.  $\alpha = 90^\circ$  CARGA RESISTIVA.

## PROTOCOLO DE PRUEBAS

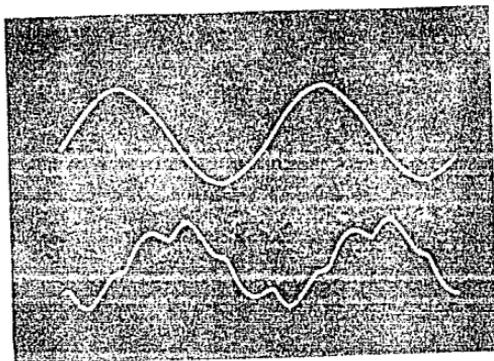


FOTOGRAFÍA 5.17.  $\alpha = 120^\circ$  CARGA RESISTIVA.

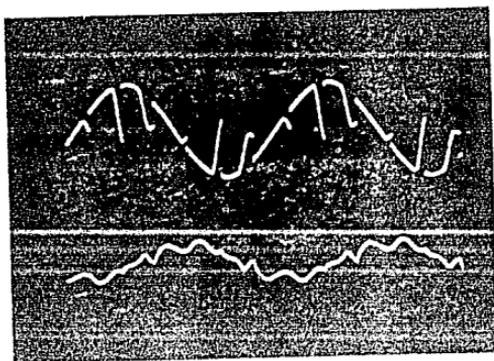
### 5.7.- Arreglo trifásico carga inductiva.

Las fotografías 5.18 a 5.21, muestran el voltaje y la corriente en la carga en la fase A para un montaje trifásico con carga inductiva.

Los elementos utilizados para el montaje fueron  $R_1 = 16 \Omega$  ;  $R_1 = R_2 = R_3$  ;  $L_1 = 32 \text{ mH}$  ;  $L_1 = L_2 = L_3$  ;  $V = 220 \text{ V}$ .



FOTOGRAFÍA 5.18.  $\alpha = 0^\circ$  VOLTAJE Y CORRIENTE  
EN LA FASE A CARGA INDUCTIVA



FOTOGRAFÍA 5.19.  $\alpha = 100^\circ$  VOLTAJE Y CORRIENTE  
EN LA FASE A CARGA INDUCTIVA.

## CONCLUSIONES

El trabajo realizado titulado "DESARROLLO DE UN MODULO INDEPENDIENTE DE TIRISTORES PARA CONTROL DE FASE", tiene la finalidad de ser aplicado en el control de energía a una carga.

En cuanto a las características de carga, el módulo en forma monofásica puede manejar cargas de hasta 4.4 KW con un voltaje de línea de 127 V, y con un voltaje de 220 V (trifásico), se pueden manejar cargas de hasta 7.7 KW en forma monofásica.

Una de las ventajas del módulo, es que puede ser aplicado en una configuración trifásica en donde se obtiene una mejor utilización de él, pudiéndose manejar cargas de hasta 18.6 KW.

El módulo desarrollado tiene otra ventaja muy importante, la cual es su costo, que es bajo en comparación con los de importación. Se sabe que en el mercado nacional existen este tipo de controladores, pero la gran mayoría de ellos son de importación y por tanto su precio es elevado. De ahí la importancia del desarrollo del trabajo realizado, debido a que el producto puede ser utilizado en la industria nacional a un precio bajo.

## CONCLUSIONES

Es importante mencionar que el módulo puede ser aplicado para cargas inductivas, como por ejemplo motores de inducción. En dichas aplicaciones el módulo funciona como un arrancador, y para tal aplicación requerirá de un módulo de arranque lento.

En cargas resistivas el módulo como tal funciona satisfactoriamente, como lo demostró el protocolo de pruebas aplicado a éste.

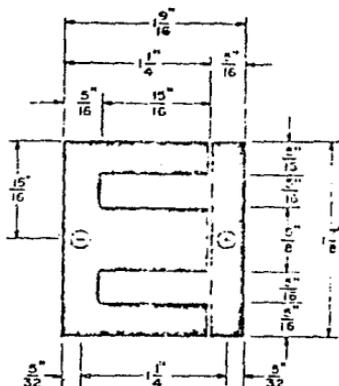
El trabajo así realizado es un pequeño avance en cuanto a la investigación en México sobre este tema, del cual se desarrolla muy poco.

En el IIE (Grupo de Electrónica de Potencia), se seguirá investigando sobre controladores de CA, con un enfoque hacia el desarrollo de controladores de mayor capacidad, así como también al control de motores.

## APENDICE A

Información técnica proporcionada por el fabricante

## LAMINACION TIPO 625-EI



### CARACTERÍSTICAS DE UN NÚCLEO DE SECCION CUADRADA

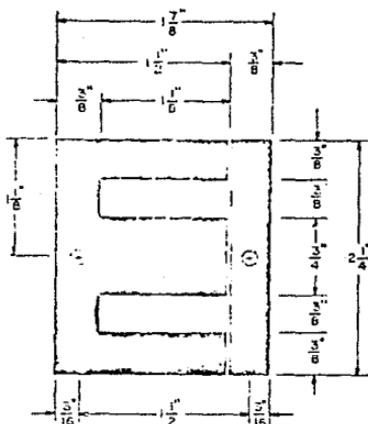
| VOLUMEN Y PESO  |                                      | FORMULAS DE DISEÑO MAGNETICO                                     |  | DIMENSIONES              |          | MUELLA MAGNETICA               |  |
|-----------------|--------------------------------------|--|--|--------------------------|----------|--------------------------------|--|
| VOLUMEN         | = 1.46 cu. in. 24 cm <sup>3</sup>    | PROPIEDADES DE UN NÚCLEO CON BOBINADO DE "M" VUELTAS             |  | f = 3.75 in.             | 1.11 cm. |                                |  |
| AREA VENTANA    | = .7925 sq. in. 1.29 cm <sup>2</sup> |  |  | A = 3.94 in.             | 7.11 cm. |                                |  |
| PESO SUPERMU 30 | = 4.615 lb. 210 gr.                  | N <sub>max</sub> = 168.5 × 10 <sup>3</sup> Escalas Per Volt      |  | G <sub>max</sub> = 1.00% |          | Sobrecargas L <sub>100</sub> % |  |
| PESO SUPERMU 10 | = 4.41 lb. 199 gr.                   | M <sub>max</sub> = 1.1320 × 10 <sup>3</sup> M Escalas            |  | K <sub>1</sub> = .004"   |          | S <sub>100</sub> %             |  |
| PESO SILICON    | = 3.98 lb. 181 gr.                   | (Guberts per centimeter) per milioampere of direct current       |  | .006"                    |          | S <sub>50</sub> %              |  |
|                 |                                      | L <sub>1</sub> = 1.3320 × 10 <sup>3</sup> M <sup>2</sup> Escalas |  | .015"                    |          | S <sub>25</sub> %              |  |

| DESIGNACION   | MATERIAL TIPO   | GRUESO (Pulg.) | NUMERO CATALOGO | PESO Y CANT |          | PESO IND. POR PZA. Y EN PESO DEL TOTAL DE PARES |       |
|---------------|-----------------|----------------|-----------------|-------------|----------|---|-------|
|               |                 |                |                 | LBS./M PZL. | PZL./LB. |   |       |
| SUPERMU 40    | HyMu "BO"       | .006           | 625EISM406LH    | 4.398       | 227.4    | 625 E   | 625.1 |
| SUPERMU 40    | HyMu "BO"       | .014           | 625EISM4014LH   | 10.264      | 97.4     |   |       |
| SUPERMU 30    | HyMu "BO"       | .006           | 625EISM306IN    | 4.398       | 227.4    | 75.2  | 24.8  |
| SUPERMU 30    | HyMu "BO"       | .014           | 625EISM3014IN   | 10.264      | 97.4     |   |       |
| SUPERMU 10    | "49"            | .006           | 625EISM106IN    | 4.134       | 241.9    |   |       |
| SUPERMU 10    | "49"            | .014           | 625EISM1014IN   | 9.647       | 103.7    |   |       |
| MICROSIL      | Gr. Or. Silicon | .004           | 625EIMC4AS      | 2.389       | 410.6    |   |       |
| MICROSIL      | Gr. Or. Silicon | .006           | 625EIMC6EP      | 3.583       | 279.1    |   |       |
| CRYSTALLIGNED | Gr. Or. Silicon | .014           | 625EIGY14AU     | 8.396       | 119.1    |   |       |
| COON          | Non Or. Silicon | .014           | 625EISL14AN     | 8.396       | 119.1    |   |       |
| SILICON       | Non Or. Silicon | .018           | 625EISL18AN     | 11.321      | 88.3     |   |       |
| SILICON       | Non Or. Silicon | .025           | 625EISL25AN     | 15.775      | 63.4     |   |       |

#### NOTES

Holes shown are .125" diameter  
See 625FB for similar assembly  
Also available in Nickel Alloy .004".

# LAMINACION TIPO 75-EI



## CARACTERISTICAS DE UN NUCLEO DE SECCION CUADRADA

| VOLUMEN Y PESO  |                                     |
|-----------------|-------------------------------------|
| VOLUMEN         | = 2.34 cu. in. 41.5 cm <sup>3</sup> |
| AREA VENTANA    | = 422 sq. in. 272 cm <sup>2</sup>   |
| PESO SUPERMU 30 | = 827 lb. 364.5 gr.                 |
| PESO SUPERMU 10 | = 75 lb. 34.5 gr.                   |
| PESO SILICON    | = 484 lb. 315 gr.                   |

| FORMULAS DE DISÑO MAGNETICO                                 |                  |
|---|------------------|
| PROPIEDADES DE UN NUCLEO CON EMBIBADO DE "N" VUELTAS        |                  |
| $R_{\text{mag}} = 163.2 \times 10^6$                        | Gausses Per Volt |
| $K = \frac{1}{A \cdot N}$                                   | At. G. Gauss     |
| $H_p = 1.110 \times 10^3 N$                                 | Centetes         |
| (Gausses per centimeter) per mil. at 100% of direct current |                  |
| $L_p = (.299 \times 10^{-4}) K_1 N^2 A_p$                   | Henries          |

| DIMENSIONES HUELLA MAGNETICA |                      |
|------------------------------|----------------------|
| $L = 4.50$ in.               | 11.43 cm.            |
| $A = 582$ sq. in.            | 3.63 cm <sup>2</sup> |
| Grosso ness                  | Subestructura        |
| $R_1 = .034"$                | Weld                 |
| $.034"$                      | Weld                 |
| $.034"$                      | Weld                 |
| $.018"$                      | Weld                 |
| $.018"$                      | Weld                 |
| $.018"$                      | Weld                 |

| DESIGNACION           | MATERIAL TIPO   | GRUESO (Pulg.) | NUMERO CATALOGO | PESO Y CANT. |          | PESO IND. POR PZA.  |                              |
|-----------------------|-----------------|----------------|-----------------|--------------|----------|---|------------------------------|
|                       |                 |                |                 | LBS./M PRE.  | PRS./LB. | % EN PESO DEL TOTAL DE PARES  | % EN PESO DEL TOTAL DE PARES |
| SUPERMU 40            | HyMu "80"       | .006           | 75EISM40CLH     | 6.350        | 157.5    | 75-E  | 75-I                         |
| SUPERMU 40            | HyMu "80"       | .014           | 75EISM40J4" H   | 14.816       | 67.5     | 75.1  | 24.9                         |
| SUPERMU 30            | HyMu "80"       | .006           | 75EISM306IA     | 6.350        | 157.5    |   |                              |
| SUPERMU 30            | HyMu "80"       | .014           | 75EISM30J4IH    | 14.816       | 67.5     | <b>NOTES</b><br>Holes shown are .132" diameter.<br>See 75FB for similar assembly.<br>Also available in Nickel Alloy 004". |                              |
| SUPERMU 10            | "49"            | .006           | 75EISM10E N     | 5.962        | 167.6    |   |                              |
| SUPERMU 10            | "49"            | .014           | 75EISM10J4IH    | 13.925       | 71.8     |   |                              |
| MICROSIL              | Gr. Or. Silicon | .004           | 75EIMC4AS       | 3.449        | 289.9    |   |                              |
| MICROSIL              | Gr. Or. Silicon | .006           | 75EIMC6XP       | 5.175        | 193.2    |   |                              |
| CRYSTALLIGNED SILICON | Gr. Or. Silicon | .014           | 75EICY14AU      | 12.129       | 82.4     |   |                              |
| SILICON               | Non-Or. Silicon | .014           | 75EISL14AN      | 12.129       | 82.4     |   |                              |
| SILICON               | Non-Or. Silicon | .011           | 75EISL1BAN      | 16.343       | 61.2     |   |                              |
| SILICON               | Non-Or. Silicon | .025           | 75EISL25AN      | 22.773       | 43.9     |   |                              |

COPPER-WIRE TABLE

| Wire Size<br>A.W.G.<br>(B.S.S.) | Diam.<br>in<br>(Mils) | Circumf.<br>Mils<br>Area | Turns per Linear Inch <sup>a</sup> |        |        | Cont. duty<br>current <sup>b</sup><br>single wire<br>in<br>open air | Cont. duty<br>current <sup>b</sup><br>wires in<br>cables or<br>conduits<br>or bundles | Feet<br>per<br>Pound,<br>Base | Ohms<br>per<br>1000 ft.<br>15° C. | Current<br>Carrying<br>Capacity <sup>c</sup><br>at<br>70° C. A.T.<br>Per Amp. | Diam.<br>in<br>mm. | Nearest<br>British<br>S.W.G.<br>No |
|---------------------------------|-----------------------|--------------------------|------------------------------------|--------|--------|---|---|-------------------------------|-----------------------------------|---|--------------------|------------------------------------|
|                                 |                       |                          | Enamel                             | S.C.B. | U.C.C. |   |   |                               |                                   |   |                    |                                    |
|                                 |                       |                          |                                    |        |        |   |   |                               |                                   |   |                    |                                    |
| 1                               | 289.3                 | 83590                    | —                                  | —      | —      | —   | 1,947   | 1.264                         | 119.6                             | 7.348   | 1                  |                                    |
| 2                               | 257.6                 | 66370                    | —                                  | —      | —      | —   | 4,977   | 1,391                         | 94.6                              | 6.544   | 2                  |                                    |
| 3                               | 229.4                 | 52640                    | —                                  | —      | —      | —   | 6,276   | 2,009                         | 75.2                              | 5.827   | 3                  |                                    |
| 4                               | 204.3                 | 41740                    | —                                  | —      | —      | —   | 7,916   | 2,531                         | 59.6                              | 5.189   | 4                  |                                    |
| 5                               | 181.7                 | 33100                    | —                                  | —      | —      | —   | 9,900   | 3,191                         | 47.3                              | 4.621   | 5                  |                                    |
| 6                               | 162.0                 | 26500                    | —                                  | —      | —      | —   | 12,58   | 4,028                         | 37.5                              | 4.113   | 6                  |                                    |
| 7                               | 144.3                 | 20820                    | —                                  | —      | —      | —   | 15.87   | 5,080                         | 29.7                              | 3.663   | 7                  |                                    |
| 8                               | 128.3                 | 16510                    | 7.6                                | —      | 7.1    | 73  | 20.01   | 6,405                         | 23.6                              | 3.264   | 8                  |                                    |
| 9                               | 114.4                 | 13490                    | 8.4                                | —      | 7.8    | 10  | 25.23   | 8,079                         | 18.7                              | 2.906   | 9                  |                                    |
| 10                              | 101.9                 | 10380                    | 9.4                                | 9.1    | 8.0    | 35  | 31.82   | 1,013                         | 14.8                              | 2.588   | 10                 |                                    |
| 11                              | 90.8                  | 8130                     | 10.7                               | 11.3   | 10.9   | 41  | 40.12   | 1,264                         | 11.6                              | 2.305   | 11                 |                                    |
| 12                              | 72.0                  | 5173                     | 13.5                               | —      | 12.6   | 27  | 50.59   | 1,619                         | 9.23                              | 2.053   | 12                 |                                    |
| 14                              | 64.1                  | 4107                     | 15.0                               | 14.0   | 13.8   | 32  | 63.80   | 2,043                         | 7.40                              | 1.824   | 14                 |                                    |
| 15                              | 57.1                  | 3537                     | 16.8                               | —      | 14.7   | —   | 80.44   | 2,575                         | 5.87                              | 1.626   | 15                 |                                    |
| 16                              | 50.8                  | 2983                     | 18.9                               | 17.3   | 16.4   | 22  | 101.4   | 3,243                         | 4.61                              | 1.450   | 16                 |                                    |
| 17                              | 45.3                  | 2504                     | 21.2                               | —      | 18.1   | —   | 127.9   | 4,094                         | 3.59                              | 1.291   | 17                 |                                    |
| 18                              | 40.7                  | 2073                     | 23.6                               | 21.2   | 19.4   | 16  | 161.3   | 5,163                         | 2.93                              | 1.150   | 18                 |                                    |
| 19                              | 37.0                  | 1783                     | 26.4                               | —      | 21.8   | —   | 201.5   | 6,510                         | 2.32                              | 1.024   | 19                 |                                    |
| 20                              | 33.0                  | 1523                     | 29.4                               | 25.8   | 23.6   | 11  | 254.5   | 8,210                         | 1.82                              | .912  | 20                 |                                    |
| 21                              | 28.5                  | 1253                     | 33.0                               | —      | 26.0   | —   | 323.4   | 10,35                         | 1.44                              | .812  | 21                 |                                    |
| 22                              | 25.3                  | 1012                     | 37.0                               | 31.3   | 30.0   | —   | 407.6   | 13.05                         | 1.16                              | .723  | 22                 |                                    |
| 23                              | 22.6                  | 810                      | 41.3                               | —      | 37.6   | —   | 514.2   | 16.44                         | .918                              | .644  | 23                 |                                    |
| 24                              | 20.1                  | 640                      | 46.3                               | 37.6   | 35.6   | —   | 648.4   | 20.74                         | .728                              | .573  | 24                 |                                    |
| 25                              | 17.9                  | 500                      | 51.7                               | —      | 39.6   | —   | 817.7   | 26.17                         | .577                              | .511  | 25                 |                                    |
| 26                              | 15.9                  | 384                      | 58.0                               | 48.1   | 41.8   | —   | 1,031   | 33.00                         | .458                              | .453  | 26                 |                                    |
| 27                              | 14.2                  | 302                      | 64.9                               | —      | 44.9   | —   | 1,300   | 41.42                         | .363                              | .403  | 27                 |                                    |
| 28                              | 12.6                  | 240                      | 72.7                               | 54.6   | 48.5   | —   | 1,639   | 52.46                         | .288                              | .361  | 28                 |                                    |
| 29                              | 11.3                  | 192                      | 81.6                               | —      | 51.4   | —   | 2,067   | 66.12                         | .226                              | .321  | 29                 |                                    |
| 30                              | 10.0                  | 150                      | 90.5                               | 64.1   | 55.0   | —   | 2,587   | 83.44                         | .181                              | .271  | 30                 |                                    |
| 31                              | 8.9                   | 110                      | 103                                | —      | 58.5   | —   | 3,287   | 105.2                         | .144                              | .235  | 31                 |                                    |
| 32                              | 8.0                   | 83                       | 117                                | 74.1   | 62.6   | —   | 4,145   | 132.7                         | .112                              | .227  | 32                 |                                    |
| 33                              | 7.1                   | 59                       | 137                                | —      | 66.3   | —   | 5,277   | 167.3                         | .090                              | .202  | 33                 |                                    |
| 34                              | 6.3                   | 40                       | 161                                | 86.2   | 70.0   | —   | 6,691   | 211.0                         | .072                              | .180  | 34                 |                                    |
| 35                              | 5.6                   | 29                       | 186                                | —      | 74.0   | —   | 8,390   | 264.0                         | .057                              | .160  | 35                 |                                    |
| 36                              | 5.0                   | 21                       | 215                                | 103.1  | 78.0   | —   | 10,480  | 335                           | .045                              | .143  | 36 39              |                                    |
| 37                              | 4.5                   | 16                       | 248                                | —      | 80.3   | —   | 13,210  | 423                           | .036                              | .127  | 37, 40             |                                    |
| 38                              | 4.0                   | 14                       | 277                                | 119.3  | 83.4   | —   | 16,660  | 531                           | .028                              | .113  | 41                 |                                    |
| 39                              | 3.5                   | 12                       | 312                                | —      | 86.6   | —   | 21,010  | 673                           | .023                              | .101  | 42                 |                                    |
| 40                              | 3.1                   | 10                       | 362                                | 131.4  | 89.7   | —   | 26,500  | 848                           | .018                              | .087  | 43                 |                                    |
|                                 |                       |                          |                                    |        |        |   | 33,410  | 1,070                         | .014                              | .080  | 44                 |                                    |

<sup>a</sup> A mil is .001 inch. <sup>b</sup> Figures given are approximate only; insulation thickness varies with manufacturer. <sup>c</sup> Max. wire temp. of 213° F and max. ambient temp. of 135° F. <sup>d</sup> 700 circles per mil per ampere is a satisfactory design figure for small transformers, but values from 500 to 1000 c.m. are commonly used.

## SEMICONDUCTOR DIODE COLOR CODE

The "1M" prefix is omitted. A double width band, which also identifies the cathode terminal end of the diode, is usually used at the first band. (An alternative method uses equal band widths with the set clearly angled toward the cathode end.) The color is read starting from the outside end.

Diodes having three digits are coded with a black band followed by second and third bands. A suffix letter is indicated by a fourth band.

Diodes with three digit numbers are coded with the sequence numbers in the first, second and third bands. Any suffix letter is indicated by a fourth band.

A suffix letter is indicated by a fifth band replacing the black band.

The color code (numbers) is the same as the resistor color code. The suffix letter code is A, B, C, D, E, F, G, H, J, K, L, M, N, P, Q, R, S, T, U, V, W, X, Y, Z.



10-22A Avg  
(16-35 RMS)  
Up to 1200 Volts

Phase Control  
SCR  
T400/2N5204-07



|   | Symbol           | Type T400  |     |     |     |     |     |     |     |     |      |      |      | 2N5204 | 2N5205 | 2N5206 | 2N5207 |      |
|---|------------------|------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------|------|------|--------|--------|--------|--------|------|
|   |                  | Order Code |     |     |     |     |     |     |     |     |      |      |      |        |        |        |        |      |
| Blocking State  |                  | 00         | 01  | 02  | 03  | 04  | 05  | 06  | 07  | 08  | 09   | 10   | 11   | 12     |        |        |        |      |
| Repetition Peak Forward Volt. Reverse Voltage - volts | V <sub>RM</sub>  | 50         | 100 | 200 | 300 | 400 | 500 | 600 | 700 | 800 | 900  | 1000 | 1100 | 1200   | 670    | 800    | 1000   | 1200 |
| Non-repetitive Peak Ant. Peak Reverse Voltage - volts | V <sub>SM</sub>  | 75         | 150 | 300 | 400 | 500 | 600 | 700 | 800 | 900 | 1000 | 1100 | 1200 | 1300   | 720    | 960    | 1200   | 1440 |
| Peak Forward and Reverse Leakage Current - mA         | I <sub>FSM</sub> | 0.5        | 0.5 | 0.0 | 5.0 | 4.0 | 3.5 | 3.0 | 2.5 | 2.2 | 2.0  | 1.8  | 1.6  | 1.5    | 3.3    | 2.5    | 2.0    | 1.1  |

|   | Symbol          | Order Code |      |     |
|---|-----------------|------------|------|-----|
|   |                 | 10         | 16   | 22  |
| Current - See Order Code 10-36-22   |                 |            |      |     |
| Conducting State (E <sub>c</sub> = 120 V)   |                 |            |      |     |
| Max. rms forward current - amps   | I <sub>FM</sub> | 1.5        | 2.5  | 2   |
| Max. ave forward current - amps   | I <sub>FM</sub> | 1.0        | 1.5  | 2.2 |
| Max. surge forward current - amps   | I <sub>SM</sub> | 150        | 250  | 360 |
| Max. I <sub>FM</sub> for pulse - 100 Hz half-wave, 20% duty - seconds   | I <sub>N</sub>  | 90         | 76.0 | 50  |
| Max. forward anode drop at I <sub>F</sub> = 3 I <sub>FM</sub> (Max. A <sub>dc</sub> and T <sub>c</sub> = 25°C, V <sub>dc</sub> = 120 V) | V <sub>FM</sub> | 2.3        | 2.1  | 2.3 |

|   | Symbol           | Type |      | JEDEC | * JEDEC TYPES HAVE I <sub>SM</sub> = 300 A P <sub>FM</sub> = 375 A/Sec |
|---|------------------|------|------|-------|--|
|   |                  | T400 | JEDC |       |  |
| Switching State   |                  |      |      |       |  |
| Max. on-state, on-circuit, turn-off delay - 125°C (V <sub>dc</sub> = 120 V) | t <sub>off</sub> | 50   | 100  | 100   |  |
| Max. off-state, on-circuit, turn-on delay - 125°C (V <sub>dc</sub> = 120 V) | t <sub>on</sub>  | 150  | 100  | 100   |  |

|   | Symbol         | Order Code |
|---|----------------|------------|
|   |                |            |
| Max. turn-off rate - V/μsec   | dV/dt          | 1          |
| Max. turn-off rate - 120 V, I <sub>F</sub> = 100 mA, V <sub>dc</sub> = 120 V, t <sub>off</sub> = 100 μsec                               | I <sub>g</sub> | 0          |
| Max. turn-off rate - 120 V, I <sub>F</sub> = 100 mA, V <sub>dc</sub> = 120 V, t <sub>off</sub> = 100 μsec, I <sub>g</sub> not specified | I <sub>g</sub> | 1          |

|   | Symbol         | Order Code |
|---|----------------|------------|
|   |                |            |
| Max. gate current - impulses at I <sub>F</sub> = 25 mA, V <sub>dc</sub> = 120 V | I <sub>G</sub> | 8          |
| Max. gate current - impulses at I <sub>F</sub> = 25 mA, V <sub>dc</sub> = 120 V | I <sub>G</sub> | 6          |

Applies for zero or negative gate voltage  
At 60 Hertz

| Ratings and Characteristics                         |                      | Symbol         | All Types |
|---|----------------------|----------------|-----------|
| Max. holding current - mA                           |                      | I <sub>H</sub> | 100       |
| <b>Thermal and Mechanical Characteristics</b>       |                      |                |           |
| Min. Max. upper junction temp. - °C                 | T <sub>J</sub>       | -40 to +125    |           |
| Min. Max. storage temp. - °C                        | T <sub>stg</sub>     | -40 to +150    |           |
| Max. thread torque - in. lbs                        |                      | 30             |           |
| Max. thermal resistance, Junction to case - °C/watt | R <sub>th(j-c)</sub> | 1.5            |           |

| Gate Parameters (I <sub>F</sub> = 25 mA, V <sub>dc</sub> = 120 V)         |                    |    |
|---|--------------------|----|
| Max. gate voltage to trigger an I <sub>F</sub> = 40 to 120 mA             | V <sub>GT</sub>    | 3  |
| Max. min. triggering rate - 100 Hz  | f <sub>GT</sub>    | 25 |
| F <sub>GT</sub> = 1, 120 V, I <sub>F</sub> and V <sub>GT</sub> max. volts | f <sub>GT</sub>    | 5  |
| Peak forward state current - amps   | I <sub>FM</sub>    | 10 |
| Peak reverse gate voltage - volts   | V <sub>GM</sub>    | 25 |
| Peak gate current - volts   | I <sub>GM</sub>    | 25 |
| Average gate power - watts  | P <sub>(GAV)</sub> | 2  |
| <b>JEDEC TYPES</b>  |                    |    |
| Peak reverse gate voltage - volts   | V <sub>GM</sub>    | 5  |
| Peak gate power - watts   | P <sub>(GAV)</sub> | 60 |
| Average gate power - watts  | P <sub>(GAV)</sub> | 10 |



Phase Control  
SCR  
T400/2N5204-07

10:22A Avg  
(16.36 RMS)  
Up to 1200 Volts

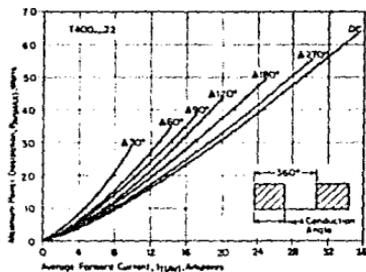


Figure 13. Power dissipation vs. forward current, rectangular wave.

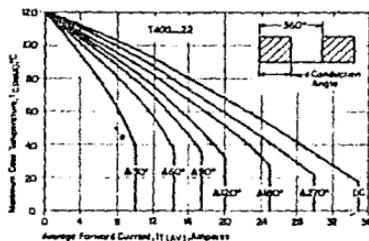


Figure 14. Case temperature vs. forward current, rectangular wave.

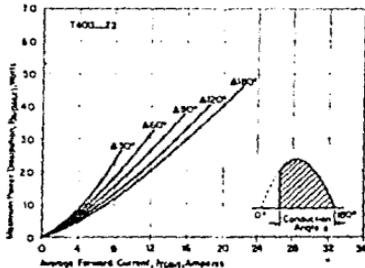


Figure 15. Power dissipation vs. forward current, half wave sinusoid.

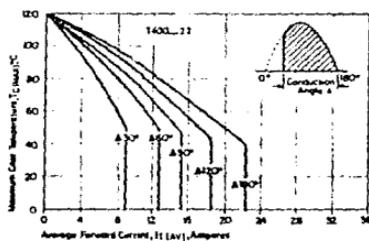


Figure 16. Case temperature vs. forward current, half wave sinusoid.

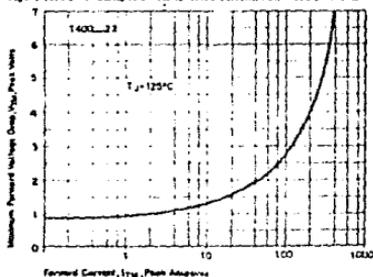


Figure 17. Forward voltage vs. forward current.

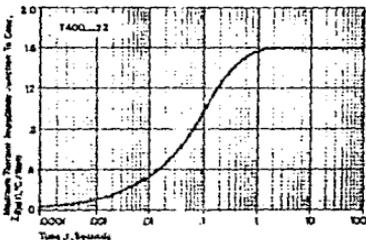
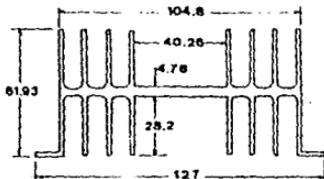


Figure 18. Turn-on and turn-off times vs. time.

PHASE CONTROL  
TRIAC/SCR

**DESA****DISIPADOR DE CALOR 3526**

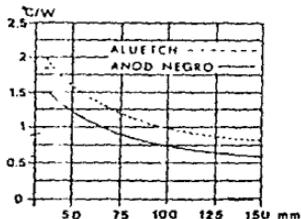
Los disipadores de calor DESA modelo 3526, fabricados en aluminio extruido, ofrecen muchas ventajas en el diseño de circuitos eléctricos y electrónicos:

**Versatilidad:** Se puede utilizar tanto para transistores, tiristores así como diodos rectificadores.

**Gran capacidad de disipación:** Tiene una gran capacidad de disipación en relación al poco volumen que ocupan y a pesar de su reducido peso (masa) están calculados para proporcionar una buena inercia térmica.

**Amplia gama de tamaños y acabados:** Se pueden obtener en varios largos estándar ó en medidas especiales, así como en varios acabados para una amplia gama de capacidades de disipación.

**Forma de fijación:** Su diseño incluye aletas de fijación que permiten su montaje en muy diversas formas y posiciones dentro del conjunto. Se pueden armar para formar conjuntos modulares integrales para rectificación de corriente alterna a corriente directa.

**RESISTENCIA TÉRMICA**

Semiconductores:

Longitudes estándar en mm:

Acabados:

Indicar:

TO3, TO36, TO37, TO41, TO66, TO68, TO126, TO127, SOT-32, TO202, TO220, DO21, DO4, TO48, DO5, TOB3 SK10, 20, 45/50 SK130, SK170, 50, 75, 100, 150, 250.

Aluetch, Anodizado en negro

Perforaciones componentes, perforaciones de fijación.

DISIPADORES ELECTRONICOS, S.A.  
SARATOGA 823 MEXICO 13, D.F.

176

872-0408  
872-6382

# Amp-trap<sup>®</sup> Form 101

## OUTLINE DIMENSIONS 250 VOLT FORM 101 AMP-TRAP



FIG. 1 - TYPE 1

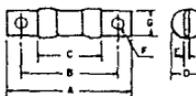


FIG. 2 - TYPE 4

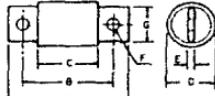


FIG. 3

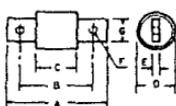


FIG. 4 - TYPE 4

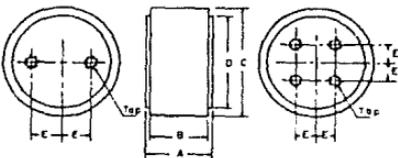


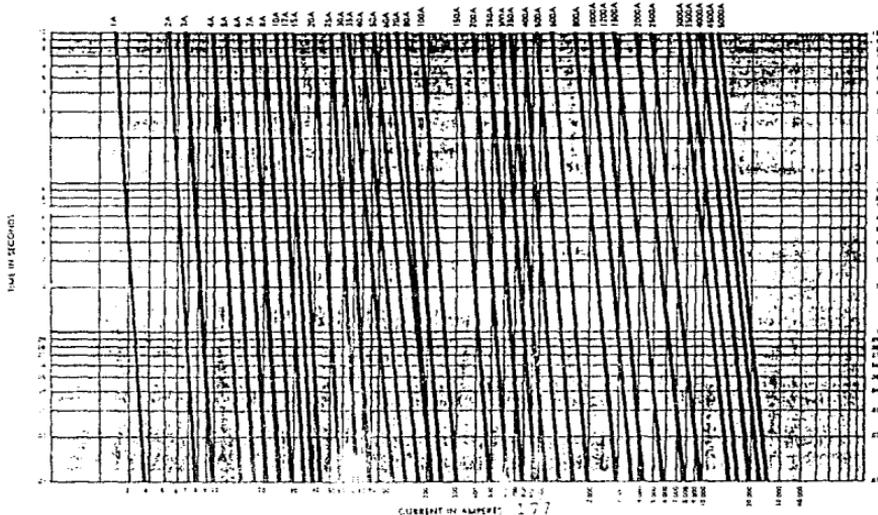
FIG. 5 - TYPE 12B - FIG. 6

| A25X<br>or<br>A24Z | 17 - 150 VOLTS OR LESS |                              |                               |
|--------------------|------------------------|------------------------------|-------------------------------|
|                    | MELTING PT             | CLEARING PT<br>(50% CIRCUIT) | CLEARING PT<br>(100% CIRCUIT) |
| 1                  | 24                     | 15                           | 21                            |
| 2                  | 24                     | 15                           | 21                            |
| 3                  | 27                     | 16                           | 22                            |
| 4                  | 27                     | 16                           | 22                            |
| 5                  | 27                     | 16                           | 22                            |
| 6                  | 27                     | 16                           | 22                            |
| 7                  | 27                     | 16                           | 22                            |
| 8                  | 27                     | 16                           | 22                            |
| 9                  | 27                     | 16                           | 22                            |
| 10                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 11                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 12                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 13                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 14                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 15                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 16                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 17                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 18                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 19                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 20                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 21                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 22                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 23                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 24                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 25                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 26                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 27                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 28                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 29                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 30                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 31                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 32                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 33                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 34                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 35                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 36                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 37                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 38                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 39                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 40                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 41                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 42                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 43                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 44                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 45                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 46                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 47                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 48                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 49                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 50                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 51                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 52                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 53                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 54                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 55                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 56                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 57                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 58                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 59                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 60                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 61                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 62                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 63                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 64                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 65                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 66                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 67                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 68                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 69                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 70                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 71                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 72                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 73                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 74                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 75                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 76                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 77                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 78                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 79                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 80                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 81                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 82                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 83                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 84                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 85                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 86                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 87                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 88                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 89                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 90                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 91                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 92                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 93                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 94                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 95                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 96                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 97                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 98                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 99                 | 27                     | 16                           | 22                            |
| 100                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 101                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 102                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 103                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 104                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 105                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 106                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 107                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 108                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 109                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 110                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 111                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 112                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 113                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 114                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 115                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 116                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 117                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 118                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 119                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 120                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 121                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 122                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 123                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 124                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 125                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 126                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 127                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 128                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 129                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 130                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 131                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 132                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 133                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 134                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 135                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 136                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 137                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 138                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 139                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 140                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 141                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 142                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 143                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 144                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 145                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 146                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 147                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 148                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 149                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 150                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 151                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 152                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 153                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 154                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 155                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 156                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 157                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 158                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 159                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 160                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 161                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 162                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 163                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 164                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 165                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 166                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 167                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 168                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 169                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 170                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 171                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 172                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 173                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 174                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 175                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 176                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 177                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 178                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 179                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 180                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 181                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 182                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 183                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 184                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 185                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 186                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 187                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 188                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 189                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 190                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 191                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 192                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 193                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 194                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 195                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 196                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 197                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 198                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 199                | 27                     | 16                           | 22                            |
| 200                | 27                     | 16                           | 22                            |

### DIMENSIONS

| FIG. | CATALOG NO.   | TYPE | A     | B     | C     | D     | E   | F     | G     | TAP             |
|------|---------------|------|-------|-------|-------|-------|-----|-------|-------|-----------------|
| 1    | A25X1-30      | 1    |       | 1/4   | 3/8   |       |     |       |       |                 |
| 2    | A25X35-60     | 4    | 3 1/8 | 2 1/2 | 1 1/2 | 1 1/2 | 1/4 | 1 1/2 | 1 1/2 |                 |
| 3    | A25X70-200    | 4    | 3 1/8 | 2 1/2 | 1 1/2 | 1 1/2 | 1/4 | 1 1/2 | 1 1/2 |                 |
| 4    | A25X250-700   | 4    | 3 1/2 | 2 1/2 | 1 1/2 | 1 1/2 | 1/4 | 1 1/2 | 1 1/2 |                 |
| 4    | A25X800       | 4    | 3 1/2 | 2 1/2 | 1 1/2 | 2     | 1/4 | 1 1/2 | 1 1/2 |                 |
| 5    | A25X800-1200  | 12B  | 2 1/8 | 2 1/2 | 3     | 2 1/2 | 1/4 |       |       | 1/2 24-1/2 OHMO |
| 6    | A25X1500-2500 | 12B  | 2 1/8 | 2 1/2 | 3 1/2 | 3     | 1/4 |       |       | 1/2 24-1/2 OHMO |
| 6    | A25X3000-4500 | 12B  | 2 1/8 | 2 1/2 | 4 1/2 | 3 1/2 | 1/4 |       |       |                 |

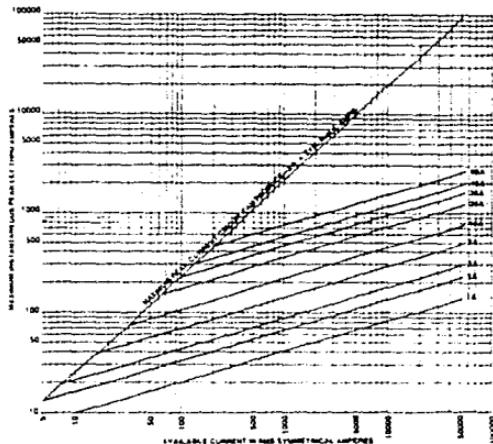
### MELTING TIME-CURRENT CHARACTERISTICS (A25X)



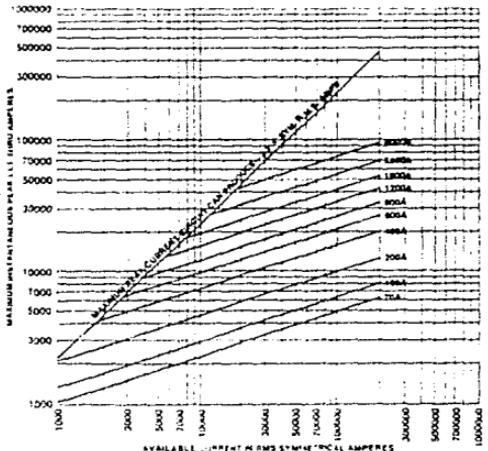
# Amp-trap<sup>®</sup> - Form 101

## Semiconductor Fuses

### A25X



Peak Let-Thru Current Data  
A25X Fuses  
1-60 Amperes, 250 Volts AC



Peak Let-Thru Current Data  
A25X Fuses  
70-4000 Amperes, 250 Volts AC



National  
Semiconductor

Operational Amplifiers/Buffers

## LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

### General Description

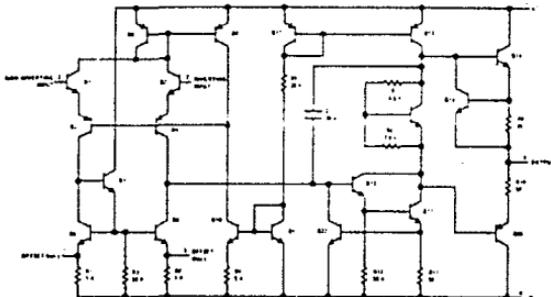
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload pro-

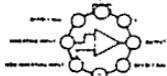
tection on the input and output, no latchup when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

### Schematic and Connection Diagrams (Top Views)



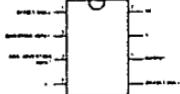
Metal Can Package



See Fig. 6 connected to pins

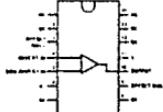
Order Number: LM741H, LM741AH,  
LM741CH or LM741EH  
See NS Package MOBC

Dual In-Line Package



Order Number: LM741CN or LM741EN  
See NS Package MOBC  
Order Number: LM741CJ  
See NS Package J0BA

Dual In-Line Package



Order Number: LM741CN-14  
See NS Package N16A  
Order Number: LM741CJ-14, LM741AJ-14  
or LM741CJ-1C  
See NS Package J16A

## Absolute Maximum Ratings

|  | LM741A          | LM741E          | LM741           | LM741C          |
|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Supply Voltage                           | ±22V            | ±22V            | ±22V            | ±18V            |
| Power Dissipation (Note 1)               | 500 mW          | 500 mW          | 500 mW          | 500 mW          |
| Differential Input Voltage               | ±30V            | ±30V            | ±30V            | ±30V            |
| Input Voltage (Note 2)                   | ±15V            | ±15V            | ±15V            | ±15V            |
| Input Short-Circuit Duration             | Indefinite      | Indefinite      | Indefinite      | Indefinite      |
| Operating Temperature Range              | -55°C to +125°C | 0°C to +70°C    | -55°C to +125°C | 0°C to +10°C    |
| Storage Temperature Range                | -65°C to +150°C | -65°C to +150°C | -65°C to +150°C | -65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 70 seconds) | 300°C           | 300°C           | 300°C           | 300°C           |

## Electrical Characteristics (Note 3)

| PARAMETER                                    | CONDITIONS  | LM741A/LM741E |     |       | LM741 |     |     | LM741C |     |     | UNITS |
|--|---|---------------|-----|-------|-------|-----|-----|--------|-----|-----|-------|
|  |   | MIN           | TYP | MAX   | MIN   | TYP | MAX | MIN    | TYP | MAX |       |
| Input Offset Voltage                         | V <sub>A</sub> = 25°C   |               |     |       |       |     |     |        |     |     | mV    |
|  | R <sub>5</sub> = 10kΩ   |               |     |       | 1.0   | 5.0 |     | 2.2    | 1.0 |     | mV    |
|  | R <sub>5</sub> = 50kΩ   |               | 0.8 | 1.0   |       |     |     |        |     |     | mV    |
|  | T <sub>AMIN</sub> = T <sub>A</sub> ± T <sub>AMAX</sub>                          |               |     | ±0    |       |     |     |        |     |     | mV    |
|  | R <sub>5</sub> = 50kΩ<br>R <sub>5</sub> = 10kΩ                                  |               |     |       |       | 6.0 |     |        | 1.5 |     | mV    |
| Average Input Offset Currents<br>Common-Mode |   |               | 15  |       |       |     |     |        |     |     | μA    |
| Input Offset Voltage Adjustment Range        | V <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>S</sub> = 20V                                     | -10           |     |       | ±5    |     |     | 3      |     |     | mV    |
|  |   |               |     |       |       |     |     |        |     |     | mV    |
| Input Offset Current                         | V <sub>A</sub> = 25°C   | 1.0           | 3.0 | 3.0   | 7.0   | 7.0 | 22  | 100    |     |     | μA    |
|  | T <sub>AMIN</sub> = T <sub>A</sub> ± T <sub>AMAX</sub>                          |               |     | 7.0   | 85    | 500 |     | 100    |     |     | μA    |
| Average Input Offset Currents<br>Common-Mode |   |               | 0.5 |       |       |     |     |        |     |     | μA    |
| Input Bias Current                           | V <sub>A</sub> = 25°C   | 30            | 80  | 80    | 30    | 500 | 80  | 500    |     |     | μA    |
|  | T <sub>AMIN</sub> = T <sub>A</sub> ± T <sub>AMAX</sub>                          |               |     | 0.210 |       | 1.5 |     | 1.5    |     |     | μA    |
| Input Resistance                             | V <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>S</sub> = 20V                                     | 1.0           | 8.0 |       | 0.2   | 2.0 | 0.3 | 1.0    |     |     | MΩ    |
|  | T <sub>AMIN</sub> = T <sub>A</sub> ± T <sub>AMAX</sub><br>V <sub>S</sub> = ±10V | 0.3           |     |       |       |     |     |        |     |     | MΩ    |
| Input Voltage Range                          | V <sub>A</sub> = 25°C   |               |     |       | -12   | 12  |     | -12    | 12  |     | V     |
|  | T <sub>AMIN</sub> = T <sub>A</sub> ± T <sub>AMAX</sub>                          |               |     |       |       |     |     |        |     |     | V     |
| Output Signal Voltage Gain                   | V <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>L</sub> = 2kΩ                                     |               |     |       |       |     |     |        |     |     | V/V   |
|  | V <sub>S</sub> = ±20V, V <sub>O</sub> = ±15V                                    | 50            |     |       |       |     |     |        |     |     | V/V   |
|  | V <sub>S</sub> = ±15V, V <sub>O</sub> = ±10V                                    |               |     |       | 50    | 200 |     | 10     | 200 |     | V/V   |
|  | T <sub>AMIN</sub> = T <sub>A</sub> ± T <sub>AMAX</sub><br>R <sub>L</sub> = 2kΩ  |               |     |       |       |     |     |        |     |     | V/V   |
|  | V <sub>S</sub> = ±20V, V <sub>O</sub> = ±15V                                    | 32            |     |       |       |     |     |        |     |     | V/V   |
|  | V <sub>S</sub> = ±15V, V <sub>O</sub> = ±10V                                    |               |     |       | 25    |     |     | 15     |     |     | V/V   |
|  | V <sub>S</sub> = ±5V, V <sub>O</sub> = ±2V                                      | 10            |     |       |       |     |     |        |     |     | V/V   |
| Output Voltage Swing                         | V <sub>S</sub> = ±22V   |               |     |       |       |     |     |        |     |     | V     |
|  | R <sub>L</sub> = 10kΩ   | 18            |     |       |       |     |     |        |     |     | V     |
|  | R <sub>L</sub> = 2kΩ  | 15            |     |       |       |     |     |        |     |     | V     |
|  | V <sub>S</sub> = ±15V   |               |     |       | -12   | 12  |     | -12    | 12  |     | V     |
|  | R <sub>L</sub> = 10kΩ<br>R <sub>L</sub> = 2kΩ                                   |               |     |       | -10   | 10  |     | -10    | 10  |     | V     |
| Input Noise Current                          | V <sub>A</sub> = 25°C   | 10            | 25  | 25    | 25    |     | 25  |        |     |     | fA    |
|  | T <sub>AMIN</sub> = T <sub>A</sub> ± T <sub>AMAX</sub>                          | 10            |     | 40    |       |     |     |        |     |     | fA    |
| Common-Mode Rejection Ratio                  | T <sub>AMIN</sub> = T <sub>A</sub> ± T <sub>AMAX</sub>                          |               |     |       | 70    | 90  |     | 70     | 60  |     | dB    |
|  | R <sub>5</sub> = 10kΩ, V <sub>CM</sub> = ±12V                                   | 80            | 95  |       |       |     |     |        |     |     | dB    |
|  | R <sub>5</sub> = 50kΩ, V <sub>CM</sub> = ±12V                                   |               |     |       |       |     |     |        |     |     | dB    |



## LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

## General Description

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

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

Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a resistor divider. The low quiescent current

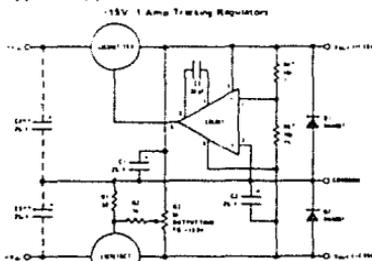
drawn of these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

For applications requiring other voltages, see LM137 data sheet.

## Features

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

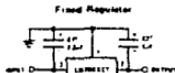
## Typical Applications



Performance (Typical)

|   | $I_{OUT} = 1A$  | $I_{OUT} = 100mA$ |
|---|-----------------|-------------------|
| Load Regulation at $V_{IN} = 1A$                        | 40 mV           | 2 mV              |
| Output Ripple $C_{OUT} = 3000\mu F$ , $f_{RIPPLE} = 1A$ | 100 mV rms      | 100 mV rms        |
| Temperature Stability                                   | 50 mV           | 50 mV             |
| Output Noise 10 Hz $\pm 10$ kHz                         | 150 $\mu V$ rms | 150 $\mu V$ rms   |

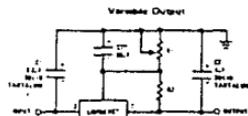
\* Resistor tolerance of R4 and R5 determine matching of  $V_{IN}$  and  $-V_{OUT}$  outputs.  
 \*\* Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 3" from regulator.



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

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

‡ For output capacitor in excess of 100 $\mu F$ , a high current diode from input to output (1N4001) etc. will protect the regulator from momentary input shorts.

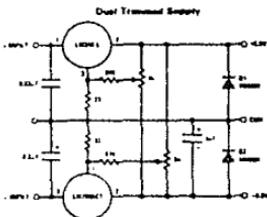


\* Improves transient response and ripple rejection. Do not increase beyond 50 $\mu F$ .

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

Select R2 as follows:

|          |              |
|----------|--------------|
| LM7905CT | 300 $\Omega$ |
| LM7912CT | 750 $\Omega$ |
| LM7915CT | 1k           |



## Absolute Maximum Ratings

|  |                    |
|--|--------------------|
| Output Voltage                           |                    |
| $V_O = 5V$                               | -35V               |
| $V_O = 12V$ and $15V$                    | -40V               |
| Output Differential                      |                    |
| $V_O = 5V$                               | 25V                |
| $V_O = 12V$ and $15V$                    | 30V                |
| Power Dissipation                        | Internally Limited |
| Operating Junction Temperature Range     | 0°C to +125°C      |
| Storage Temperature Range                | -65°C to +150°C    |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 230°C              |

**Electrical Characteristics** Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 500\text{ mA}$ ,  $C_{IN} = 2\text{ }\mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 1\text{ }\mu\text{F}$ ,  
 $V_I = V_O + 1.25\text{ V}$ ,  $T_J = +25\text{ }^\circ\text{C}$ , Power Dissipation  $\leq 15W$

| PART NUMBER                                |   | LM7905C  |                                       |           | UNITS         |    |
|--|---|--|---------------------------------------|-----------|---------------|----|
| OUTPUT VOLTAGE                             |   | 5V   |                                       |           |               |    |
| INPUT VOLTAGE (unless otherwise specified) |   | -10V   |                                       |           |               |    |
| PARAMETER                                  | CONDITIONS  |  | MIN                                   | TYP       | MAX           |    |
| $V_O$                                      | Output Voltage                                    | $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$<br>5 mA, $I_{OUT} \leq 1\text{ A}$ ,<br>P = 15W                                     | 4.8                                   | 5.0       | 5.2           | V  |
|  |   |  | 4.75                                  |           | 5.25          | V  |
|  |   |  | $1 - 20\text{ }^\circ\text{C}/V_{IN}$ | $\approx$ | V             |    |
| $\Delta V_O$                               | Line Regulation                                   | $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ (Note 2)  | 3                                     |           | 50            | mV |
|  |   |  | $1 - 25\text{ }^\circ\text{C}/V_{IN}$ | $\approx$ | V             |    |
|  |   |  | 2                                     |           | 15            | mV |
|  |   |  | $1 - 12\text{ }^\circ\text{C}/V_{IN}$ | $\approx$ | V             |    |
| $\Delta V_O$                               | Load Regulation                                   | $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ (Note 2)<br>5 mA, $I_{OUT} \leq 1\text{ A}$<br>250 mA, $I_{OUT} \leq 750\text{ mA}$ | 15                                    |           | 100           | mV |
|  |   |  | 5                                     |           | 50            | mV |
|  |   |  |                                       |           |               | V  |
| $I_Q$                                      | Quiescent Current                                 | $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$   | 1                                     | 2         | mA            |    |
| $\Delta I_Q$                               | Quiescent Current Change                          | With Line  |                                       |           | 0.5           | mA |
|  |   | With Load (5 mA, $I_{OUT} \leq 1\text{ A}$ )   | $1 - 25\text{ }^\circ\text{C}/V_{IN}$ | $\approx$ | 0.5           | mA |
|  | Output Noise Voltage                              | $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , 10 Hz - f <sub>c</sub> = 100 Hz   |                                       | 125       | $\mu\text{V}$ |    |
|  | Ripple Rejection                                  | f = 120 Hz   | 54                                    | 66        | dB            |    |
|  |   |  | $1 - 18\text{ }^\circ\text{C}/V_{IN}$ | $\approx$ | dB            |    |
|  | Dropout Voltage                                   | $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $I_{OUT} = 1\text{ A}$  |                                       | 1.1       | V             |    |
| $I_{O(MAX)}$                               | Peak Output Current                               | $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$   |                                       | 2.2       | A             |    |
|  | Average Temperature Coefficient of Output Voltage | $I_{OUT} = 5\text{ mA}$<br>0°C $\leq T_J \leq 100\text{ }^\circ\text{C}$   |                                       | 0.4       | mV/°C         |    |

**Electrical Characteristics** (Continued) Conditions unless otherwise noted:  $I_{OUT} = 500\text{ mA}$ ,  $C_{IN} = 2.2\mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$ , Power Dissipation = 1.5W

| PART NUMBER                                |   | LM7912C   |                        |       | LM7915C |                        |       | UNITS |       |
|--|---|---|------------------------|-------|---------|------------------------|-------|-------|-------|
| OUTPUT VOLTAGE                             |   | -12V  |                        |       | -15V    |                        |       |       |       |
| INPUT VOLTAGE (unless otherwise specified) |   | -19V  |                        |       | -23V    |                        |       |       |       |
| PARAMETER                                  | CONDITIONS  |   | MIN                    | TYP   | MAX     | MIN                    | TYP   | MAX   |       |
| V <sub>O</sub>                             | Output Voltage                                    | T <sub>J</sub> = 25°C   | 11.1                   | 12.0  | 12.1    | 14.1                   | 15.0  | 15.6  | V     |
|  |   | 5 mA, I <sub>OUT</sub> = 1 A<br>R = 15Ω                               | 11.2                   |       | 12.6    | 14.25                  |       | 15.75 | V     |
| ΔV <sub>O</sub>                            | Line Regulation                                   | T <sub>J</sub> = 25°C (Note 2)  |                        | 5     | 80      |                        | 5     | 100   | mV    |
|  |   |   | -30 · V <sub>IN2</sub> | 14.5  |         | -30 · V <sub>IN2</sub> | 17.5  |       | V     |
| ΔV <sub>O</sub>                            | Load Regulation                                   | T <sub>J</sub> = 25°C (Note 2)  |                        | 3     | 30      |                        | 3     | 50    | mV    |
|  |   | 5 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 1.5 A<br>250 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 150 mA | 22 · V <sub>IN2</sub>  | 16    |         | 26 · V <sub>IN2</sub>  | 20    |       | V     |
| I <sub>O</sub>                             | Quiescent Current                                 | T <sub>J</sub> = 25°C   |                        | 1.5   | 3       |                        | 1.6   | 3     | mA    |
| ΔI <sub>O</sub>                            | Quiescent Current Change                          | With Load   |                        |       | 0.5     |                        |       | 0.5   | mA    |
|  |   | With Load 5 mA, I <sub>OUT</sub> = 1 A                                | -30 · V <sub>IN2</sub> | -14.5 |         | -30 · V <sub>IN2</sub> | -17.5 |       | V     |
| r <sub>s</sub>                             | Output Noise Voltage                              | T <sub>J</sub> = 25°C, 10 Hz - 100 Hz                                 |                        | 30    |         |                        | 37.5  | μV    |       |
| R <sub>ps</sub>                            | Ripple Rejection                                  | f = 120 Hz  | 54                     | 70    |         | 54                     | 70    |       | dB    |
|  |   |   | 25 · V <sub>IN2</sub>  | 16    |         | 30 · V <sub>IN2</sub>  | 17.5  |       | V     |
|  | Droop Voltage                                     | T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>OUT</sub> = 1 A                         |                        | 1.1   |         |                        | 1.1   |       | V     |
| I <sub>ONMAX</sub>                         | Peak Output Current                               | T <sub>J</sub> = 25°C   |                        | 2.2   |         |                        | 2.2   |       | A     |
|  | Average Temperature Coefficient of Output Voltage | I <sub>OUT</sub> = 5 mA<br>0°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 100°C               |                        | -0.8  |         |                        | 1.0   |       | mV/°C |

Note 1: For calculations of junction temperature rise due to power dissipation, thermal resistance junction to ambient is 64°C/W (see lead area) and 5°C/W (surface heat sink).

Note 2: Regulation is measured at a constant junction temperature by pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account.



## Absolute Maximum Ratings

|  |                    |
|--|--------------------|
| Input Voltage                            | 35V                |
| ( $V_O = 5V, 12V$ and $15V$ )            | Internally Limited |
| Internal Power Dissipation (Note 1)      | 0°C to +70°C       |
| Operating Temperature Range              | +125°C             |
| Maximum Junction Temperature             | -65°C to +150°C    |
| Storage Temperature Range                | +230°C             |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) |                    |

## Electrical Characteristics

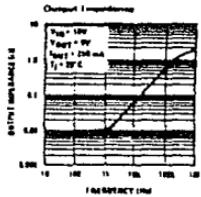
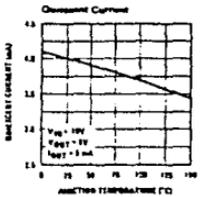
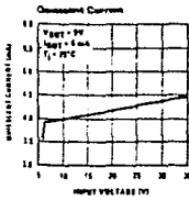
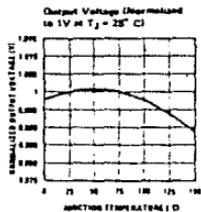
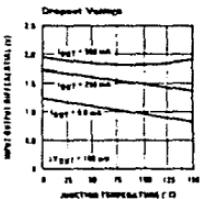
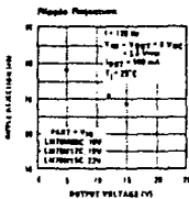
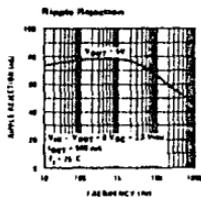
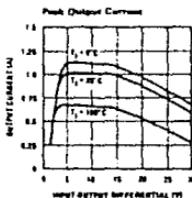
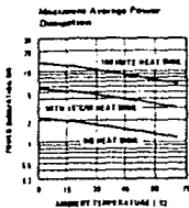
$T_A = 0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ ,  $I_O = 500\text{ mA}$ , unless otherwise noted

| OUTPUT VOLTAGE  |  | 5V                           |      |     | 12V                           |                               |      | 15V                           |                             |      | UNITS                       |   |
|---|--|------------------------------|------|-----|-------------------------------|-------------------------------|------|-------------------------------|-----------------------------|------|-----------------------------|---|
| INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)                |  | 10V                          |      |     | 18V                           |                               |      | 22V                           |                             |      |                             |   |
| PARAMETER   | CONDITIONS   | MIN                          | TYP  | MAX | MIN                           | TYP                           | MAX  | MIN                           | TYP                         | MAX  |                             |   |
| $V_O$ Output Voltage                                  | $T_J = 25^\circ\text{C}$   | 4.8                          | 5    | 5.2 | 11.5                          | 12                            | 12.5 | 14.4                          | 15                          | 15.6 | V                           |   |
|   | $r_D \leq 7.5\Omega$ , $5\text{ mA} \leq I_O \leq 500\text{ mA}$     | 4.75                         | 5.25 |     | 11.4                          | 12.6                          |      | 14.25                         | 15.75                       |      | V                           |   |
|   | and $V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$                               | (7.5 $\leq V_{IN} \leq 20$ ) |      |     |                               | (14.8 $\leq V_{IN} \leq 27$ ) |      |                               |                             |      | (18 $\leq V_{IN} \leq 30$ ) | V |
| $\Delta V_O$ Line Regulation                          | $T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_O = 100\text{ mA}$                     |                              | 50   |     |                               | 120                           |      |                               | 150                         |      | mV                          |   |
|   | $T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_O = 500\text{ mA}$                     |                              | 100  |     |                               | 240                           |      |                               | 300                         |      | mV                          |   |
|   | (7.5 $\leq V_{IN} \leq 25$ )   |                              |      |     | (14.8 $\leq V_{IN} \leq 30$ ) |                               |      |                               | (18 $\leq V_{IN} \leq 30$ ) |      | V                           |   |
| $\Delta V_O$ Load Regulation                          | $T_J = 25^\circ\text{C}$ , $5\text{ mA} \leq I_O \leq 500\text{ mA}$ |                              | 100  |     |                               | 240                           |      |                               | 300                         |      | mV                          |   |
| $\Delta V_O$ Load Term Stability                      |  |                              | 20   |     |                               | 48                            |      |                               | 60                          |      | mV/1000 Hz                  |   |
| $I_O$ Quiescent Current                               | $T_J = 25^\circ\text{C}$   |                              | 4    | 10  |                               | 4                             | 10   |                               | 4                           | 10   | mA                          |   |
| $\Delta I_O$ Quiescent Current Change                 | $T_J = 25^\circ\text{C}$   |                              | 0.5  |     |                               | 0.5                           |      |                               | 0.5                         |      | mA                          |   |
|   | $5\text{ mA} \leq I_O \leq 500\text{ mA}$                            |                              |      |     |                               |                               |      |                               |                             |      | mA                          |   |
|   | $T_J = 25^\circ\text{C}$   |                              | 1    |     |                               | 1                             |      |                               | 1                           |      | V                           |   |
|   | $V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$                                   |                              |      |     | (7.5 $\leq V_{IN} \leq 25$ )  |                               |      | (14.8 $\leq V_{IN} \leq 30$ ) |                             |      | (18 $\leq V_{IN} \leq 30$ ) | V |
| $V_n$ Output Noise Voltage                            | $T_J = 25^\circ\text{C}$ , $f = 10\text{ Hz} - 100\text{ kHz}$       |                              | 40   |     |                               | 75                            |      |                               | 80                          |      | $\mu\text{V}$               |   |
| $\Delta V_{IN}$<br>$\Delta V_{DU}^*$ Ripple Rejection | $f = 120\text{ Hz}$  |                              | 78   |     |                               | 71                            |      |                               | 69                          |      | dB                          |   |
| Input Voltage Required to Maintain Line Regulation    | $T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_O = 500\text{ mA}$                     | 7.2                          |      |     | 14.5                          |                               |      | 17.6                          |                             |      | V                           |   |

Note 1: Thermal resistance without a heat sink for junction to case temperature is 12°C/W for the TO-202 package. Thermal resistance for case to ambient temperature is 30°C/W for the TO-202 package.

# Typical Performance Characteristics

LM78MXX Series



# TYPES 1N4001 THRU 1N4007 SILICON RECTIFIERS

Electrical characteristics at specified ambient temperature

| PARAMETER                                   | TEST CONDITIONS  | MAX. | UNIT          |
|---|--|------|---------------|
| $I_R$ Static Reverse Current                | $V_R = \text{Rated } V_R, T_A = 25^\circ\text{C}$  | 10   | $\mu\text{A}$ |
|   | $V_R = \text{Rated } V_R, T_A = 100^\circ\text{C}$   | 50   |               |
| $I_{R(\text{avg})}$ Average Reverse Current | $V_R = \text{Rated } V_R, I_G = 1 \text{ A}, f = 50 \text{ Hz}, T_A = 25^\circ\text{C}$                      | 30   | $\mu\text{A}$ |
| $V_F$ Static Forward Voltage                | $I_F = 1 \text{ A}, T_A = 25^\circ\text{C to } 75^\circ\text{C}$   | 1.1  | V             |
| $V_{F(\text{avg})}$ Average Forward Voltage | $V_R = \text{Rated } V_R, I_G = 1 \text{ A}, f = 50 \text{ Hz}, T_A = 25^\circ\text{C to } 75^\circ\text{C}$ | 0.8  | V             |
| $V_{FM}$ Peak Forward Voltage               | $V_R = \text{Rated } V_R, I_G = 1 \text{ A}, f = 80 \text{ Hz}, T_A = 25^\circ\text{C to } 75^\circ\text{C}$ | 1.6  | V             |

1. ESDC registered data.

## THERMAL INFORMATION

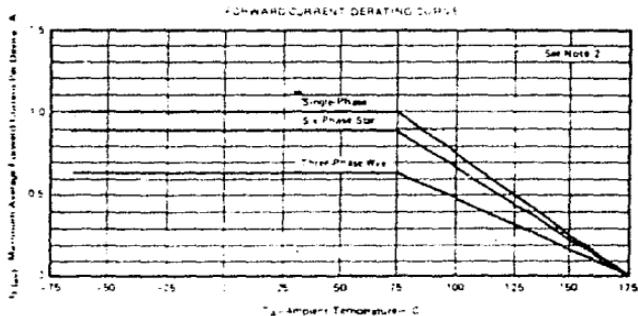


FIGURE 1

NOTE 2: The characteristics are for silicon diodes tested at a specified ambient temperature of  $25^\circ\text{C}$ . The  $100^\circ\text{C}$  temperature is 18 inches from case must be maintained. Part 3: Compare the ambient temperature for these ratings to spec.  
 \*The ambient temperature is measured at a point 2 inches below the device. Natural air cooling is used.

TEXAS INSTRUMENTS  
 DALLAS, TEXAS, U.S.A.  
 NEW YORK, N.Y. U.S.A.  
 TOKYO, JAPAN

10-33

THIS INFORMATION IS UNCLASSIFIED AND IS IN THE PUBLIC DOMAIN

TIPOS NPN 2A92, 2A92M

TIPOS PNP 2A93, 2A93M

## TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS DE SILICIO PLANARES EPITAXIALES

### TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS

2A92M Y 2A93M APAREADOS PARA APLICACIONES

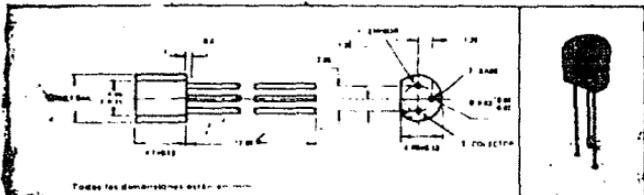
DE SIMETRÍA COMPLEMENTARIA U OTROS AMPLIFICADORES DE AUDIO CLASE B

- PROVISTOS EN CÓDIGO DE LETRAS POR RANGOS DE  $\beta_{DC}$  DE 3 dB
- 1,8 W MÁXIMO A 25°C DE TEMPERATURA DE LA CÁPSULA

#### INFORMACIÓN MECÁNICA

Estos transistores están encapsulados en un compuesto plástico específicamente formulado para tal fin utilizando un proceso altamente mecanizado de automatización. Las cápsulas soportan temperaturas de aplicación sin deformación. Estos dispositivos presentan características estables bajo condiciones de alta humedad y son insensibles a la luz.

La alta conductividad térmica de los terminales permite operar a altas potencias de disipación.



Todas las dimensiones están en milímetros.

#### MÁXIMOS ABSOLUTOS A 25°C DE TEMPERATURA AMBIENTE (SALVO INDICACION CONTRARIA)

|  |       |
|--|-------|
| Tensión Colector Base  | ..... |
| Tensión Colector Emisor (Ver Nota 1)   | ..... |
| Tensión Emisor Base  | ..... |
| Corriente Continua de Colector   | ..... |
| Disipación Continua del Dispositivo a lo debajo 25°C de Temperatura Ambiente (Ver Nota 2)                          | ..... |
| Disipación Continua del Dispositivo a lo debajo 25°C de Temperatura del Terminal (Nota 3)                          | ..... |
| Disipación Continua del Dispositivo a lo debajo 25°C de Temperatura de Cápsula y Terminal de Colector (Ver Nota 4) | ..... |
| Rango de Temperatura de Almacenamiento   | ..... |
| Temperatura en Terminales a 1,6 mm. de la Cápsula durante 10 Segundos  | ..... |

1. Este valor se aplica cuando el diodo base-emisor está a circuito abierto.
2. Debe ser inicialmente hasta 150°C de temperatura ambiente a un promedio de 10 mW/C. La temperatura del terminal de colector no debe exceder a 1,6 mm. de la cápsula.
3. Este valor se aplica cuando la distancia entre terminales de colector y base es de 1,6 mm. La temperatura de la cápsula y terminal de colector a un promedio de 17,8 mW/C.
4. Las tensiones y corrientes se aplican a los transistores n-p-n. Para los transistores p-n-p las tensiones y corrientes deben invertirse.

TIPOS NPN 2A92, 2A93, 2A94  
 TIPOS PNP 2A95, 2A96

TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS DE SILICIO PLANARES EPITAXIALES

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS A 25°C DE TEMPERATURA AMBIENTE

| PARAMETRO                   | CONDICIONES DE PRUEBA*      | NPN        |         | PNP        |         | UNID.   |     |   |
|-----------------------------|-----------------------------|------------|---------|------------|---------|---------|-----|---|
|                             |                             | 2A92, 2A94 |         | 2A93, 2A95 |         |         |     |   |
|                             |                             | MIN        | TIP MAX | MIN        | TIP MAX |         |     |   |
| Tensión de Ruptura C-B      | $I_C = 100 \mu A, I_B = 0$  | 40         |         | 40         |         | V       |     |   |
| Tensión de Ruptura C-E      | $I_C = 5 mA, I_B = 0$       | 40         |         | 40         |         | V       |     |   |
| Tensión de Ruptura E-B      | $I_C = 100 \mu A, I_B = 0$  | 5          |         | 5          |         | V       |     |   |
| Corriente de Corte C-B      | $V_{CE} = 20 V, I_B = 0$    |            | 100     |            | 100     | $\mu A$ |     |   |
| Corriente de Corte E-B      | $V_{EB} = 3 V, I_C = 0$     |            | 100     |            | 100     | $\mu A$ |     |   |
| Generador de Cort. Estático | $V_{CE} = 2 V, I_C = 50 mA$ | 95         | 168     | 315        | 95      | 160     | 315 |   |
| Tensión Base-Emitor         | $V_{CE} = 2 V, I_C = 50 mA$ | 0.6        | 0.77    | 1          | 0.6     | 0.76    | 1   | V |
| Tensión de Saturación       | $I_B = 5 mA, I_C = 50 mA$   | 0.04       | 0.25    |            | 0.06    | 0.25    | V   |   |
|                             | $I_B = 20 mA, I_C = 200 mA$ | 0.17       |         |            | 0.27    |         | V   |   |

\* Dependiente de condiciones de prueba de prueba se aplican a los transistores n-p-n. Para los transistores p-n-p se aplican las condiciones de prueba para los parámetros en los circuitos.

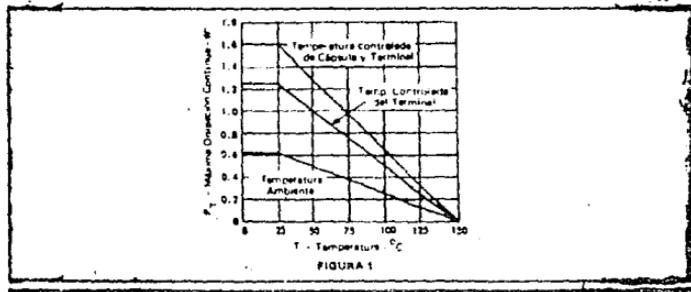
INFORMACION SOBRE EL CODIGO DE LETRAS DE N<sub>1</sub>

Para facilitar el reconocimiento de los dispositivos de silicio planares, los tipos de transistores se designan con un código de letras que indica el nivel de ganancia de potencia en dB. El código de letras se indica en el código de N<sub>1</sub> de los dispositivos de silicio planares. El código de letras se indica en el código de N<sub>1</sub> de los dispositivos de silicio planares. El código de letras se indica en el código de N<sub>1</sub> de los dispositivos de silicio planares. Para obtener la significación de los tipos de transistores de silicio planares, consulte el código de letras de los dispositivos de silicio planares.

| LETRAS   | A      | C       | E       |
|--|--------|---------|---------|
| Nivel de N <sub>1</sub><br>$V_{CE} = 2 V, I_C = 50 mA$ | 90 130 | 110 170 | 145 220 |

Procedo DE INFORMACION Para pedir partes complementarias, se pide la misma información de los dispositivos de silicio planares pueden ser pedidos de manera similar especificando 2A92 ó 2A93.

INFORMACION TERMICA



TIPOS NPN 2A92, 2A92M  
 TIPOS PNP 2A93, 2A93M

TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS DE SILICIO PLANARES EPTAXIALES

CARACTERÍSTICAS TÍPICAS

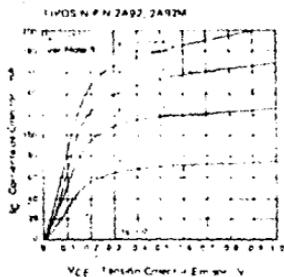


FIGURA 2

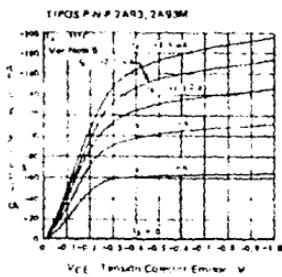


FIGURA 3

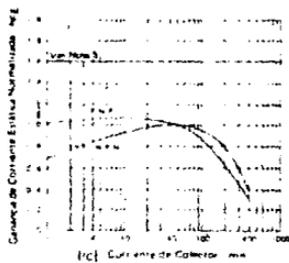


FIGURA 4

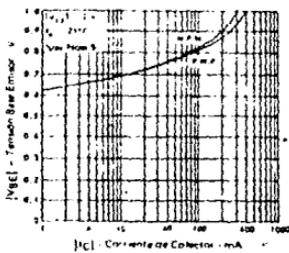
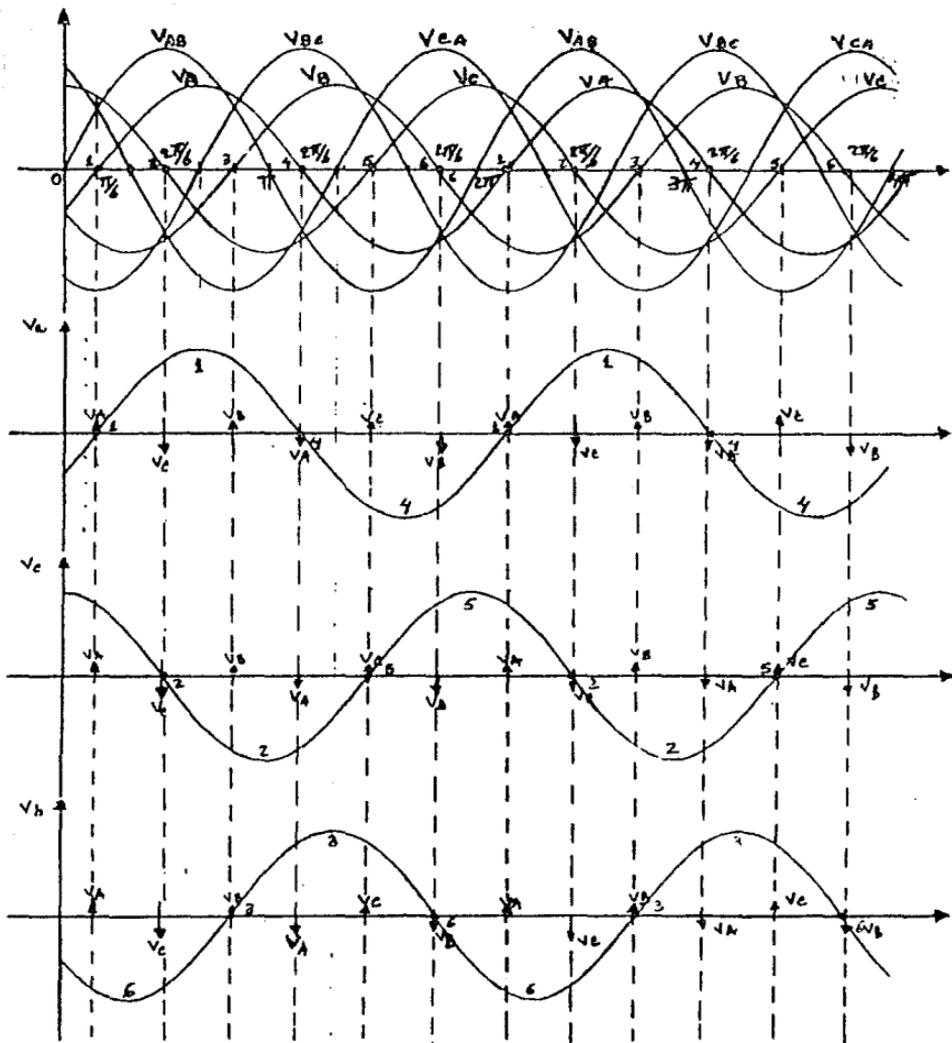


FIGURA 5

NOTA: Estos parámetros deben ser medidos utilizando técnicas de pulso.  $T_c = 300^\circ K$ , ciclo de trabajo  $< 20\%$

## **APENDICE B**

**Determinación analítica de señales trifásicas en un controlador trifásico con carga resistiva**



$\pi/6$  FIG.  $\alpha = 0^\circ$

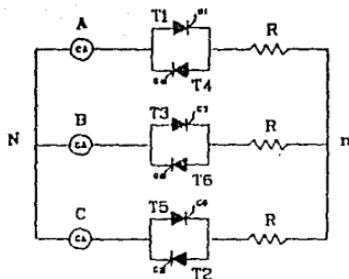


FIG.1. CONTROLADOR TRIFASICO.

Primer modo de funcionamiento  $0^\circ < \alpha < 60^\circ$ ,  
 $\alpha = 0^\circ$

La numeración presentada en la Fig. 1 para los tiristores se realiza de acuerdo a la secuencia de fases; es decir, se presenta primero la fase A y conduce el tiristor T1. Subsecuentemente se presenta la fase C en su semiciclo negativo, por lo tanto, debe conducir el tiristor que esta en inversa. A éste se le numera T2.

Enseguida se presenta la fase B, en su semiciclo positivo y aquí conduce el tiristor que está en directa y es numerado T3.

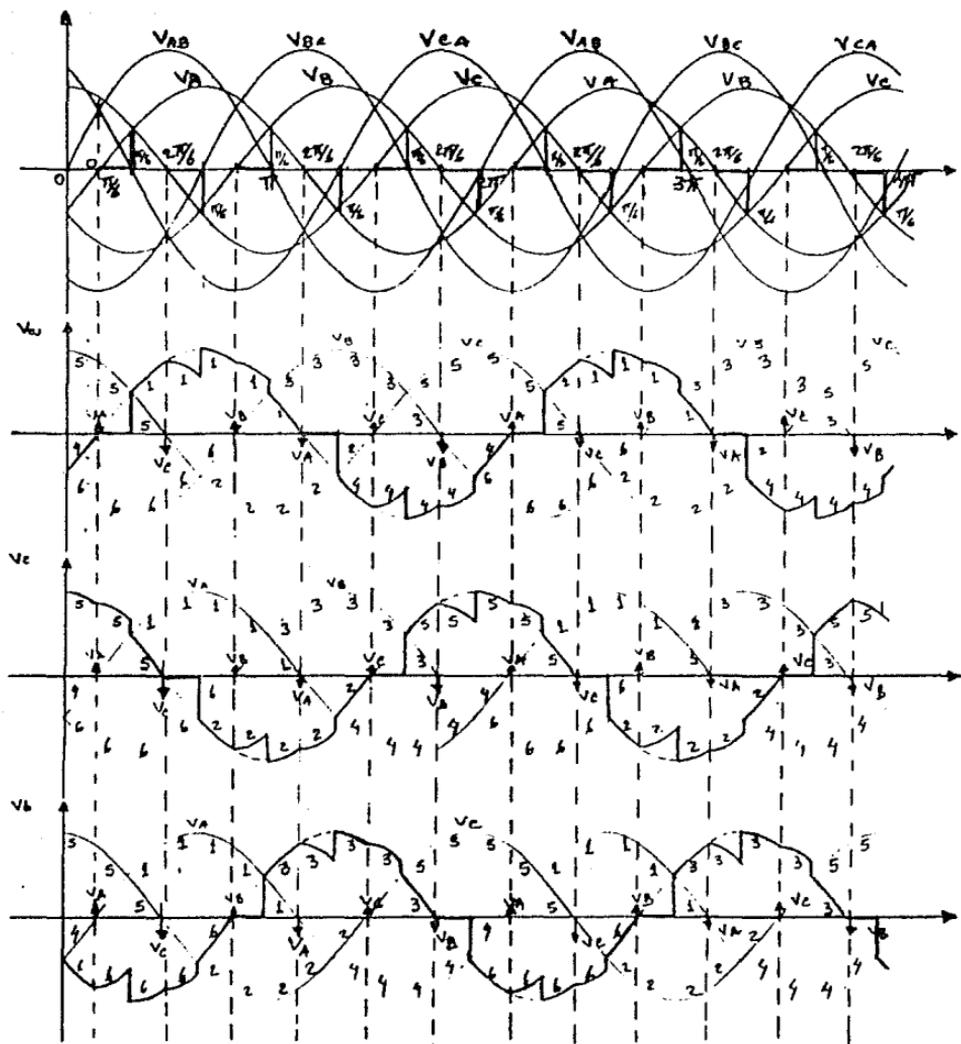
Se presenta nuevamente la fase A en su semiciclo negativo y aquí conduce el tiristor que está en inversa y es numerado T4.

Se presenta la fase C en su semiciclo positivo, por lo que aquí debe conducir el tiristor que está en directa y es numerado T5.

Por Último se presenta nuevamente la fase B en su semiciclo negativo y aquí debe de conducir el tiristor que está en inversa y que es numerado T6. La secuencia se repite indefinidamente.

Para esta explicación se considera una carga balanceada puramente resistiva.

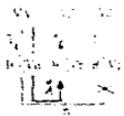
En la Fig.  $\alpha=0^\circ$  se ve que en las formas de onda de voltaje obtenidas el voltaje aplicado a la carga será el voltaje de fase.



$\pi/6$  FIG.  $\alpha = 30^\circ$

En un principio al disparar con un ángulo  $\alpha=30^\circ$  el tiristor  $T_1$  en la fase A, conduciran tres tiristores uno por cada fase, y la forma de onda de voltaje aplicado será el voltaje de fase como se muestra en la Fig.  $\alpha=30^\circ$ .

Quando conducen dos tiristores en el circuito de potencia, se tiene la siguiente condición:



$$V_a = \frac{R(V_A - V_B)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{AB}}{2}$$

Donde  $T_1$  y  $T_6$  representan los tiristores que conducen en ese momento, y en la fase C, marcada con una cruz no hay conducción. El análisis es realizado para el voltaje en la carga en la fase A.

El trazado de las formas de onda de voltaje se realiza con una plantilla que tiene la función senoidal. Aunque éstas no están a escala, representan cuál es la forma de voltaje que se tiene en la carga a ese ángulo de disparo.

Subsecuentemente conducen tres tiristores (uno en cada fase), y el voltaje aplicado a la carga, es el voltaje de fase.

Después conducen nuevamente dos tiristores y se presenta la siguiente condición:



$$V_a = \frac{R(V_A - V_C)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{AC}}{2} = - \frac{V_{CA}}{2}$$

En este caso  $T_1$  y  $T_2$  conducirán.

Enseguida conducen nuevamente tres tiristores y se ha completado el semiciclo positivo en la fase A.

Cuando se presenta la semionda negativa en la fase A, tenemos que de acuerdo a este modo de funcionamiento, después de disparar el tiristor  $T_4$ , primero conducen tres tiristores como se muestra en la Fig.  $\alpha=30^\circ$ .

Subsecuentemente conducen dos tiristores y se presenta la siguiente condición:



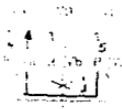
$$V_a = \frac{R(V_B - V_A)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{BA}}{2} = - \frac{V_{AB}}{2}$$

Donde  $T_4$  y  $T_3$  representan los tiristores que conducen en este momento.

Posteriormente conducen nuevamente tres tiristores como se ve en las formas de onda obtenidas.

Después vuelven a conducir dos tiristores y se presenta la siguiente condición:



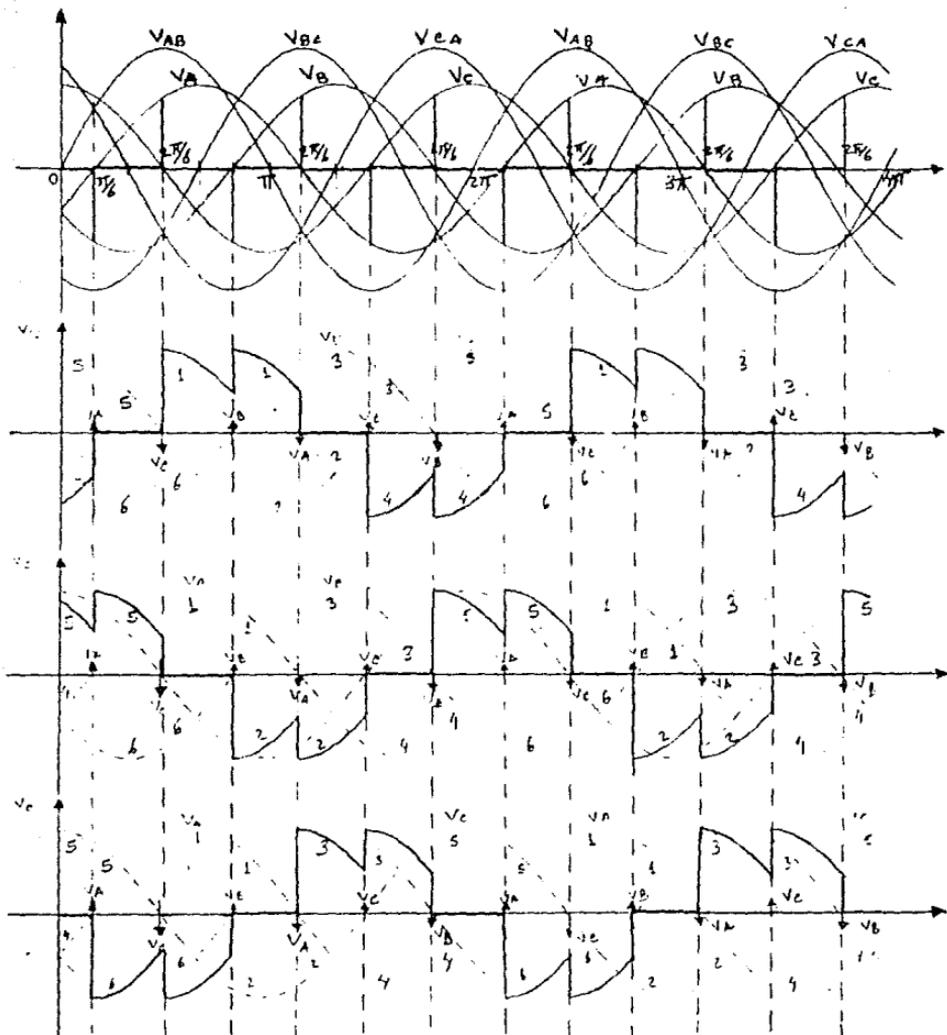
$$V_a = \frac{R(V_C - V_A)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{CA}}{2} = -\frac{V_{AC}}{2}$$

Por último conducen nuevamente tres tiristores y el ciclo ha terminado.

La secuencia antes mencionada se repite para las fases B y C por lo que el análisis es similar para obtener la forma de onda de voltaje en estas fases.

Los resultados de la forma de voltaje en la carga en las fases A, B y C se muestran en la Fig.  $\alpha=30^\circ$ .



$\pi/6$  FIG.  $\alpha = 60^\circ$

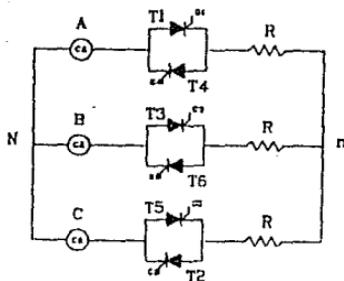


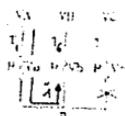
FIG 1 CONTROLADOR TRIFASICO.

Límite del primer modo de funcionamiento  
 $0^\circ < \alpha < 60^\circ$ , e inicio del segundo modo  
 $60^\circ < \alpha < 90^\circ$ ;  $\alpha = 60^\circ$ .

El segundo modo de funcionamiento se presenta cuando conducen dos tiristores a la vez siempre.

Para la determinación de la forma de onda de voltaje en la carga en la fase A, se tiene de acuerdo al procedimiento seguido anteriormente que:

- Para el semiciclo positivo, el voltaje en la fase A en la carga.



$$V_a = \frac{R(V_A - V_B)}{2R}$$

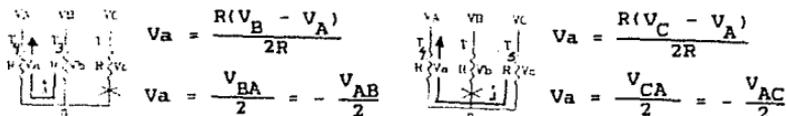
$$V_a = \frac{V_{AB}}{2}$$



$$V_a = \frac{R(V_A - V_C)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{AC}}{2} = -\frac{V_{CA}}{2}$$

- Para el semiciclo negativo, el voltaje en la fase A en la carga.



$$V_a = \frac{R(V_B - V_A)}{2R}$$

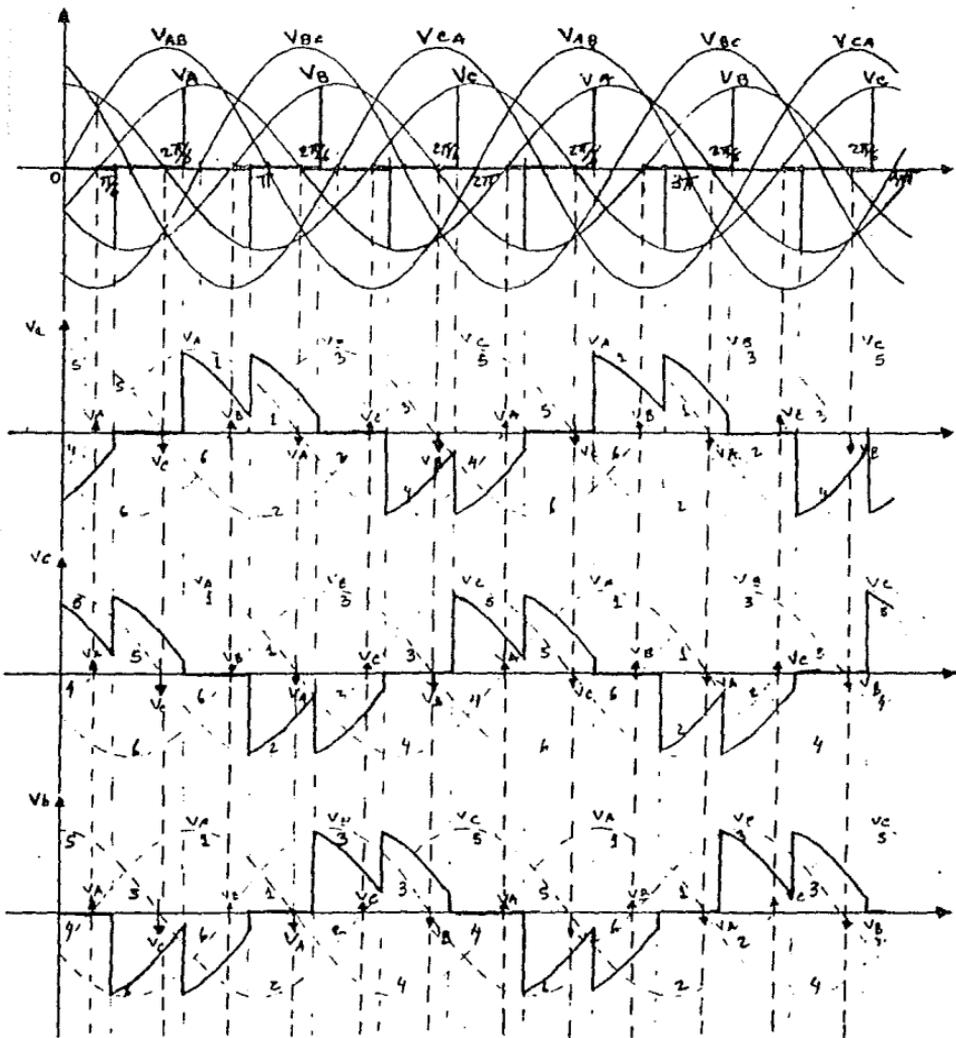
$$V_a = \frac{V_{BA}}{2} = -\frac{V_{AB}}{2}$$

$$V_a = \frac{R(V_C - V_A)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{CA}}{2} = -\frac{V_{AC}}{2}$$

El procedimiento para obtener la forma de onda del voltaje en la carga en las fases B y C, es el mismo que el realizado anteriormente.

Las formas de onda del voltaje en la carga en las fase A, B y C se muestran en la Fig.  $\alpha=60^\circ$ .



$\pi/6$  FIG.  $\alpha = 75^\circ$

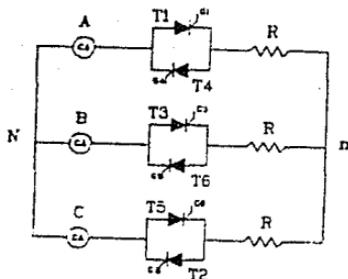


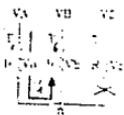
FIG.1. CONTROLADOR TRIFASICO.

Segundo modo de funcionamiento  $60^\circ < \alpha < 90^\circ$ ;  
 $\alpha = 75^\circ$ .

En este modo de funcionamiento siempre conducirán dos tiristores a la vez.

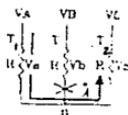
Para la determinación de las formas de onda de voltaje en la carga en la fase A, se sigue el procedimiento anteriormente descrito.

- Para el semiciclo positivo, el voltaje en la fase A en la carga.



$$V_a = \frac{R(V_A - V_B)}{2R}$$

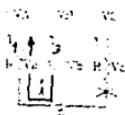
$$V_a = \frac{V_{AB}}{2}$$



$$V_a = \frac{R(V_A - V_C)}{2R}$$

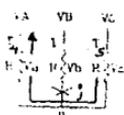
$$V_a = \frac{V_{AC}}{2} = -\frac{V_{CA}}{2}$$

- Para el semiciclo negativo, el voltaje en la fase A en la carga.



$$V_a = \frac{R(V_B - V_A)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{BA}}{2} = -\frac{V_{AB}}{2}$$

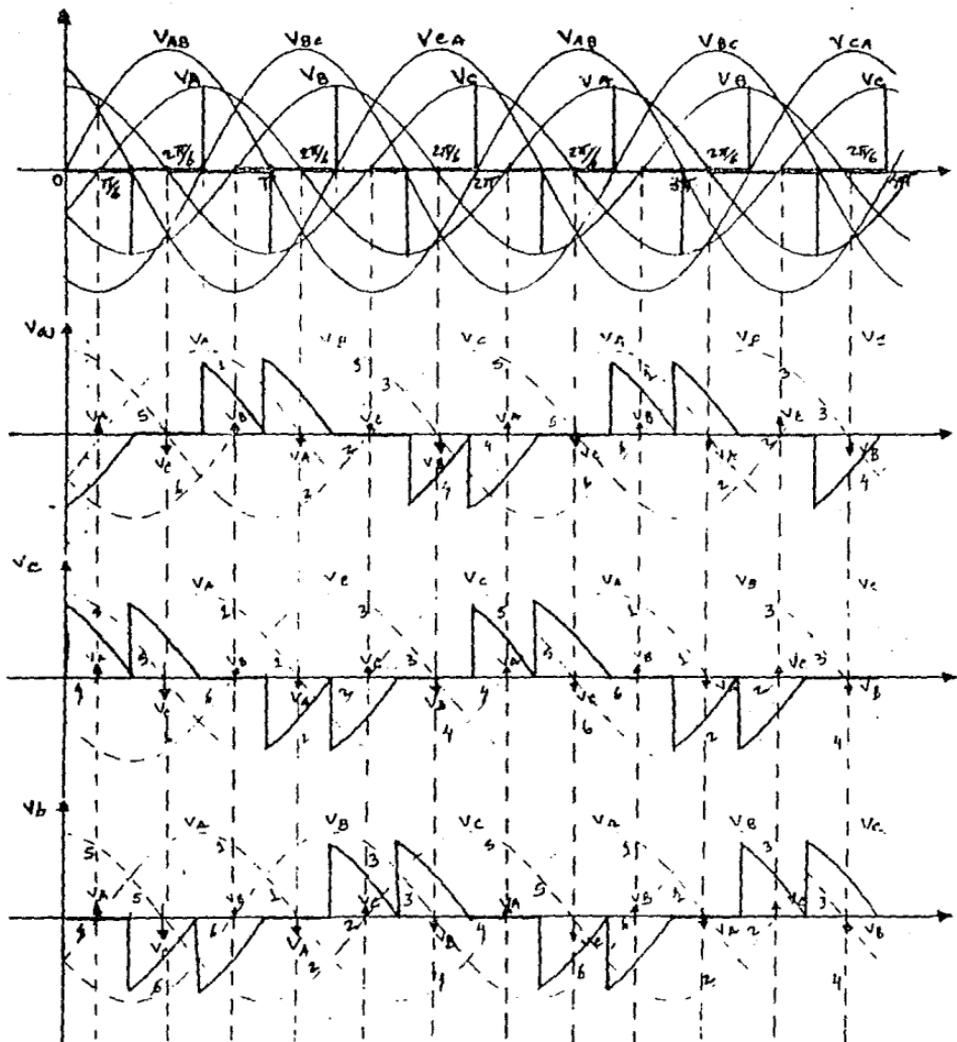


$$V_a = \frac{R(V_C - V_A)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{CA}}{2} = -\frac{V_{AC}}{2}$$

El procedimiento para obtener la forma de onda del voltaje en la carga en las fases B y C, es el mismo que el realizado anteriormente.

Las formas de onda del voltaje en la carga en las fase A, B y C se muestran en la Fig.  $\alpha=75^\circ$ .



$\pi/6$  FIG.  $\alpha = 90^\circ$

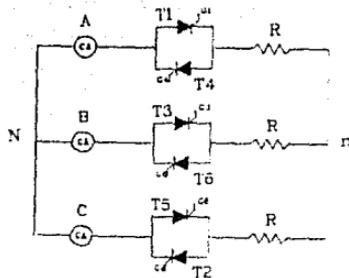


FIG 1 CONTROLADOR TRIFÁSICO.

Límite del segundo modo de funcionamiento  
 $60^\circ < \alpha < 90^\circ$  e inicio del tercer modo  
 $90^\circ < \alpha < 150^\circ$ ;  $\alpha = 90^\circ$ .

En el límite de este modo de funcionamiento conducen dos tiristores a la vez siempre.

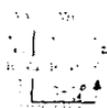
Para la determinación de las formas de onda de voltaje en la carga en la fase A, se sigue el procedimiento empleado anteriormente.

- Para el semiciclo positivo, el voltaje en la fase A en la carga.



$$V_a = \frac{R(V_A - V_B)}{2R}$$

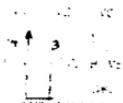
$$V_a = \frac{V_{AB}}{2}$$



$$V_a = \frac{R(V_A - V_C)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{AC}}{2} = -\frac{V_{CA}}{2}$$

- Para el semiciclo negativo, el voltaje en la fase A en la carga.



$$V_a = \frac{R(V_B - V_A)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{BA}}{2} = -\frac{V_{AB}}{2}$$

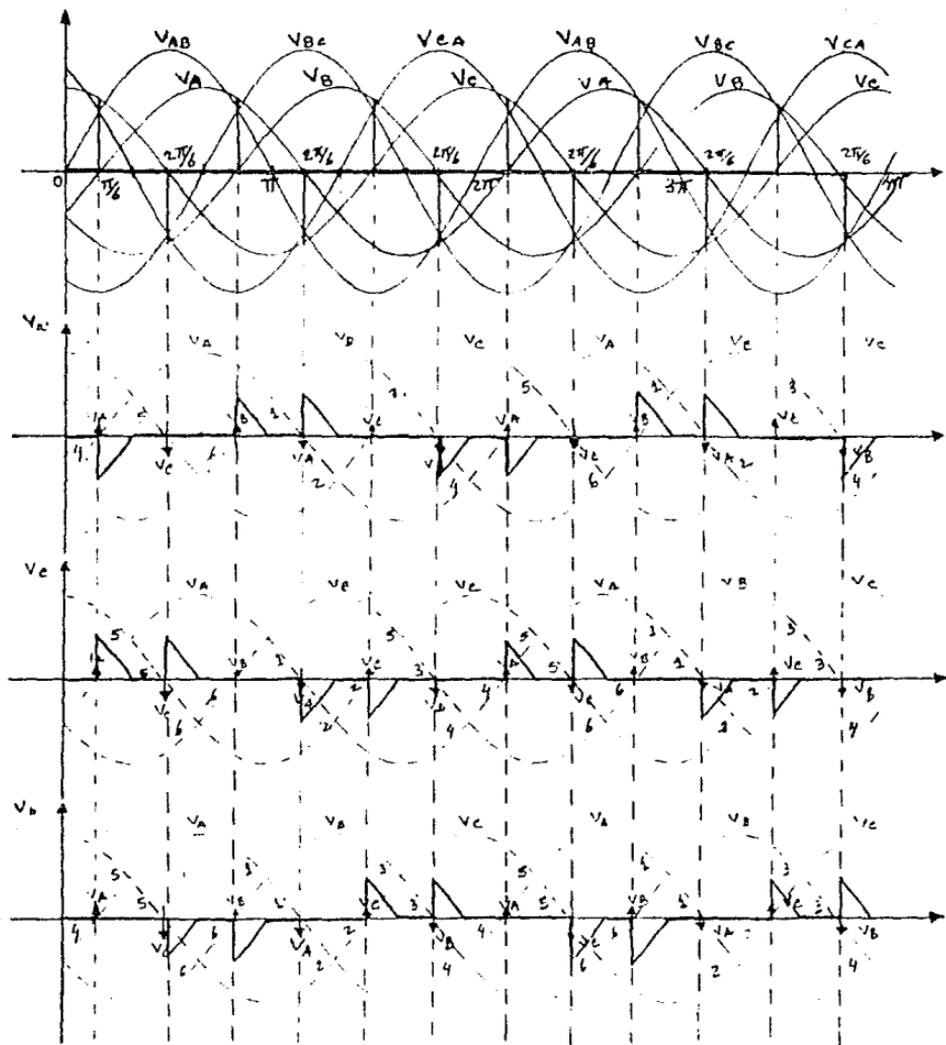


$$V_a = \frac{R(V_C - V_A)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{CA}}{2} = -\frac{V_{AC}}{2}$$

El procedimiento para obtener la forma de onda del voltaje en la carga en las fases B y C, es el mismo que el realizado anteriormente.

Las formas de onda del voltaje en la carga en las fase A, B y C se muestran en la Fig.  $\alpha=90^\circ$ .



$\pi/6$  FIG.  $\alpha = 120^\circ$

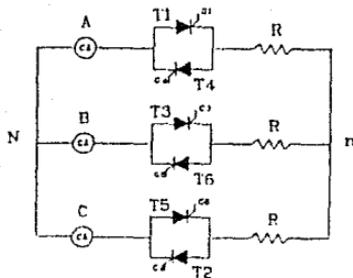


FIG.1 CONTROLADOR TRIFASICO.

Tercer modo de funcionamiento

$$90^\circ < \alpha < 150^\circ;$$

$$\alpha = 120^\circ.$$

Hay periodos de conducción de dos tiristores y hay periodos en que no conduce ninguno.

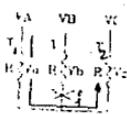
Para la determinación de las formas de onda de voltaje en la carga en la fase A, se sigue el procedimiento anteriormente empleado.

- Para el semiciclo positivo, el voltaje en la fase A en la carga.



$$V_a = \frac{R(V_A - V_B)}{2R}$$

$$V_a = \frac{V_{AB}}{2}$$



$$V_a = \frac{R(V_A - V_C)}{2R}$$

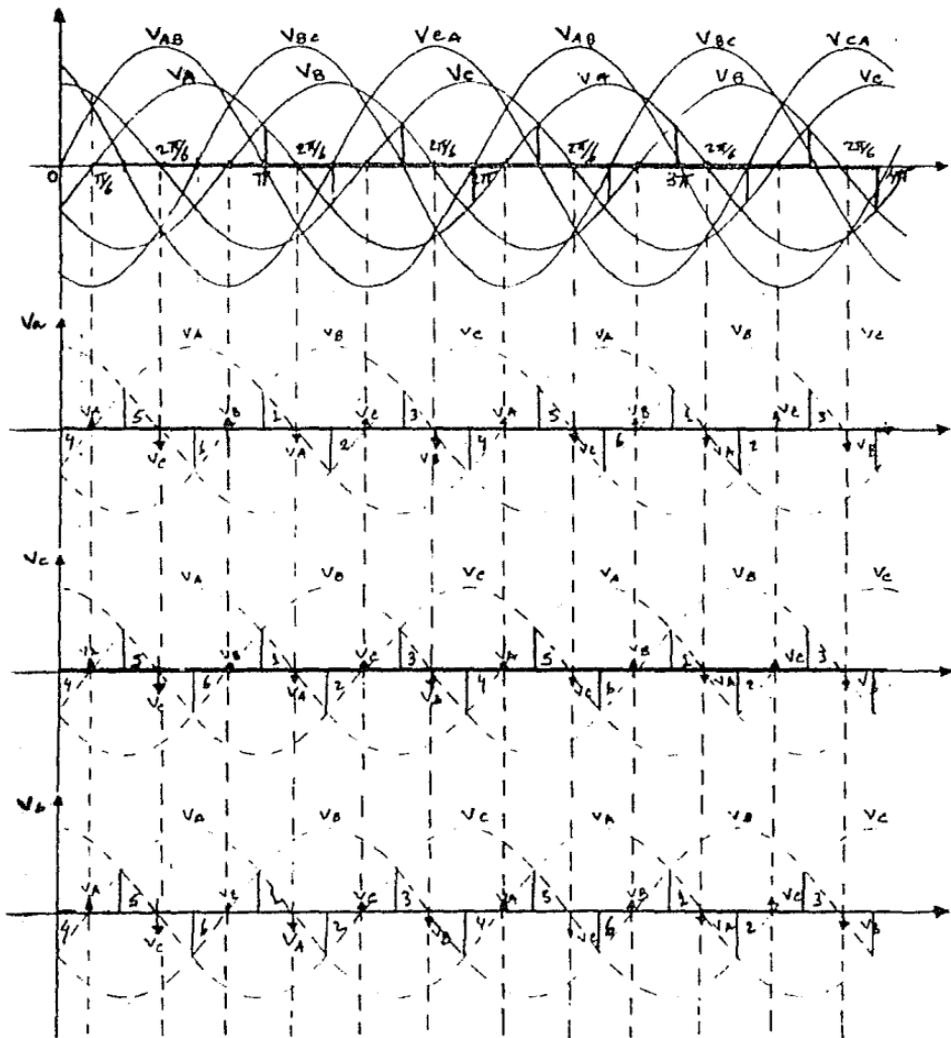
$$V_a = \frac{V_{AC}}{2} = -\frac{V_{CA}}{2}$$

- Para el semiciclo negativo, el voltaje en la fase A en la carga.

$$\begin{array}{l}
 \text{Diagrama 1:} \\
 V_a = \frac{R(V_B - V_A)}{2R} \\
 V_a = \frac{V_{BA}}{2} = -\frac{V_{AB}}{2}
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{l}
 \text{Diagrama 2:} \\
 V_a = \frac{R(V_C - V_A)}{2R} \\
 V_a = \frac{V_{CA}}{2} = -\frac{V_{AC}}{2}
 \end{array}$$

El procedimiento para obtener la forma de onda del voltaje en la carga en las fases B y C, es el mismo que el realizado anteriormente.

Las formas de onda del voltaje en la carga en las fase A, B y C, se muestran para un ángulo de disparo de  $\alpha=120^\circ$ .



$\pi/6$  FIG.  $\alpha = 150^\circ$

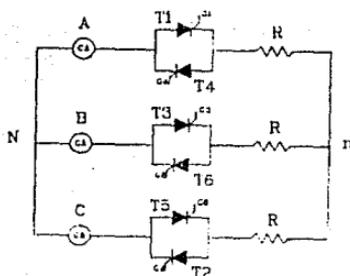


FIG.1. CONTROLADOR TRIFÁSICO.

Límite del tercer modo de funcionamiento  
 $90^\circ < \alpha < 150^\circ$ ;       $\alpha = 150^\circ$ .

En el límite de este modo de funcionamiento, el voltaje aplicado a la carga es nulo, y el controlador funciona como un interruptor que ha desconectado el suministro de potencia a la carga.

Asimismo, en el límite de este modo funcionamiento, ningún tiristor de las diferentes fases A, B y C encuentra otro encendido en la secuencia para cerrar el circuito y conducir; por lo que el voltaje y corriente aplicado a la carga será nulo, como se muestra en la Fig.  $\alpha = 150^\circ$ .

## Conclusiones.

De las formas de onda de voltaje obtenidas, se aprecia que existen tres modos de operación en un controlador trifásico con carga resistiva.

Estos modos de operación son denominados: modo I, cuando conducen dos y tres tiristores a la vez siempre en la secuencia de fases; modo II, cuando conducen siempre dos tiristores a la vez en la secuencia de fases y modo III, cuando hay períodos en que conducen dos tiristores y períodos en que no conduce ninguno.

El rango de operación en el ángulo de disparo  $\alpha$  para estos modos de operación es: para el modo I,  $\alpha$  debe estar comprendido entre  $0^\circ$  y  $60^\circ$ ; para el modo II, entre  $60^\circ$  y  $90^\circ$  y para el modo III, entre  $90^\circ$  y  $150^\circ$ .

El controlador funciona de acuerdo a la variación del ángulo de disparo  $\alpha$ , que puede tomar valores desde  $\alpha=0^\circ$  hasta  $\alpha=150^\circ$  en carga resistiva.

Este rango de variación se establece en base a que el análisis de las señales trifásicas se realiza considerando voltajes de fase a fase, por lo tanto, la conducción se efectúa en el momento en que los dos voltajes de fase a fase se igualan. Ese momento en que se igualan se toma como referencia y tiene un valor en grados eléctricos de  $\pi/6=30^\circ$ . A partir de esta referencia las diferentes fases conducen hasta que  $\alpha$  tiene un valor de  $150^\circ$ ; ya que después de este ángulo de disparo, no

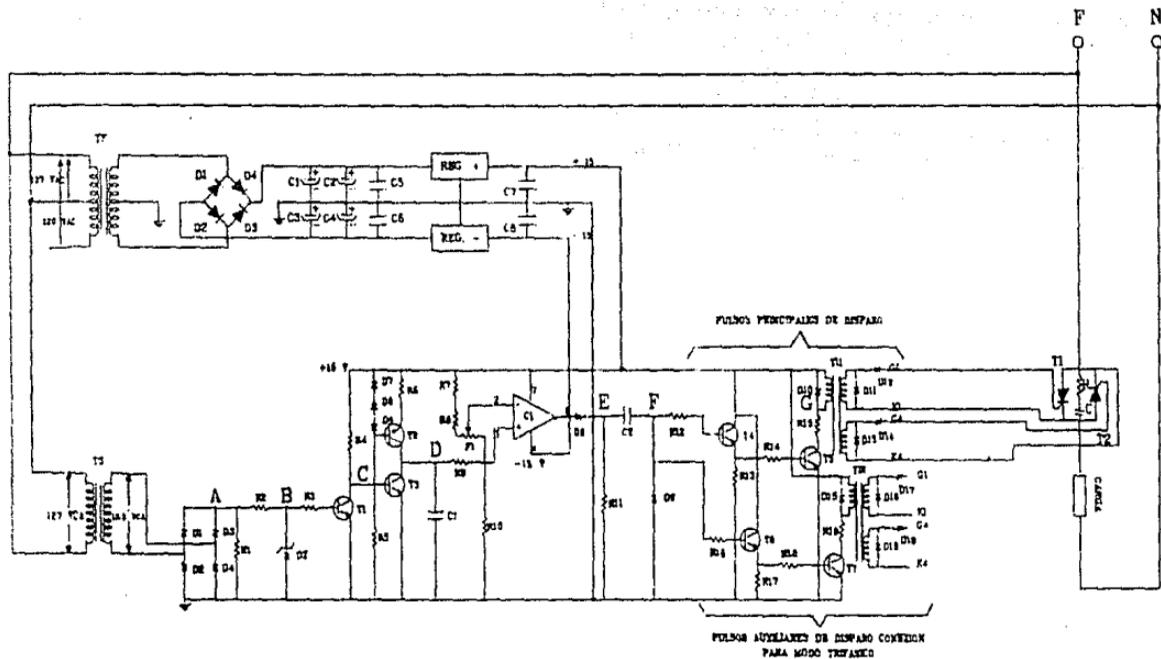
habrá conducción en el controlador, debido a que en la secuencia ningún tiristor disparado encuentra otro en la misma condición para conducir.

En carga inductiva, el ángulo de disparo  $\alpha$  se extiende desde  $0^\circ$  hasta  $180^\circ$ , debido a que ahora los tiristores no se apagan instantaneamente en el cruce por cero de la señal de alimentación. Asimismo, y debido a que ahora los tiristores no pueden presentar una discontinuidad, desaparece el segundo modo de funcionamiento.

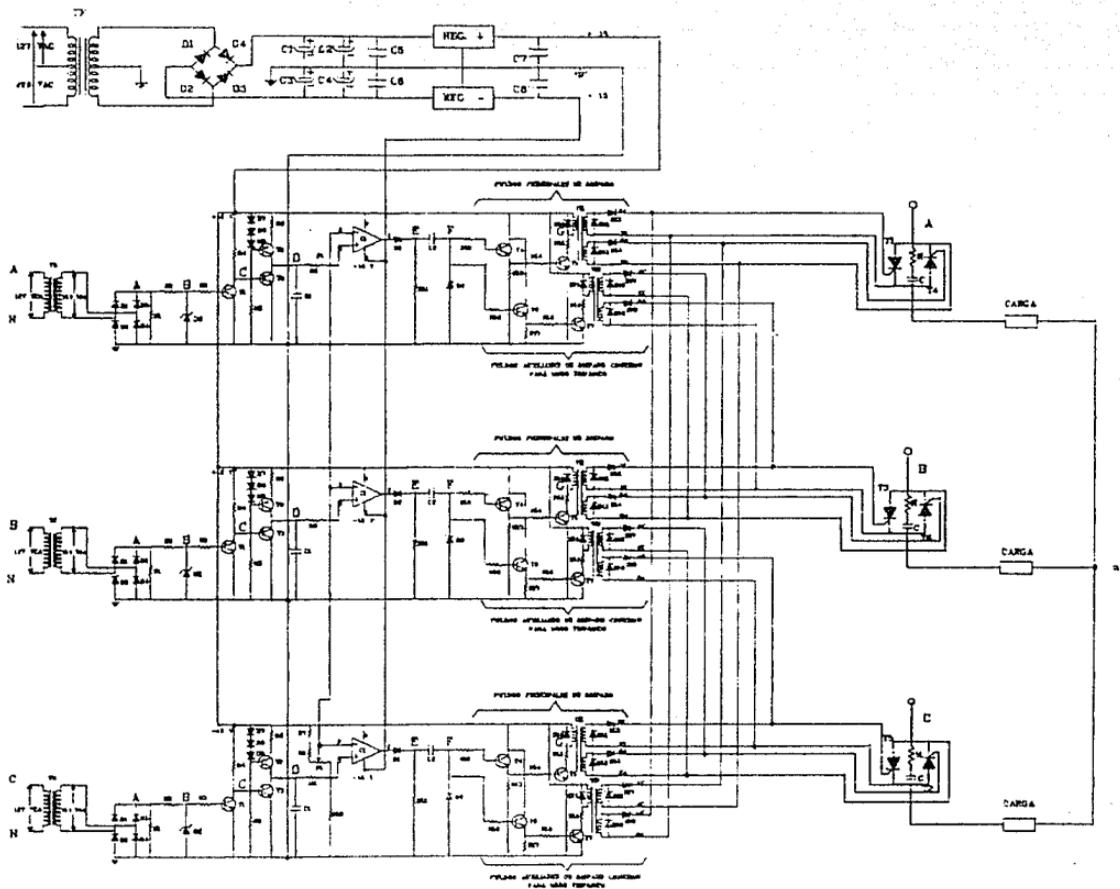
El análisis de las señales trifásicas con carga inductiva es complicado, por lo que se considera que el trabajo es adecuado para un tema de tesis más avanzado.

## **APENDICE C**

### **Diagramas generales de montaje**



CIRCUITO ELÉCTRICO DE MONTAJE MONOFÁSICO.



CIRCUITO ELECTRICO DE MONTAJE TRIFASICO.

## REFERENCIAS

- 1.- POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS.  
Aut: S.B. Dewan and A. Straughen.  
Edit: John Wiley and Sons.
- 2.- L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.  
Aut: G. Segquier.  
Edit: Dunod.
- 3.- ELECTRONICS IN INDUSTRY.  
Aut: George M. Chute.  
Robert D. Chute.  
Edit: MacGraw-Hill.
- 4.- SCR MANUAL GENERAL ELECTRIC.  
Sixth edition, Reward Books.
- 5.- REDES ELECTRICAS.  
Aut: Hugh H. Skilling.  
Edit: limusa.
- 6.- CIRCUITOS ELECTRICOS.  
Aut: Joseph Edminister.  
Edit: MacGraw-Hill.
- 7.- THYRISTOR PHASE-CONTROLLED CONVERTERS  
AND CYCLOCONVERTERS.  
Aut: Brian R. Pelly.  
Edit: Willey-Interscience. 1976.

REFERENCIAS

- 8.- SCR APPLICATIONS HAND BOOK.  
Aut: Dr. Richard G. Hoft.  
Edit: International rectifier. 1977.
- 9.- A PLL GENERATOR PRODUCING EQUIDISTANT PULSES WITH A LARGE-RANGE PHASE SHIFT.  
Aut: Serban Birca-Galateanu.  
Adrian Craur.  
INT. J. ELECTRONICS, 1987, Vol.62,  
No.3, 73-76.
- 10.- UNIVERSAL MICROPROCESSOR CONTROLLER FOR THYRISTOR PHASE CONTROL OF MULTIPHASE CONVERTERS.  
Aut: Mario Benedetti.  
Carlos F. Christiansen.  
INT. J. ELECTRONICS, 1987, Vol.62.  
No.3, 385-392.
- 11.- PHASE-LOCKED LOOP BASED LINEARLY CONTROLLED THREE-PHASE FIRING CIRCUIT FOR AN AC CONTROLLER.  
Aut: S. Enamul Haque.  
Anwar A. Khan.  
M. Salah Smiai.  
INT. J. ELECTRONICS, 1985, Vol.58,  
No.5, 761-767.

REFERENCIAS

- 12.- A SIMPLE LINEAR TRIGGER CIRCUIT FOR  
THYRISTORS WORKING UNDER VARIABLE-  
FREQUENCY ANODE SUPPLY.

Aut: S. Enamul Haque.

Anwar A. Khan.

M. Salah Smiai.

INT. J. ELECTRONICS, 1984, Vol.57,  
No.2, 289-298.

- 13.- A SIMPLE FIRING DELAY CONTROL CIRCUITS  
FOR BRIDGE CONVERTERS.

Aut: Sujit Kumar Biswas.

INT. J. ELECTRONICS, 1982, Vol.52,  
No.6, 597-603.

- 14.- AN ECONOMICAL FIRING DELAY SCHEME FOR  
PHASE CONTROLLED CONVERTERS.

Aut: S. Ashoka Krishna Bhat.

INT. J. ELECTRONICS, 1981, Vol.50,  
No.1, 73-76.

- 15.- A NOVEL PULSE DELAY CIRCUIT FOR  
CONVERTER CONTROL.

Aut: P. B. Anjaneyulu.

G. K. Dubey.

S. S. Prabhu.

INT. J. ELECTRONICS, 1981, Vol.50,  
No.6, 477-484.

## REFERENCIAS

- 16.- IMPROVED EQUIDISTANT PULSE FIRING  
SCHEMES FOR THREE PHASE THYRISTOR  
CONVERTERS.  
Aut: Ashoka Krishna Bhat.  
INT. J. ELECTRONICS, 1981, Vol.50,  
No.2, 157-164.
- 17.- NOVEL EQUIDISTANT DIGITAL PULSE FIRING  
SCHEMES FOR THREE-PHASE THYRISTOR  
CONVERTERS.  
Aut: S. Ashoka Krishna Bhat.  
INT. J. ELECTRONICS, 1981, Vol.50,  
No.3, 175-182.
- 18.- THE USE OF OPTOCOUPPLERS FOR ACHIEVING  
SYNCHRONIZATION IN THYRISTOR  
CONTROLLERS.  
Aut: S. Ashoka Krishna Bhat.  
INT. J. ELECTRONICS, 1980, Vol.48,  
No.4, 321-326.
- 19.- A NOVEL EQUIDISTANT PULSE CONTROL SCHEME  
FOR THIRISTOR CONVERTERS.  
Aut: Paresh. C. Senior member IEEE.  
Murray MacDonald. Student member  
Douglas J. Clarke.

REFERENCIAS

- 20.- IMPROVED SCHEME FOR CLOSED-LOOP FIRING  
DELAY CONTROL IN PHASE-CONTROLLED  
THYRISTOR CONVERTERS.

Aut: S. Ashoka Krishna Bhat.

Joseph Vithayathil.

IEEE TRANS. IECI, November 1981,

Vol.IECI-28, No.4.

- 21.- A GENERALIZED FIRING ANGLE CONTROLLER  
USING PHASE-LOCKED LOOP FOR THYRISTOR  
CONTROL.

Aut: S. C. Gupta. Member IEEE.

K. Venkatesan.

IEEE TRANS. IECI, February 1981.

Vol.IECI-28. No.1.

- 22.- FIRING CIRCUIT FOR THREE-PHASE THYRISTOR  
BRIDGE RECTIFIER.

Aut: B. Ilango.

R. Krishnan.

R. Subramanian.

S. Sadasivam.

IEEE TRANS. IECI, February 1978,

Vol.IECI-25, No.1.

- 23.- DEFINITIONS AND REQUERIMENTS FOR  
THYRISTOR AC POWER CONTROLLERS.

Estandard IEEE std 428-1981.

## REFERENCIAS

- 24.- SEMICONDUCTOR CONVERTORS  
Publicación 146 de la IEC (1973).
- 25.- MOTORS AND GENERATORS  
ANSI/NEMA MG1-1978.
- 26.- METODO DE CONTROL DE DISPARO DE  
TIRISTORES EN CONVERTIDORES TRIFASICOS.  
Aut: Angel E. García Calatayud.  
Alfredo Cervantes Ahumada.  
Instituto de Investigaciones  
Eléctricas  
86 MEX 129. MEXICON 86,  
Guadalajara, Vol.50. No.3.
- 27.- DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION Y  
DE TRANSFORMADORES DE VOLTAJE Y  
CORRIENTE PARA INSTRUMENTOS DE MEDICION  
DE POTENCIA.  
Aut: Luis Terán S.  
Instituto de Investigaciones  
Eléctricas.
- 28.- REPORTE DE PRUEBAS DE LA ETAPA DE  
POTENCIA DEL SISTEMA DE CONTROL DE  
EXITACION DE TURBOGENERADORES.  
Aut: Angel E. García Calatayud.  
Instituto de Investigaciones  
Eléctricas.

## REFERENCIAS

### 29.- CONTROLADOR MODULAR DE CA.

Aut: Angel E. García Calatayud.

Celerino Ortega Mondragón.

Instituto de Investigaciones

Eléctricas.

89 MEX 058. MEXICON 89, D.F México

### 30.- WESTINGHOUSE POWER SEMICONDUCTOR DATA BOOK.

### 31.- LINEAR DATA BOOK NATIONAL SEMICONDUCTOR.

### 32.- MANUAL DE FABRICANTE DE DISIPADORES DE

CALOR DESA.

Disipadores Electrónicos.S.A.

### 33.- MANUAL DE FUSIBLES SEMICONDUCTORES MARCA

GOULD SHAWMUT.

Bulletin AT618.

Shawmut Advisor Bulletin 101.

### 34.- TEXAS INSTRUMENTS.

Manual de transistores y diodos