

**Universidad Nacional de Ingeniería**

**Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica**



**Diseño de un Arrancador a Estado  
Sólido para Motores de Inducción**

**T E S I S**

Para Optar el Título Profesional de

**INGENIERO ELECTRONICO**

**Luis Alberto Geldres Salamanca**

**Promoción 1975 - I**

**Lima - Perú**

**1985**

A mis padres

LEOPOLDO e IRAIDA

y a mi esposa e hija

CARMEN y ANGIE.

## AGRADECIMIENTO

Alabado sea el señor por haberme dado padres con gran espíritu de lucha y superación, quienes en todo momento me apoyaron con esta obra hasta su conclusión; y a mi esposa e hija quienes me alentaron constantemente.

También mi agradecimiento al Ing. Manuel Márquez M. quien con sus amplios y profundos conocimientos en el campo de la ingeniería eléctrica y electrónica me guió sabiamente en este Proyecto.

También mi reconocimiento a mis familiares y amigos que contribuyeron de alguna forma conmigo.

Luis A. Geldres S.

## TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCION	1
CAPITULO I: ARRANQUE DE LA MAQUINA DE INDUCCION Y METODOS CONVENCIONALES DE ARRANQUE	3
1.1 Máquina de Inducción. Modelo	4
1.2 Arranque de la máquina de Inducción	8
1.3 Métodos convencionales de arranque	8
1.3.1 Por Resistencias	8
1.3.2 Por Auto Transformador	9
1.3.3 Por Estrella-Triángulo	9
1.3.4 Arranque Directo a la Línea	9
1.4 El Tiristor y el Triac	11
1.4.1 El Tiristor. Modelos	11
1.4.2 El Triac. Definición. Características	16
CAPITULO II: METODOS ELECTRONICOS DE ARRANQUE PARA LA MAQUINA DE INDUCCION	22
2.1 Método de Límite de Corriente	22
2.2 Método de Aceleración Lineal con el tiempo	27
2.3 Método de Aceleración Rampa de Lazo abierto	29
CAPITULO III: ARRANQUE POR EL METODO DE LIMITE DE CORRIENTE	33
3.1 Diagrama de Bloques y Señales del Método de límite de Corriente	33

	Pág.
3.2 Descripción y Análisis de los Bloques Constitutivos del Método de Límite de Corriente	35
CAPITULO IV: DISEÑO DEL METODO DE ARRANQUE POR LIMITE DE CORRIENTE	
4.1 Control de Disparo de Triacs	49
4.1.1 Sincronismo	49
4.1.2 Circuito de Disparo de los Triacs	49
4.1.2.a Transformador, Rectificador y Comparador	49
4.1.2.b Generador Rampa	52
4.1.2.c Comparador	55
4.2 Control de Límite de Corriente	56
4.2.1 Medidor de la Corriente Actual	56
4.2.2 Amplificador de Error	58
4.3 Circuito Generador de la Señal de Referencia Variable	59
4.4 Circuito de Inicialización y Apagado	62
4.5 Circuito de Potencia. Protección de los Triacs	64
CAPITULO V: RESULTADOS EXPERIMENTALES Y VISTAS FOTOGRAFICAS	
5.1 Resultados Experimentales	66
5.2 Vistas Fotográficas del Experimento	67
5.3 Relación de Componentes	67
5.3.1 Circuito de Disparo de Triacs	67

	Pág.
5.3.2 Control de límite de corriente, Conmutador y Circuito Iniciali- zador	74
5.3.3 Generador Digital de la Señal de Referencia	75
5.3.4 Circuito de Potencia	75
5.3.5 Características del Motor	75
CONCLUSIONES	76
BIBLIOGRAFIA	77

\*\*\*

## LISTA DE FIGURAS

	Pág.
1-1 Curva Característica Torque-Velocidad de un Motor de Inducción	7
1-2 Configuración Estrella-Delta de un Motor	10
1-3 Símbolo del Tiristor. Representación eléctrica y su modelo de dos transistores	12
1-4 El Tiristor: Diagrama mostrando flujo de Corriente y Polarización	14
1-5 Triac: Características y Símbolo.	17
1-6 Triac: Modelo con dos Tiristores	18
1-7 Característica de puerta del Triac con Polarización directa (Zona A). Inversa (Zona B), manteniendo los electrodos principales en circuito abierto	20
2-1 Variación del Torque con la Corriente de Arranque	23
2-2 Curva Típica. Torque-Velocidad	25
2-3 Curvas Corriente y Velocidad versus tiempo (límite de corriente)	26
2-4 Curvas Corriente y Velocidad versus tiempo (aceleración lineal con el tiempo)	28
2-5 Curva Torque versus Velocidad de un Motor con Arranque acelerado linealmente en el tiempo.	30

	Pág.
2-6 Curvas Velocidad y Voltage de Motor versus Tiempo en una rampa de lazo abierto	31
3-1 Diagrama de Bloques del Sistema de Arranque por límite de corriente de un motor de Inducción	34
3-2-a Fases R, S y T con cargas Resistivas	36
3-2-b Forma de onda de la corriente por la Fase R a diferentes ángulos	37
3-3-a Diagrama de Bloques del Circuito de Disparo de Triacs	38
3-3-b Sincronismo del Circuito de Potencia	40
3-4 Diagrama de Bloque del Control del Límite de Corriente	41
3-5 Circuito generador de la señal de referencia variable	43
3-6 Diagrama de Tiempos de Operación del Circuito Generador de la señal de referencia	44
3-7 Esquema de Arranque y Parada	45
4-1-a Onda de Voltaje para $\alpha = 25^\circ$	50
4-1-b Onda de Voltaje para $\alpha = 60^\circ$	51
4-2 Control de Disparo de los Triacs	53
4-3 Control del límite de corriente	57
4-4 Circuito Snubber	63



LISTA DE APENDICES

	Pág.
A-I Triac SC266	79
A-II DAC0801LCN Conversor Digital-Análogo	81
A-III BB 4340 Conversor verdadero RMS a DC	82
A-IV CD 4016 COS/MOS	83
A-V LM 741 Amplificador Operacional	84
A-VI 556 Dual Timer	85
A-VII 2N414 Transistor PNP	86

\*\*\*

## INTRODUCCION

La gran corriente de arranque de un Motor de Inducción, involucra una serie de desventajas a la máquina en sí y a la red de alimentación. Existe hasta 6 métodos convencionales de arranque utilizando autotransformadores, relés y resistencias; cuya bondad data de muchos años. Se puede lograr un arranque confiable, flexible y con mejores características como corriente de arranque no excesivo, bajas pérdidas, bajo costo y torque de arranque altos, utilizando la tecnología del triac.

El empleo de triacs en el control de la Máquina de Inducción tiene actualmente un incremento notable. La reducción del costo de hardware y la mejora en la tecnología del semiconductor de potencia hace posible la sustitución de métodos convencionales de control por controles electrónicos. Uno de estos controles es el arrancador a tensión reducida usando triacs que funcionarán simulando resistencia variables de bajas pérdidas en los alimentadores del motor.

El principio básico del arrancador es el control de la corriente del motor por medio del control de fase de disparo de los triacs de tal manera que en forma gra-

dual el motor adquiere su velocidad y torque nominal, manteniendo niveles relativamente bajos de corriente de arranque.

Este trabajo describe el funcionamiento de un excitador de triacs y su circuito de control, comprobándose experimentalmente el funcionamiento de la lógica de control de arranque por límite de corriente usando un excitador con triacs apropiado.

El arrancador de límite de corriente es uno de los tipos de arrancadores para uso en requerimientos de bajo torque de arranque tales como volantes y excitadores de compresoras. El mismo esquema descrito más adelante con ligeras modificaciones puede ser usado para cargas variables como equipos de manejo de material donde un arranque suave se requiere para proteger al equipamiento de shocks mecánicos como consecuencia de una potencia repentinamente aplicadas.

Dada la gran cantidad de aplicaciones industriales de este tipo de arrancadores, el autor espera contribuir al Desarrollo de una Tecnología propia en el campo de arrancadores C.A. con este trabajo.

## CAPITULO I

### ARRANQUE DE LA MAQUINA DE INDUCCION Y METODOS CONVENCIONALES

#### DE ARRANQUE

Los arrancadores de voltaje reducido proveen arranque por torque controlado mediante variación del voltaje de motores de inducción tipo jaula de ardilla. Torque de arranque a pleno voltaje que pueden ser potencialmente dañinos, son reducidos amortiguando la fuerza aplicada al equipo que está siendo operado. Muchas aplicaciones requieren torque de arranque más bajo debido a la naturaleza del equipo a emplear.

Algunos de estos pueden ser transportadores de minerales, transportadores de materiales pesados, rodillos para tubos de cemento, extruzadoras, compresores, bombas, procesos en los que se usen cables tirados y máquinas para hilados en textilería.

En adición, muchas aplicaciones que eran servidas por control del bobinado del rotor de un motor, gobernadores de C.C. o acoplamiento magnético, pueden ser hoy en día manipulados por un arranque de estado sólido. El arranque es suave por pasos donde la carga recibe voltaje variable de este circuito de estado sólido usando triacs, proveyendo una aceleración suave desde reposo

hasta velocidad máxima.

La corriente inicial consumida será menor con este tipo de arranque. Las bajas de voltaje al arrancar motores muy grandes que pueden ser causantes de que la tensión de línea parpadee y que otros motores se apaguen, pueden ser eliminados. El que no haya contactos, significa mayor duración y menos mantenimiento cuando lo comparamos con métodos de arranque convencionales (electromecánicos) tales como auto transformadores, Y- $\Delta$ , resistencia primaria.

#### 1.1 Máquina de Inducción. Modelo

La máquina de inducción puede ser considerada como un transformador generalizado en el cual la potencia eléctrica es transformada entre el estator y el rotor - juntos con un cambio de frecuencia y un flujo de potencia mecánica. Los motores trifásicos de inducción "Jaula de Ardilla", son los más conocidos en la industria - debido a su confiabilidad y economía. El estator es del tipo de devanado polifásico. El rotor puede ser del tipo bobinado o del tipo Jaula de Ardilla ya mencionado.

Estos motores son disponibles en diferentes configuraciones de polos, el cual determina la velocidad síncrona del motor.

El "Slip" o deslizamiento, cantidad sin unidades, que es mostrado por un motor de inducción es una función de la carga aplicada y el tipo de motor usado, y

se define como:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

donde:

$\omega_r$  = velocidad angular verdadera del rotor

$\omega_s = \frac{\omega}{n}$  = velocidad angular del campo magnético giratorio

= velocidad de sincronismo de la máquina o estator

$n$  = número de pares de polos

$f$  = frecuencia de alimentación en Hz

$$\frac{\omega}{n} = \frac{2\pi f}{n} \left( \frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right) = \frac{60 f}{n} \text{ RPM}$$

Obsérvese que si la velocidad angular del rotor es igual a  $\omega_s$ , el deslizamiento es nulo, y si el rotor está estacionario el deslizamiento es igual a la unidad.

$$\omega_r = (1-s) \omega_s = (1-s) \frac{\omega}{n}$$

La estructura del rotor en jaula de ardilla consta de barras de aluminio o cobre, colocadas axialmente alrededor de la superficie de un cilindro de hierro laminado, laminación necesaria para obligar a las corrientes del rotor a circular por las barras conductoras.

Las tensiones inducidas son sinusoidales y con la misma frecuencia angular que las corrientes aplicadas al estator.

Con el rotor estacionario, cada una de las mallas actúa como el secundario de un transformador ordinario, siendo idénticos, por tanto, las frecuencias del primario y secundario.

Si el rotor gira a más velocidad que el campo giratorio del estator, resulta que la máquina de inducción actúa como generador y la energía sale por los bornes del estator.

La máquina de inducción se construye normalmente con un entrehierro uniforme; entonces, tanto la estructura del rotor como la del estator, carecen de salientes.

Cuando se opera el motor conectándolo directamente a la línea para su arranque, un motor de inducción genera un torque de arranque con el doble en valor al torque a plena carga y la corriente requerida será entre 5 á 8 veces la corriente normal a plena carga.

Como se muestra en la curva típica torque-velocidad (figura 1-1), un motor de inducción opera a su máxima eficiencia con pequeños cambios en velocidad conforme la carga varía y con mínimo calentamiento del motor cuando éste ha acelerado pasado el punto de torque de jale máximo.

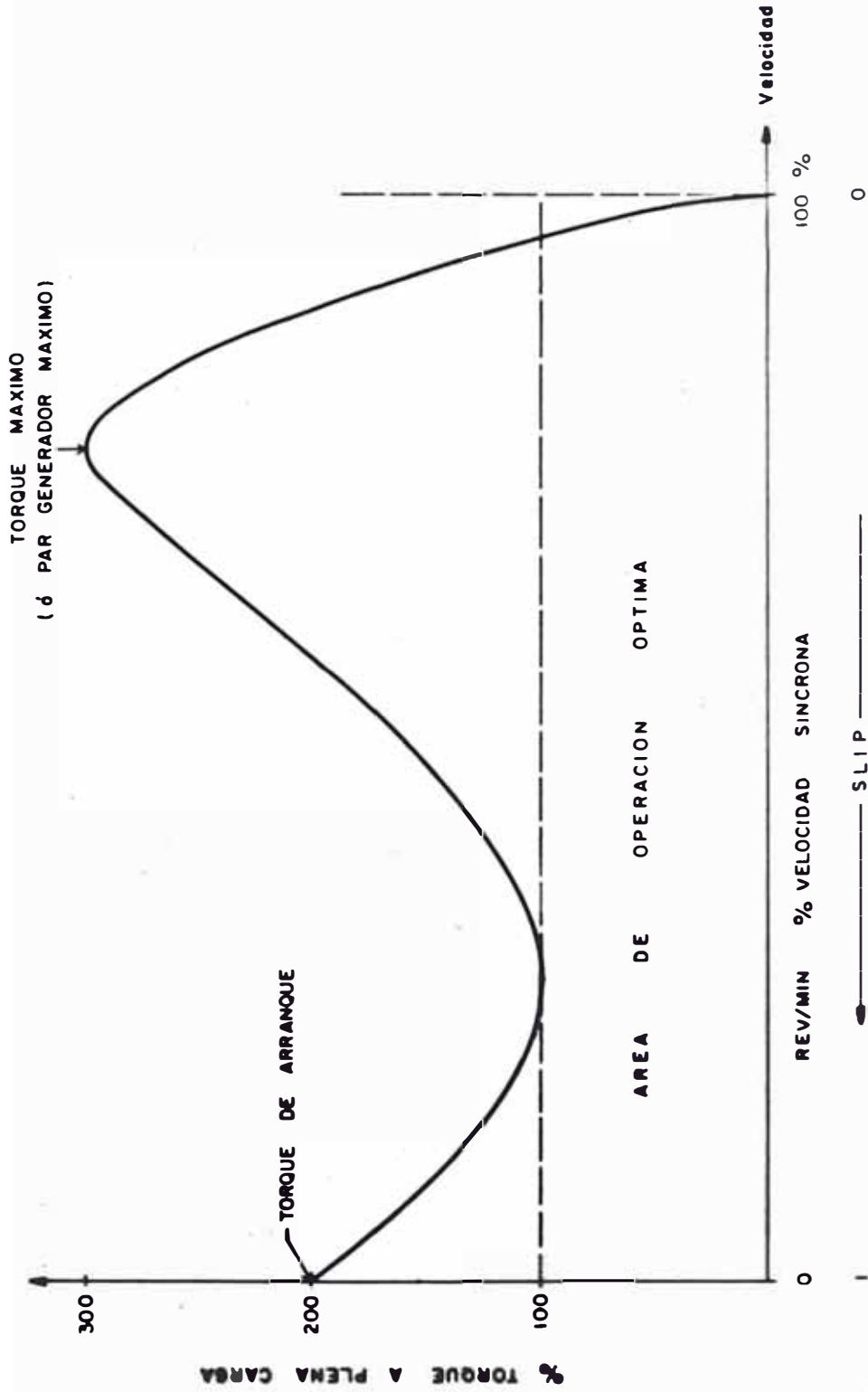


FIG. 1-1 CURVA CARACTERISTICA TORQUE - VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCION



## 1.2 Arranque de la Máquina de Inducción

En el arranque de máquinas de inducción se presentan tan serios problemas debido a la gran corriente inicial necesaria para vencer inercias, lo cual repercute en:

- a) Deterioro de aislamiento del devanado del motor debido a sobrecalentamiento de la misma por las corrientes pico, las cuales pueden llegar fácilmente a seis veces el valor de la corriente a plena carga.
- b) Produce perturbaciones en la línea (Flicker), el motor en el arranque se presenta como una resistencia pequeña por la cual fluye una gran corriente lo cual afecta el voltaje en la red.
- c) Muchas aplicaciones requieren arranque suave debido a la naturaleza del equipo a emplear.

Entre éstas tenemos transportadores de minerales, transportadores de materiales pesados, rodillos para manejo de tubos de cemento, extruzadoras, compresoras, bombas, hilanderías, etc.

## 1.3 Métodos Convencionales de Arranque

1.3.1 Usando resistencias en el circuito del rotor, resultando un torque de arranque disminuido y una reducida corriente de arranque con un factor de potencia mejorada. Las principales desventajas son baja eficiencia a veloci

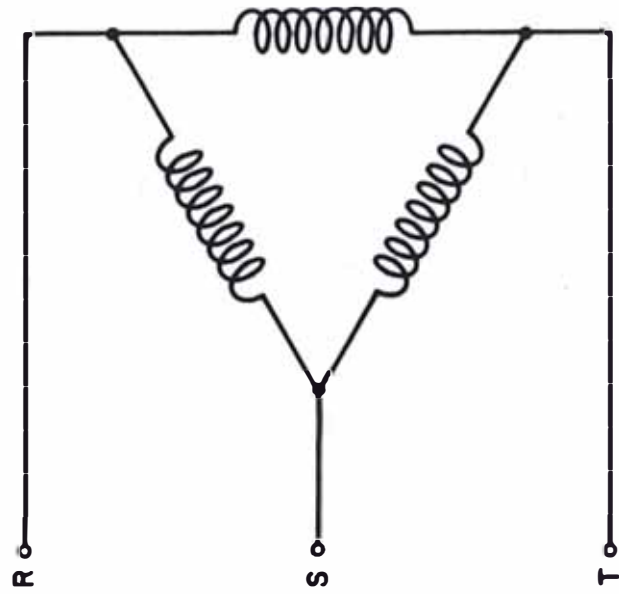
dades reducidas y pobre regulación de velocidad con respecto a cambios en la carga.

1.3.2 Usando autotransformadores por medio de los cuales podemos variar la tensión por medio de taps y de esta manera aumentar gradualmente la velocidad del motor.

1.3.3 Conectando en configuración Estrella-Delta ( $Y-\Delta$ ) en el arranque (figura 1-2).

Al empezar el arranque y estando en la configuración estrella "Y", el voltaje en cada devanado vendría a ser la mitad del voltaje de línea para luego pasar por medio de switches a la configuración " $\Delta$ " delta en el cual cada devanado recibe la carga completa. Este método es muy común, pero exige mantenimiento adecuado de los conductores. Se usa cuando las cargas no exigen arranques suaves.

1.3.4 Arranque en directo a la línea.- Como se ha podido comprobar este sistema no es aconsejable para motores grandes de inducción, por los efectos secundarios mencionados anteriormente y se recomienda su uso sólo para motores pequeños.



POR EFECTO  
DE CONTROL  
TEMPORIZADO  
SOBRE  
CONTACTORES

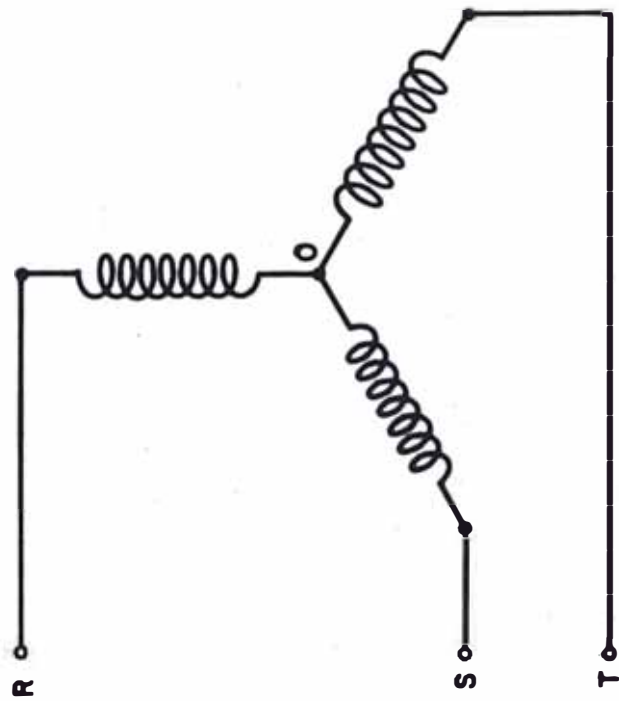


FIG. 1-2 CONFIGURACION ESTRELLA - DELTA DE UN MOTOR

## 1.4 El Tiristor y el Triac

### 1.4.1 El Tiristor (Rectificador Controlado P-N-PN)

El tiristor es un semiconductor de tres terminales, tres junturas y está conformado por cuatro capas dispuestas en forma alternada tipo P y N de silicón, su representación se muestra en la figura 1-3.

El ánodo está conectado al cátodo en serie con la carga del circuito, esencialmente este dispositivo es un conmutador. Idealmente este permanece apagado (estado de bloqueo) o aparenta tener una impedancia infinita hasta que el ánodo y compuerta tengan voltajes positivos con respecto al cátodo.

El tiristor luego cambia a conducción y la corriente fluye permaneciendo en conducción sin más señales de compuerta. Idealmente, el tiristor no tiene impedancia cuando conduce. Para apagar o desbloquear, no debe haber señal de compuerta y la corriente de ánodo debe ser reducida a cero. La corriente puede fluir en un solo sentido.

En la figura 1-4 se representa el tiristor para su estudio. Si no hay voltajes externos de polarización, la mayoría de los portadores en cada capa están difusos, hasta la presencia de voltaje, el cual retarda cualquier difusión posterior. Algunos portadores mayoritarios tienen suficiente energía para cruzar la barrera producida por el campo eléctrico retardante en cada jun-

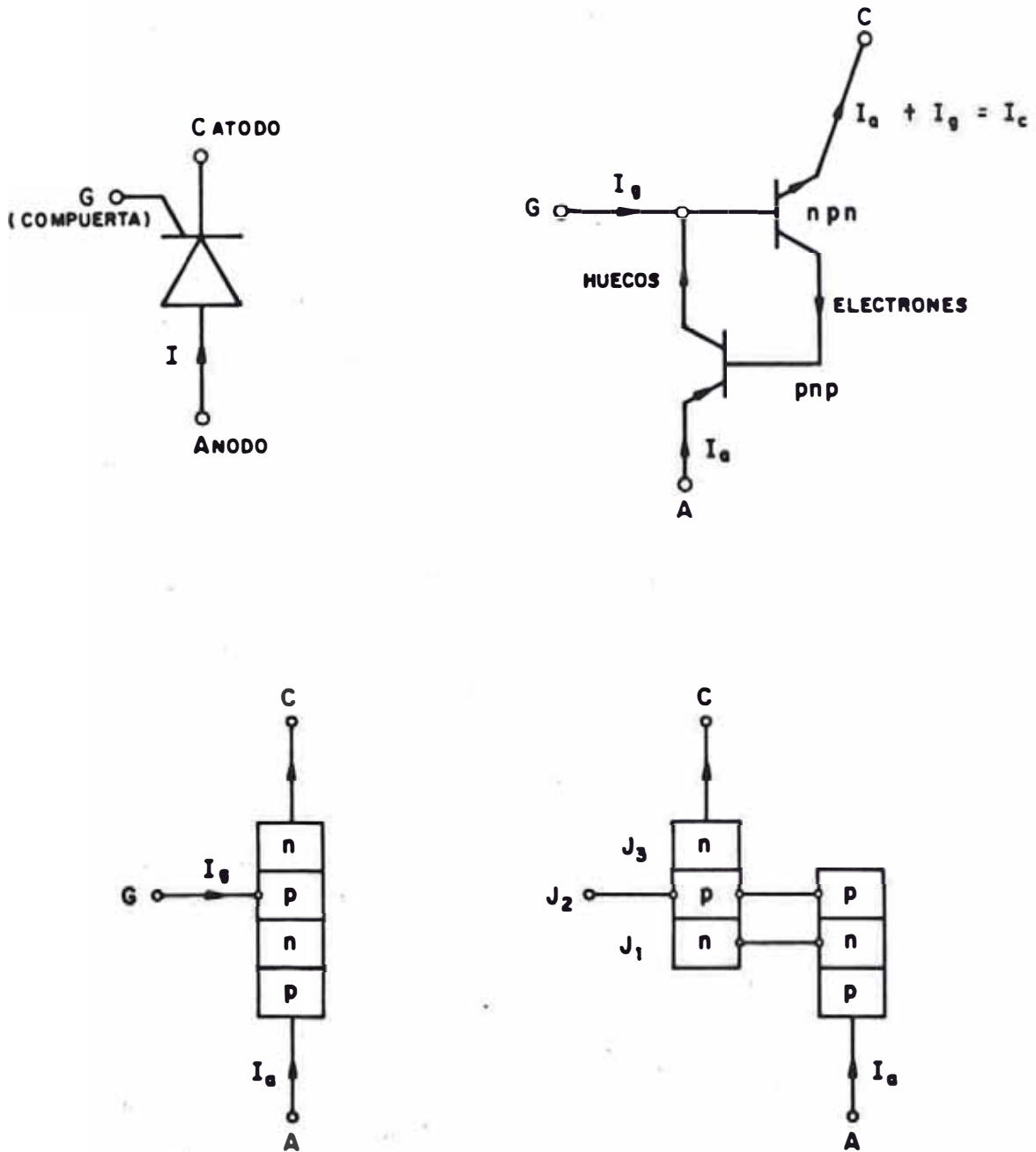


FIG. 1-3 SIMBOLO DEL TIRISTOR, REPRESENTACION ELECTRICA, Y SU MODELO DE DOS TRANSISTORES

tura. Estos portadores luego se convierten en portadores - res minoritarios y se pueden recombinar con portadores - mayoritarios.

Los portadores minoritarios en cada capa pueden ser acelerados a través de cada juntura por el campo fijo, pero como no hay circuito externo en este caso, la suma de corrientes de portadores mayoritarios y minoritarios debe ser cero. Un voltaje de polarización es mostrado en la figura 1-4 y un circuito externo para hacer circular corriente permiten corrientes internas que incluyen:

La corriente  $I_1$  es debido a lo siguiente:

- 1) Portadores mayoritarios (huecos) cruzando la juntura  $J_1$ ,
- 2) Portadores minoritarios cruzando la juntura  $J_1$ ,
- 3) Huecos inyectados a la juntura  $J_2$  difundiéndose a través de la región n y cruzando la juntura 1,
- 4) Portadores minoritarios de la juntura  $J_2$  difundiéndose a través de la región n y cruzando la juntura 1

Similarmente  $I_2$  es debido a seis términos  $I_3$  es debido a cuatro términos.

Las dos simples analogías para explicar la función básica del tiristor son aquellos modelos de diodos y el otro de transistores.

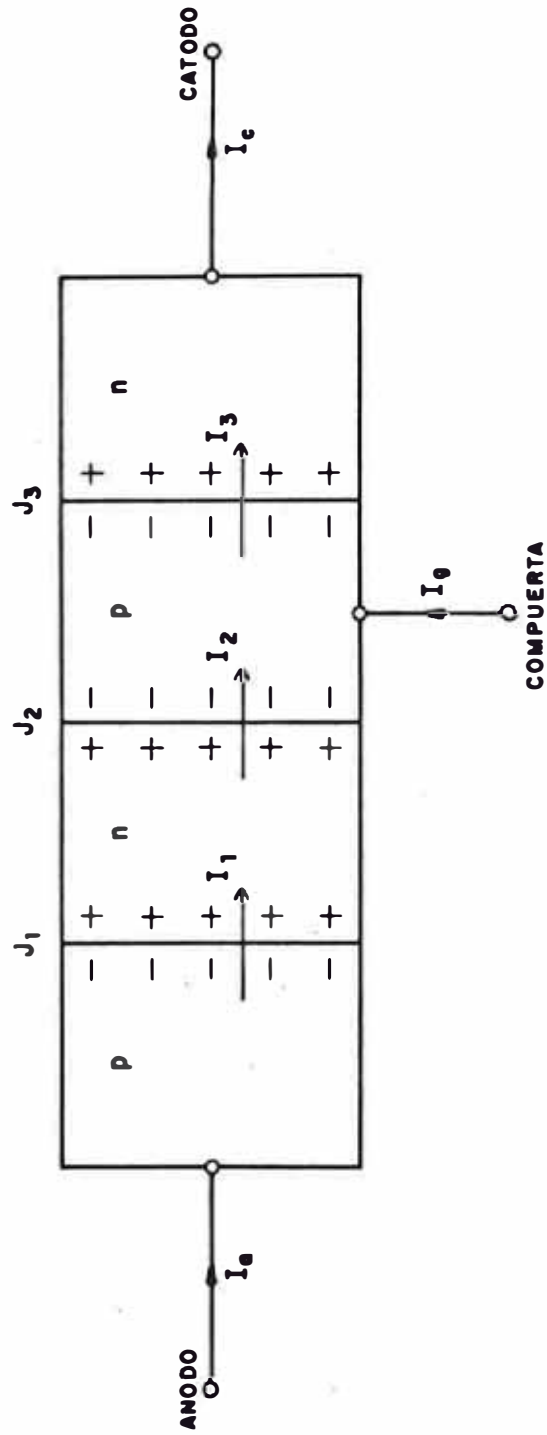


FIG. 1-4 EL TIRISTOR: DIAGRAMA MOSTRANDO FLUJO DE CORRIENTE Y POLARIZACION

a) Modelo con diodos del tiristor

El tiristor es similar a tres diodos en serie teniendo así tres junturas p-n. Sin la polarización de compuerta, no importa qué voltaje de polarización se aplique de ánodo a cátodo, habrá siempre al menos una juntura polarizada inversamente para prevenir conducción.

Si el cátodo se vuelve negativo por el voltaje aplicado y la compuerta es polarizada positivamente con respecto al cátodo, la capa "p" de la compuerta es inundado por electrones provenientes del cátodo y perderá su identidad como capa "p", de esta manera el tiristor se vuelve equivalente a un diodo conduciendo.

b) Modelo con dos transistores del tiristor

Esta analogía es ilustrada en la figura 1-3. La estructura p-n-p-n puede ser considerada como dos transistores con dos regiones base. El colector del transistor n-p-n provee conducción para la base del transistor p-n-p, cuya corriente de colector más la corriente de compuerta suplen conducción para la base del transistor n-p-n.

Para prender el tiristor, la corriente de compuerta es aplicada al componente del transistor n-p-n más sensitivo de la estructura p-n-p-n.

Inicialmente la corriente es de ánodo y luego se convierte en corriente de colector. La base "n" del



transistor p-n-p es cargado por la corriente de colector proveniente del transistor n-p-n. La realimentación positiva es iniciada por la corriente de colector del transistor p-n-p para permitir que la carga crezca en la base "p" del transistor n-p-n.

El nivel de saturación es alcanzado rápidamente y la corriente es limitada solamente por la impedancia de carga.

#### 1.4.2 El Triac. Definición

Siendo el triac de la familia de los tiristores, lo definiremos como un elemento semiconductor de tres electrodos, uno de los cuales es de mando (la puerta) y los otros dos son los principales de conducción. El elemento puede pasar de un estado de bloqueo a un régimen conductor, en los dos sentidos de polarización (cuadrantes I y III, figura 1-5) y volver al estado de bloqueo por inversión de la tensión o por disminución de la corriente por debajo del valor de mantenimiento,  $I_H$ .

Como podemos apreciar, el triac es la versión bidireccional del tiristor y es comparable a dos tiristores en antiparalelo (figura 1-6) pero presentando dos voltajes fundamentales sobre este montaje en el que sólo se podría gobernar las puertas mediante un transformador de impulsos:

- a) El circuito de mando resulta más sencillo al no existir más que un electrodo de disparo;

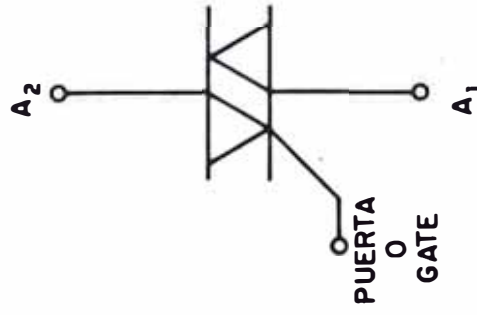
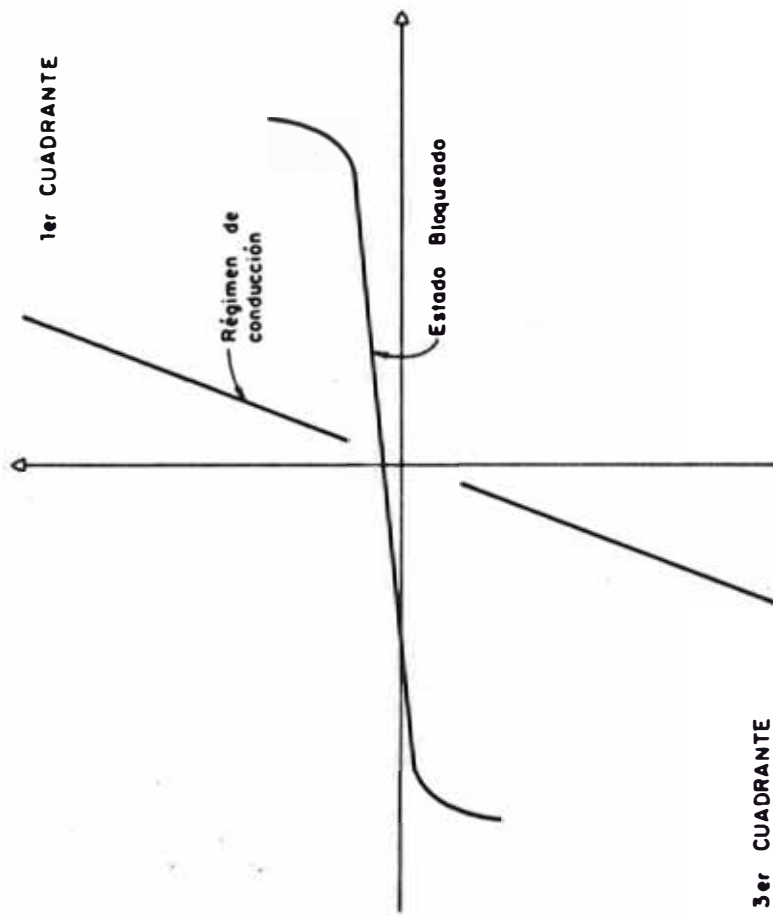


FIG. 1-5 TRIAC: CARACTERISTICAS Y SIMBOLO

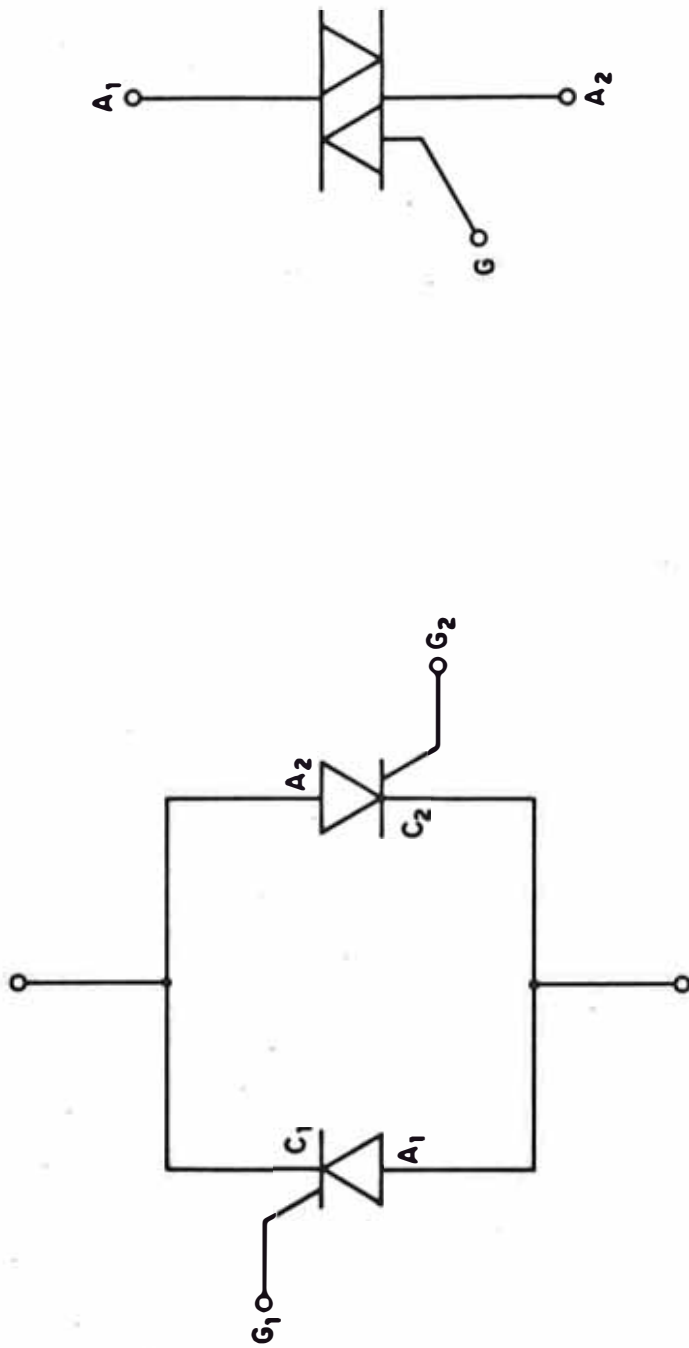


FIG. 1-6 TRIAC: MODELO CON DOS TRANSISTORES

- b) El dispositivo puede bascular al estado conductor - independiente de las polaridades de puerta o de ánodo (el disparo se efectúa en los 4 cuadrantes).

#### Corriente de enganche y corriente de mantenimiento

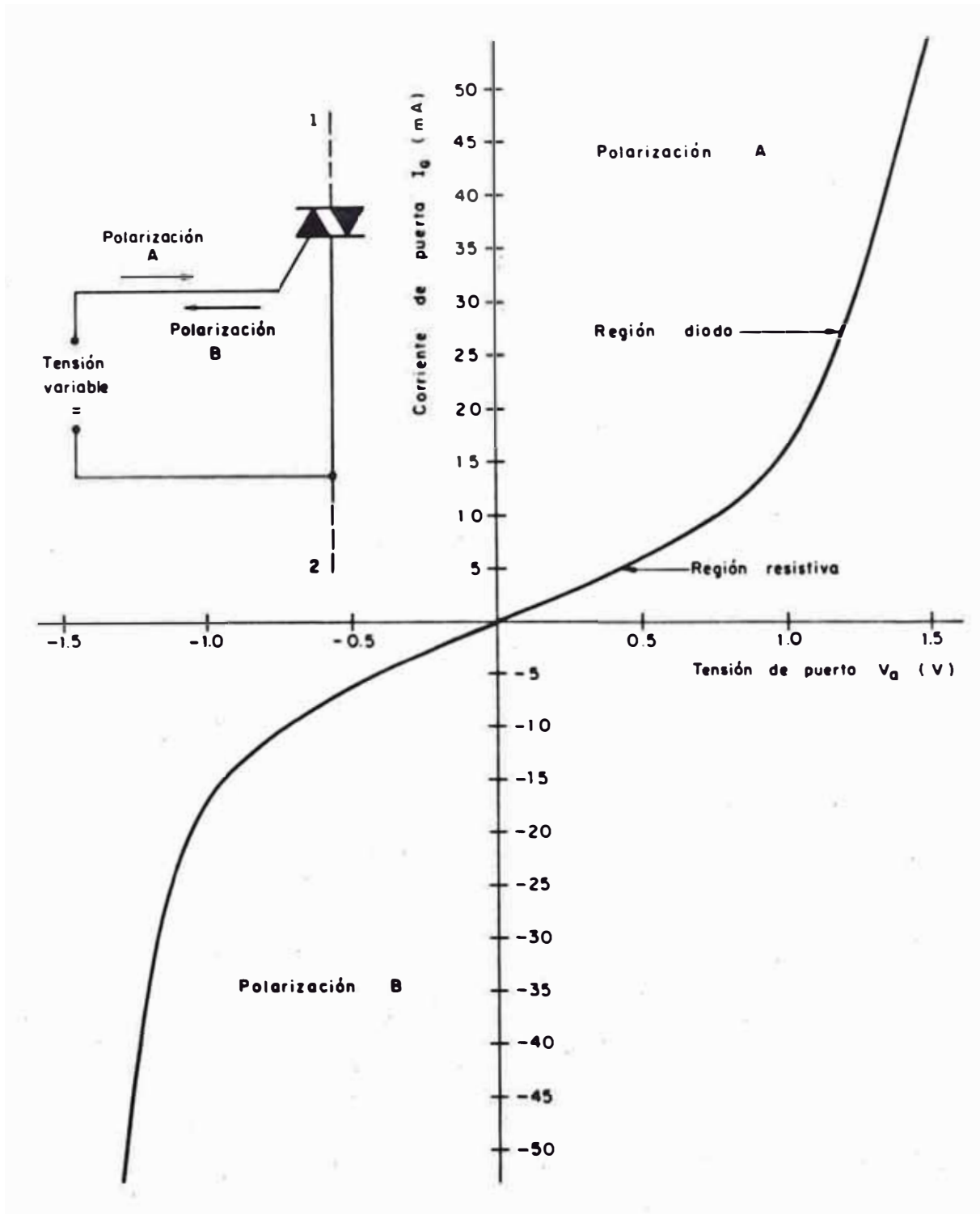
Para que se produzca el cebado, el triac debe conducir una corriente suficiente, cuyo valor mínimo recibe el nombre de corriente de enganche ( $I_L$ ).

El triac no se cebará si se suprime el impulso de puerta antes de que la corriente de ánodo alcance el valor  $I_L$ , que varía con el ancho y la intensidad de corriente del impulso de mando. Este valor  $I_L$  es en general de dos a tres veces el valor de la corriente de mantenimiento  $I_H$  que, una vez desaparecido el impulso de puerta, es ya suficiente para mantener el cebado.

#### Características de Puerta

Un triac se puede disparar mediante una corriente - de puerta positiva o negativa. Las curvas que dan la intensidad de puerta en función de la polarización "puerta-cátodo" adoptan la misma forma, en los dos sentidos de conducción, que las de un diodo (figura 1-7).

Más exactamente, se encuentran en ellas dos regiones, una correspondiente a un diodo normal, y otra, cerca del origen, que es sensiblemente resistiva. Las curvas correspondientes a corrientes de puerta positiva y negati-



**FIG. 1-7 CARACTERISTICA DE PUERTA DEL TRIAC CON POLARIZACION DIRECTA (ZONA A) O INVERTIDA (ZONA B), MANTENIENDO LOS ELECTRODOS PRINCIPALES EN CIRCUITO ABIERTO.**

va no son rigurosamente superponibles, y pueden presentar inclinaciones diferentes, según el sentido de polarización de las salidas  $S_1$  y  $S_2$ .

CAPITULO II  
METODOS ELECTRONICOS DE ARRANQUE PARA LA  
MAQUINA DE INDUCCION

Se presentan tres tipos de arranques electrónicos para control de la aceleración de motores de inducción.

Se debe tener en cuenta los requerimientos de carga con respecto a la combinación arranque-motor escogido.

2.1 Método de Límite de Corriente

Este tipo de control regula la corriente a un valor pre-establecido, el cual controla los niveles de torque para una aceleración suave desde inercia hasta su velocidad máxima de operación. Cuando un arranque es iniciado, el voltaje del motor y la corriente suben a un valor pre determinado, y luego la corriente es regulada, el regulador es enganchado al circuito cuando está conduciendo completamente hasta cuando éste sea apagado. El voltaje y la corriente son manipulados por control de fase de disparo de los triacs. El voltaje y la corriente RMS son reducidos debido a que solamente una porción de la onda sinusoidal está conduciendo.

Como con cualquier técnica de arranque de motor a voltaje reducido, el torque de salida es menor que aquel que se conseguiría a pleno voltaje. El torque varía

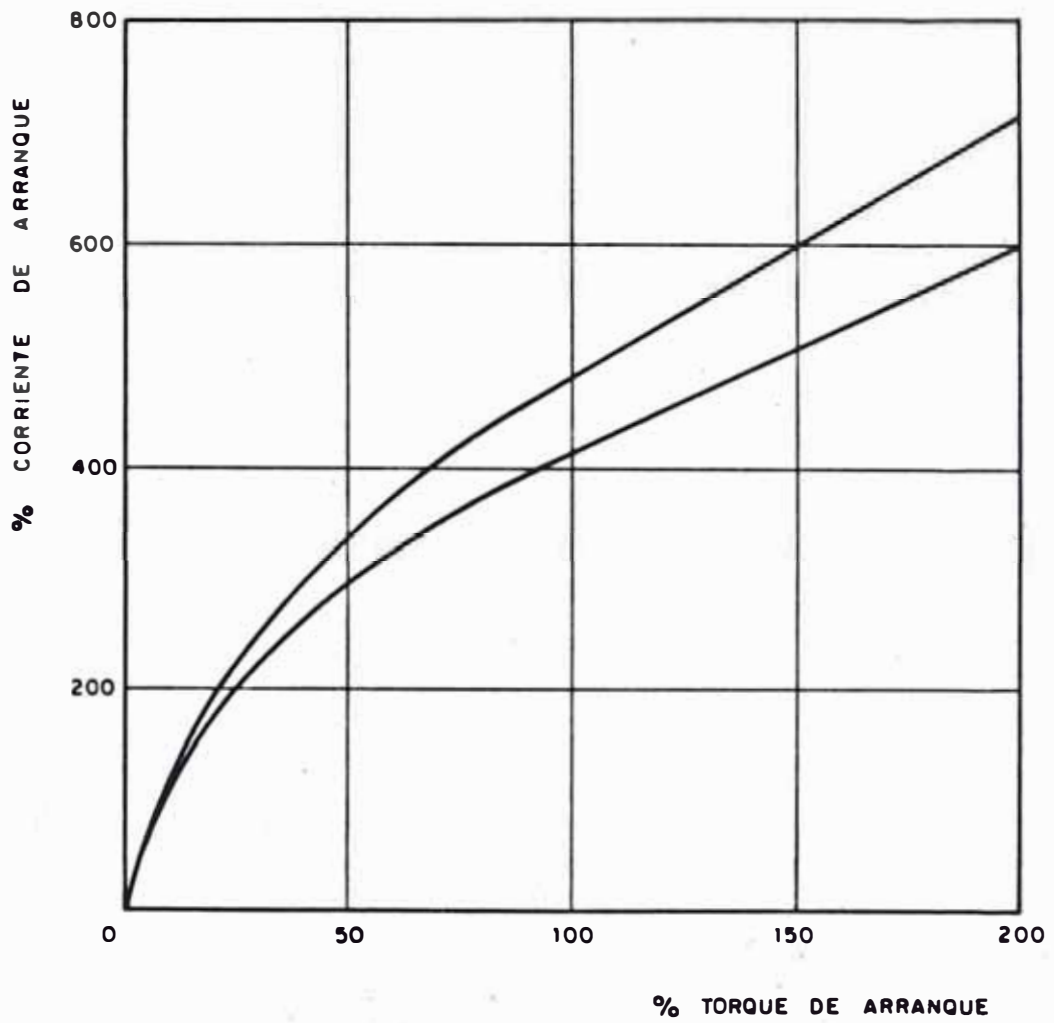


FIG. 2-1 VARIACION DEL TORQUE CON LA CORRIENTE DE ARRANQUE



como el voltaje terminal al cuadrado o como el cuadrado de la razón de la corriente del motor a la corriente enganchada del rotor como se ilustra en la figura 2-1.

Algunas curvas típicas torque-velocidad y gráficos de la corriente y velocidad versus tiempo son también mostradas en los gráficos 2-2 y 2-3 para demostrar el efecto del límite de corriente en la aceleración del equipo. La corriente fluye en el motor en  $t_0$  y comienza a incrementarse en forma constante según como sea controlado por el arrancador.

Cuando el motor comienza a rotar en  $t_1$  la corriente sigue aumentando a  $t_2$  en la misma proporción. Este incrementa la aceleración hasta  $t_2$ .

La corriente es limitada en  $t_2$  y permanece constante hasta  $t_3$  donde el motor es acelerado en forma constante dependiendo de las constantes mecánicas del sistema - como son la fricción, inercia, carga, temperatura, etc. Aunque la corriente disminuye de  $t_3$  a  $t_4$ , la velocidad sigue aumentando. Sin embargo, la proporción de aceleración disminuye gradualmente para proveer un suave acercamiento a su velocidad plena en  $t_4$ . Un pequeño ajuste de límite de corriente para alcanzar un arranque ideal para las condiciones de carga ligera hará que la carga permanezca trabada hasta que sea reajustada a condiciones de carga normal o de sobrecarga.

Este tipo de control es el que mejor se adecúa con

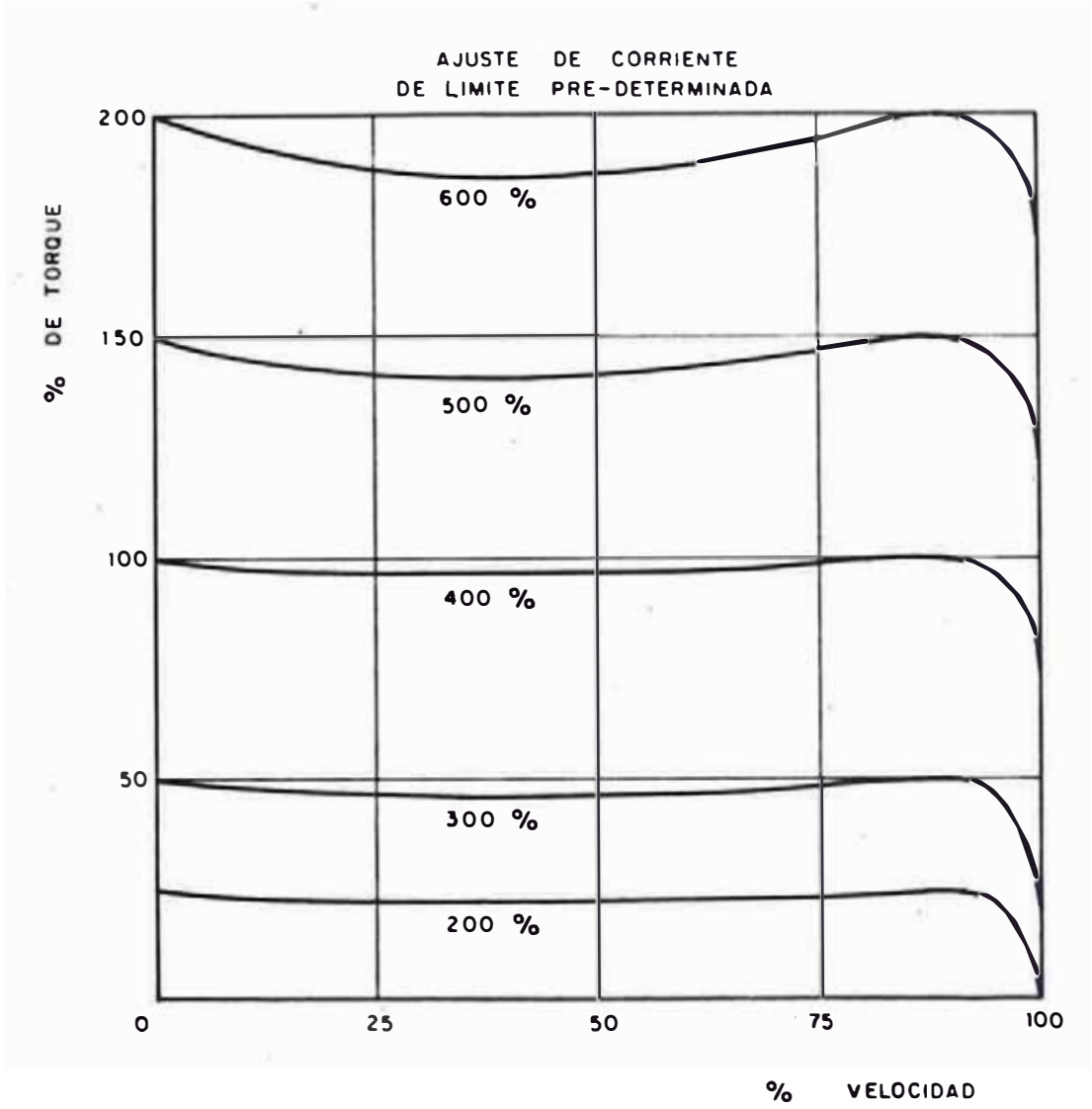


FIG. 2-2 CURVA TIPICA TORQUE - VELOCIDAD

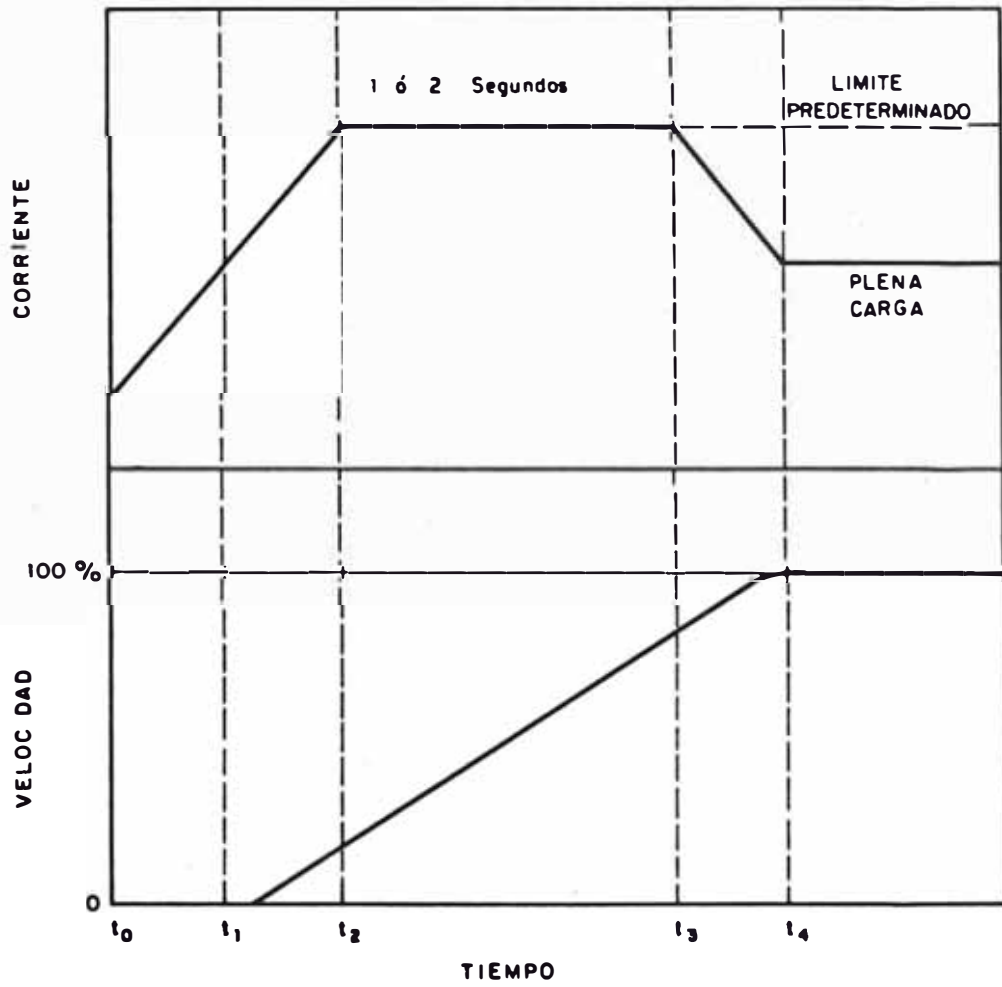


FIG. 2-3 CURVAS CORRIENTE Y VELOCIDAD VS. TIEMPO (LIMITE DE CORRIENTE)

aquellas guías, que requieren pequeños torques, tales son los casos de ventiladores y guías de compresoras.

## 2.2 Método de Aceleración Lineal con el Tiempo

Este método de control da un torque inicial de desprendimiento (aprox. 0.07 seg.) seguido por una suave aceleración en el tiempo predeterminado por medio de un tacómetro realimentado. Cuando el arranque es iniciado, la corriente en el motor aumenta hasta el valor requerido para el desprendimiento ( $t_0 - t_1$ ).

Si lo requiere la carga, los triacs conducirán completamente y proveerán voltaje pleno enganchado con la corriente del rotor (esto es, llegar al torque de desprendimiento hasta que el eje del tacómetro usado indique rotación).

Cuando la rotación es sensada, la corriente en el motor es reducida inmediatamente al valor requerido. Esta rápida respuesta asegura el desprendimiento (break away) evitando que un gran torque inesperado pueda alcanzar la carga (figura 2-4).

Apenas el desprendimiento ocurre, el regulador manipula la corriente del motor para mantener una aceleración constante. El regulador requiere corriente después de sensar el valor en el tacómetro.

Cuando la aceleración es completada en  $t_2$ , los triacs son enganchados a conducción plena en un lapso que varía de 5 a 30 segundos. El valor regulado es el tiempo de

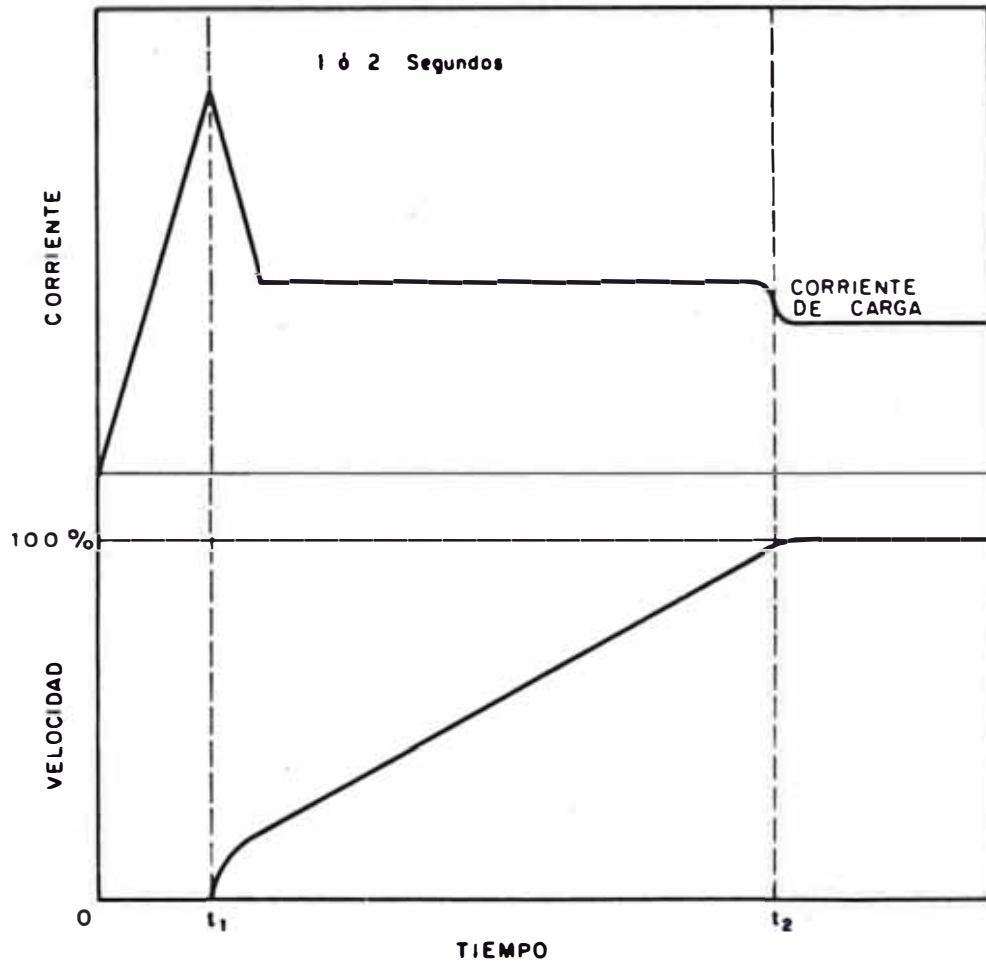


FIG. 2-4 CURVAS CORRIENTE Y VELOCIDAD VS. TIEMPO (ACELERACION LINEAL CON EL TIEMPO)

aceleración. El torque y la corriente alcanzan el valor requerido por la carga, ajustándose automáticamente a las cambiantes condiciones de carga, inercia o temperatura.

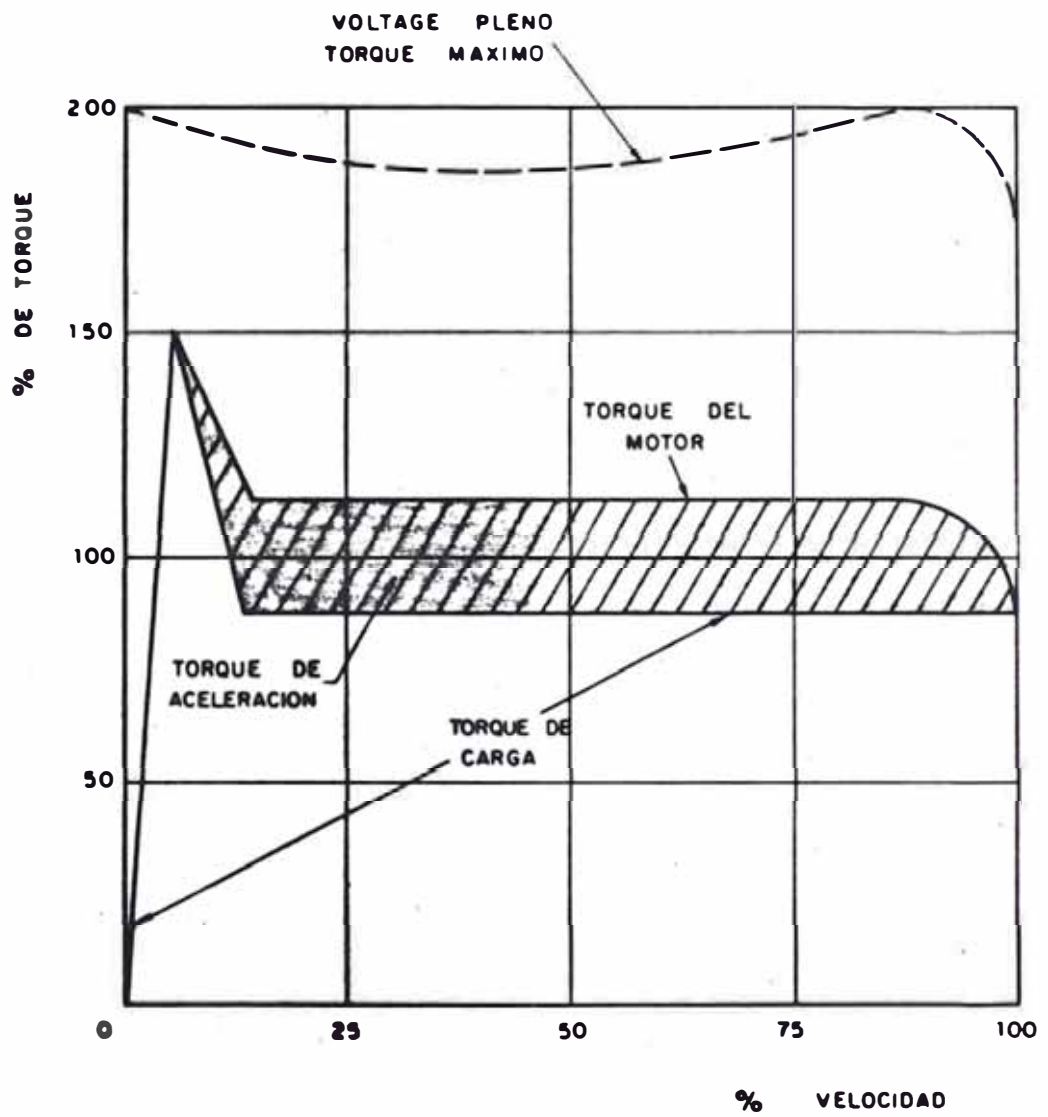
El gráfico 2-5 muestra la curva torque/velocidad de un motor NEMA C con arranque controlado por aceleración lineal.

Los triacs pueden conducir completamente a voltaje pleno en cualquier momento durante la aceleración, tal como sea requerido para alcanzar la velocidad del motor por ajuste del regulador de tiempo. Este es mostrado por el torque de aceleración en la gráfica anterior - que es el área comprendida entre el torque del motor y el torque de carga.

Este tipo de control es el más adecuado para cargas variantes tales como transportadores y otros equipos de manipuleo donde se requieren arranques suaves para proteger el equipo de sacudidas repentinas al ser aplicada la tensión.

### 2.3 Método de Aceleración Rampa de lazo abierto

Este método utiliza un tacómetro para detectar la velocidad del motor. Cuando una rampa de voltaje a lazo abierto se inicia, el voltaje del motor crece de 0 a 100 % en razón lineal a un tiempo predeterminado de  $t_0$  a  $t_2$  sin realimentación de velocidad (figura N°2-6).



**FIG. 2-3 CURVA TORQUE VS. VELOCIDAD DE UN MOTOR CON ARRANQUE ACCELERADO LINEALMENTE EN EL TIEMPO**

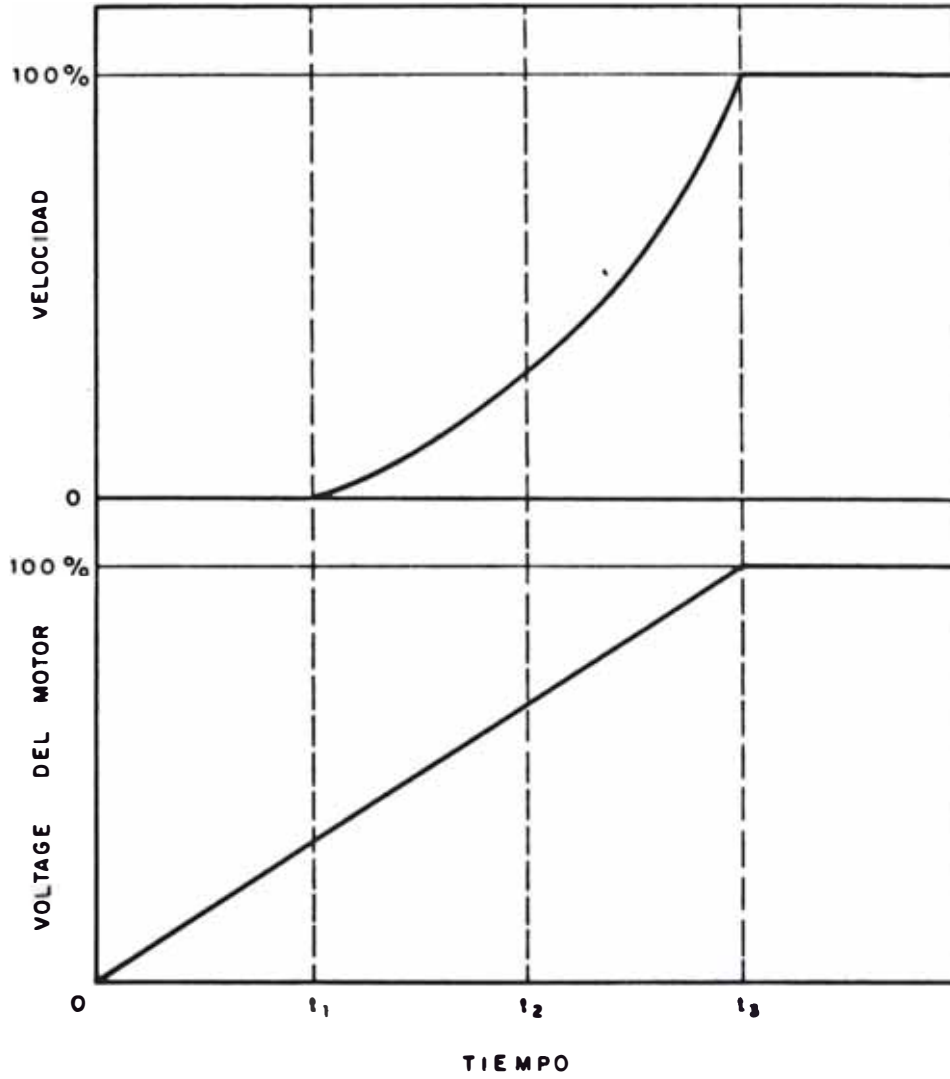


FIG. 2-6 CURVAS VELOCIDAD Y VOLTAGE DE MOTOR VS. TIEMPO EN UNA RAMPA DE LAZO ABIERTO



El motor permanece estacionario hasta que el voltaje aumenta a  $V_1$  en  $t_1$  el cual permite al motor desarrollar suficiente torque para iniciar la rotación (esto sucede probablemente entre el 50% y 140% del torque a plena carga).

El motor acelera rápidamente seguido de un incremento de voltaje hasta alcanzar su velocidad estimada en  $t_3$ . La corriente consumida por el motor en  $t_1$  varía entre el 300% al 500% de la corriente a plena carga correspondiendo al 50% ó 140% del torque de arranque.

CAPITULO III  
ARRANQUE POR EL METODO DE LIMITE DE  
CORRIENTE

3.1 Diagrama de Bloques y Señales del Método de Límite de corriente

En la figura 3-1 se muestra el diagrama de bloques del sistema de arranque utilizando el método de límite de corriente. Este esquema presenta cuatro partes principales además de la carga:

- a) Control de disparo de triacs
- b) Control de límite de corriente
- c) Circuito generador de la señal de referencia
- d) Circuito de inicialización y apagado.

El funcionamiento global del sistema es como sigue:

El conmutador conecta el circuito de inicialización al control de disparo de triacs (CDT) de tal manera de proporcionarle la tensión adecuada de referencia para el ángulo inicial de disparo según la corriente inicial requerida.

El CDT es un subsistema que actúa controlando el tiempo de encendido de los triacs y por ende la corriente

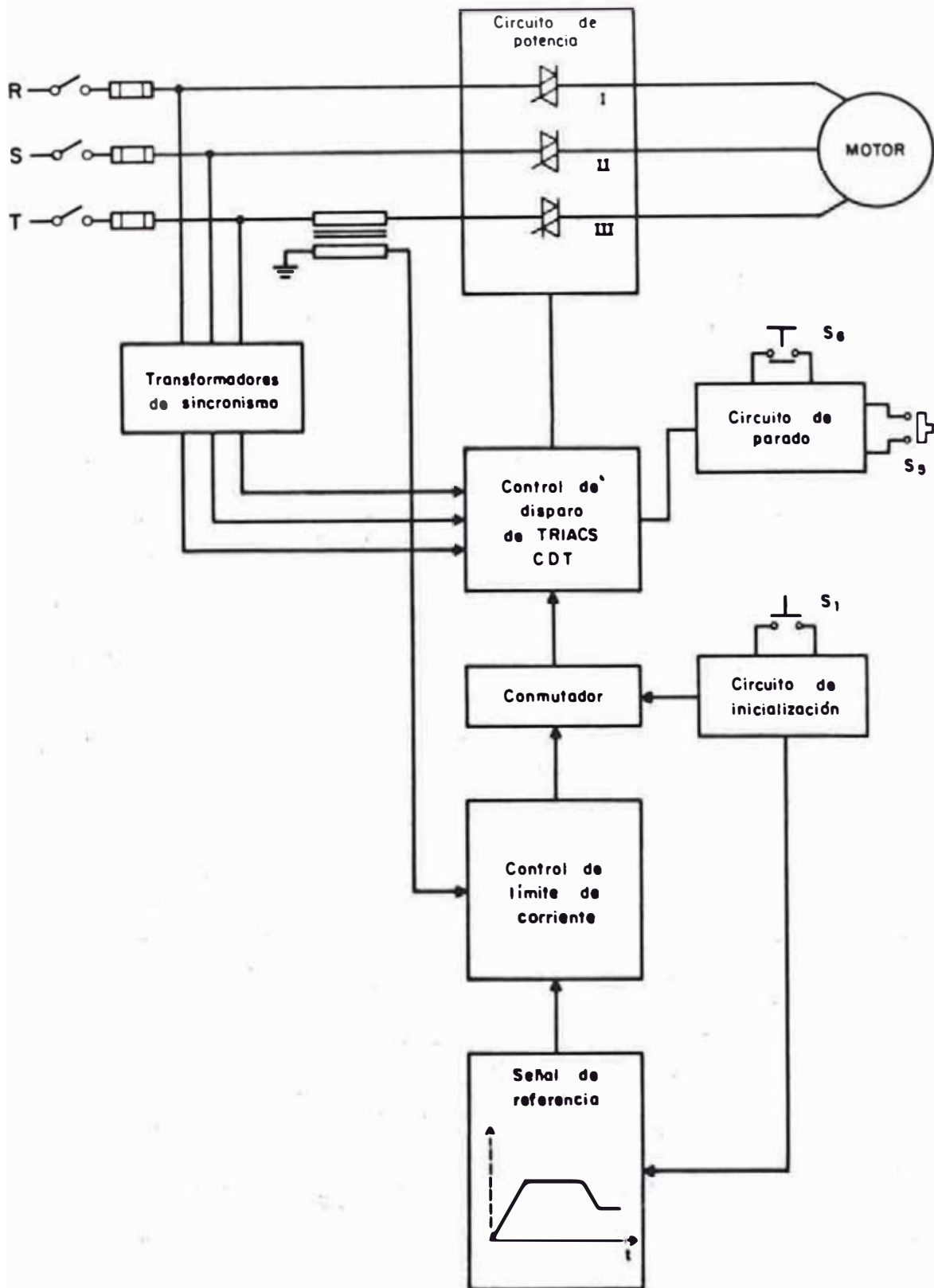


FIG. 3-1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE ARRANQUE POR LIMITE DE CORRIENTE DE UN MOTOR DE INDUCCION

del motor por fase. Una vez que la corriente llega a niveles pre-puestos, el conmutador conecta automáticamente el control de límite de corriente al CDT y desconecta el circuito de inicialización; iniciándose de este modo, el aumento de la corriente del motor controlado por el circuito generador de la señal de referencia; resumiendo esta última condición, se puede decir que el sistema de arranque se convierte en un sistema de control automático de la corriente de un motor, hasta que el ángulo de disparo sea cero y el motor adquiera sus condiciones de velocidad y torque nominal.

En las figuras 3-2 (a) y 3-2 (b) se muestran los circuitos utilizados y las formas de ondas de corriente por los triacs de la fase R, para tres distintos valores del ángulo  $\alpha$  de disparo y suponiendo carga resistiva.

El ancho de estos pulsos de corriente se va incrementando a medida que el ángulo  $\alpha$  va disminuyendo. De la referencia bibliográfica se obtiene que prácticamente la variación de la corriente fundamental con respecto al ancho o ángulo de conducción de los triacs es lineal.

### 3.2 Descripción y Análisis de los Bloques constitutivos del Método de Límite de Corriente

#### 3.2.a Control de Disparo de Triacs (CDT)

En la figura N°3-3(a) se muestra el diagrama de bloques del CDT que comprende tres circuitos de dis

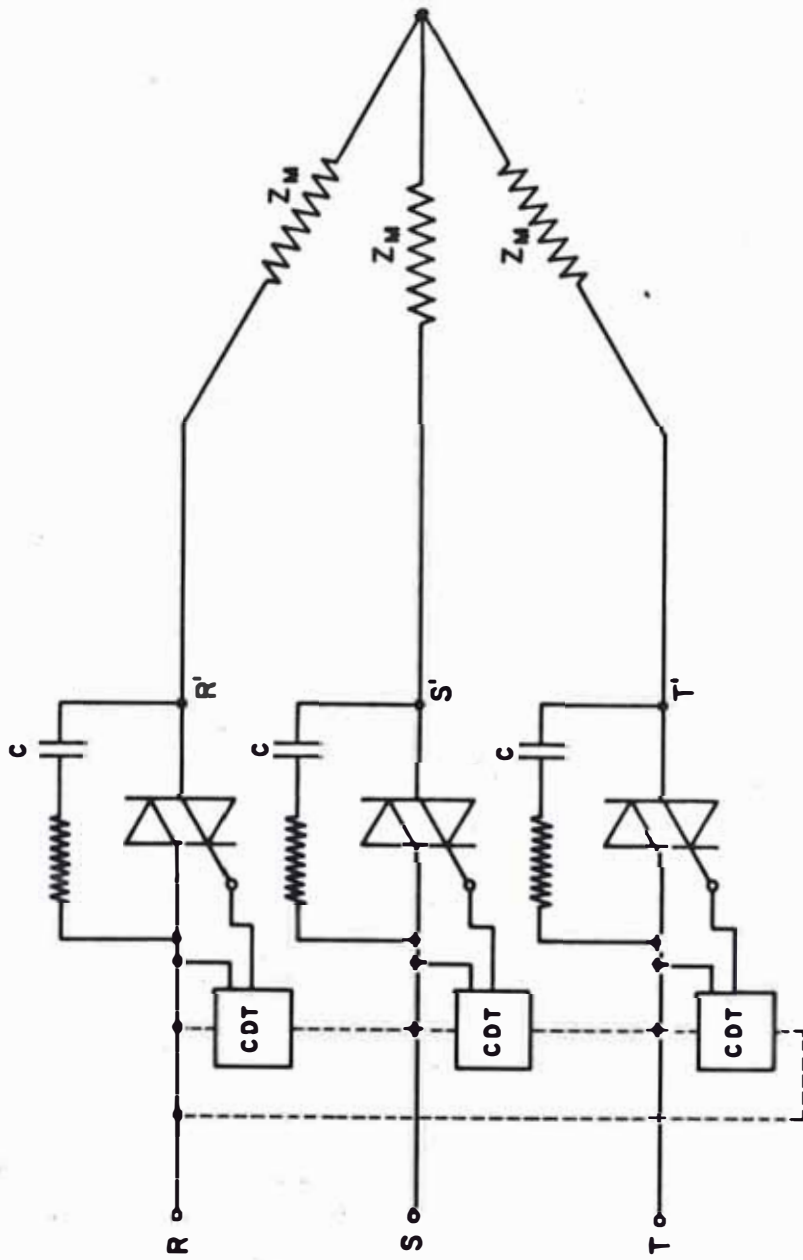


FIG. 3-2(a) FASES R, S y T CON CARGAS RESISTIVAS

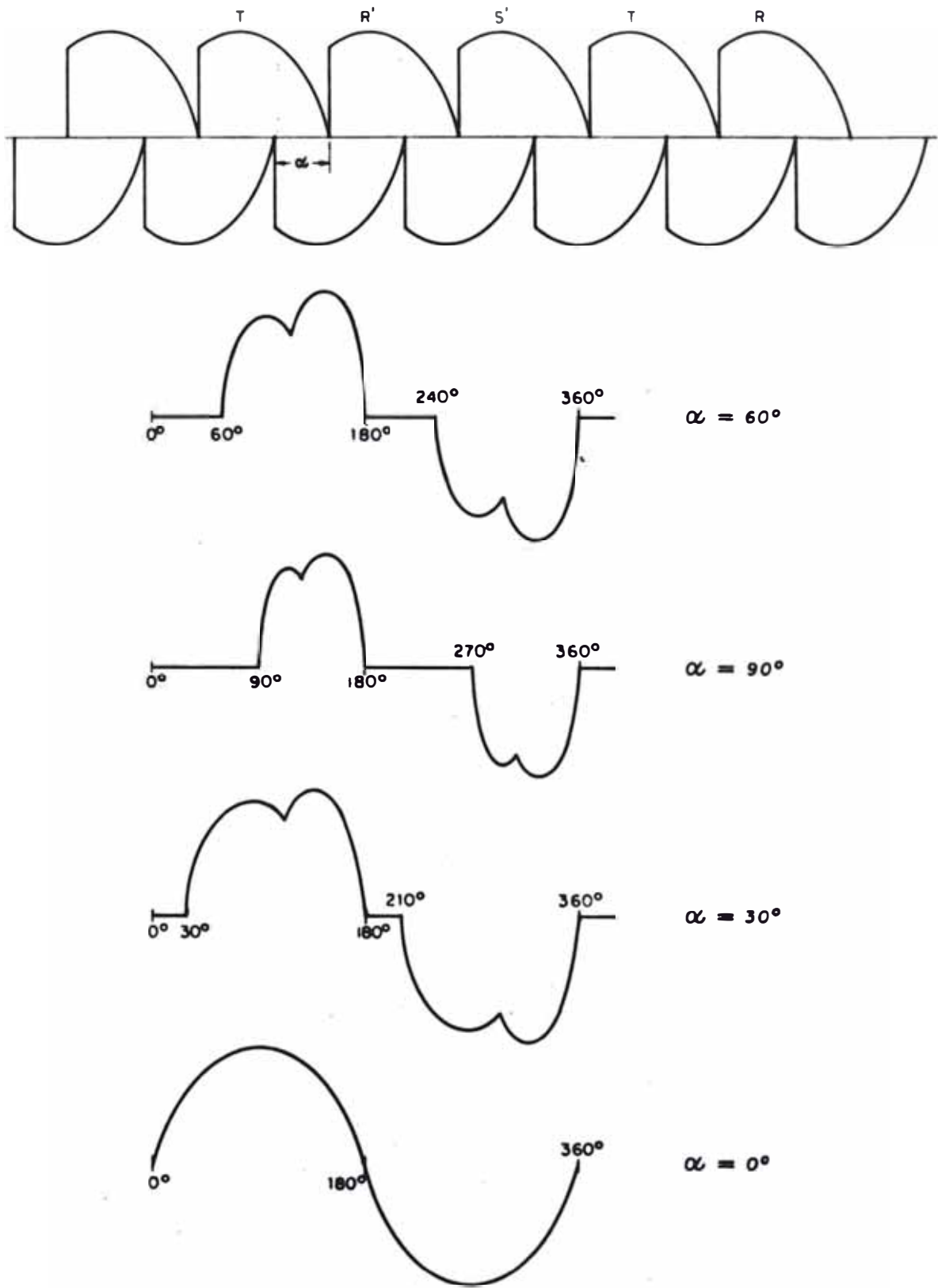


FIG. 3-2(b) FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE POR LA FASE R A DIFERENTES ANGULOS

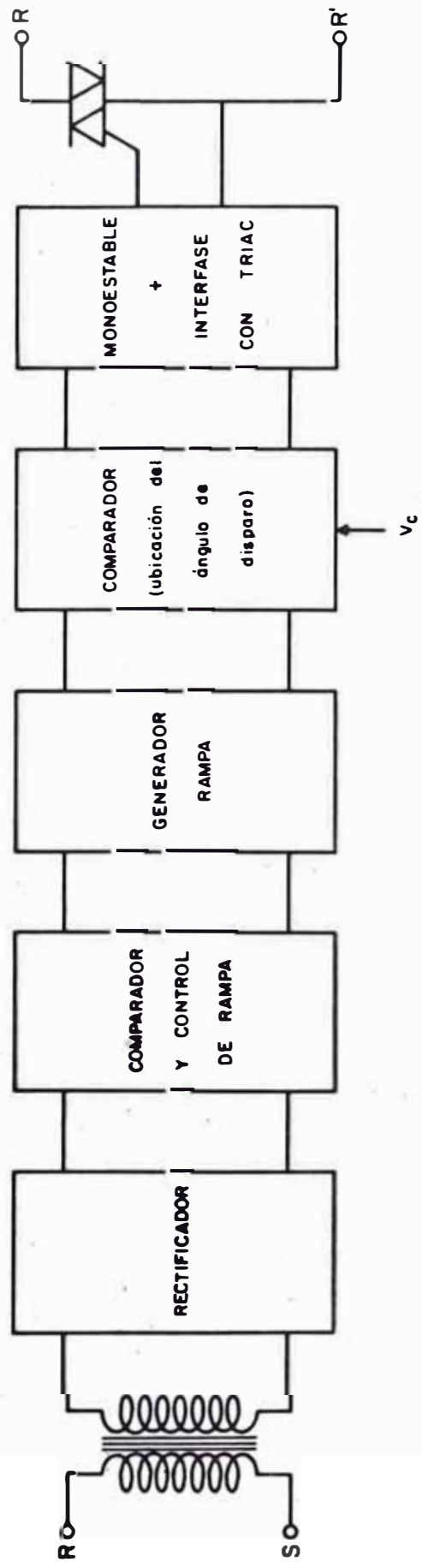


FIG. 3-3(a) DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE DISPARO DE TRIACS (CDT)

paro idénticos (figura 3-3.b). El método de control es el de fase, y en las vistas fotográficas se visualizan su funcionamiento. Debemos tener presente que el control de fase se realiza entre  $u^\circ$  y  $120^\circ$ , donde  $u$  es la cantidad de grados de solapamiento debido a la carga inductiva. La señal de mando que ubica el ángulo de disparo es el resultado de la comparación de la rampa sincronizada con la señal  $V_c$  que a su vez es producto del error que se tiene que corregir para mantener la aceleración de la corriente deseada.

### 3.2.b Control de límite de corriente

El control de límite de corriente mantiene los niveles de corriente del motor de acuerdo a la referencia variable.

En la figura 3-4 se muestra dicho control que es un regulador de corriente, cuyo sensor es un transformador de corriente en una de las fases de entrada, ya que la forma de onda de la corriente es no lineal, se usa un conversor valor eficaz/tensión continua del tipo "verdadero" de tal manera que el regulador mantiene el valor continuo de salida del conversor, similar al de la referencia variable; obteniéndose con esto la reproducción casi exacta de la aceleración de la corriente del motor, gobernada por la referencia variable.

Se hace mención que el conversor es un circuito integrado de gran precisión y bajo costo.



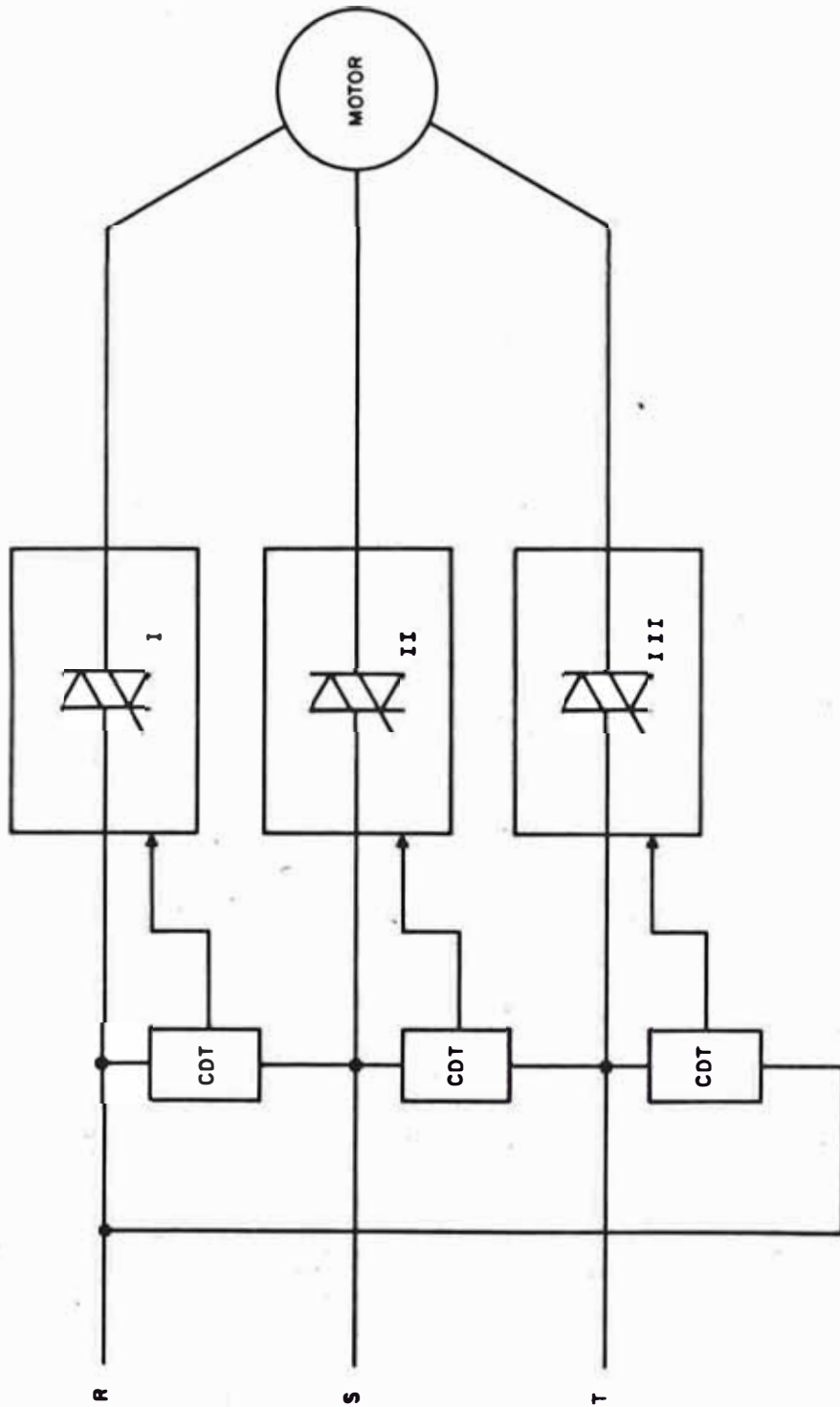


FIG. 3-3(b) SINCRONISMO DEL CIRCUITO DE POTENCIA

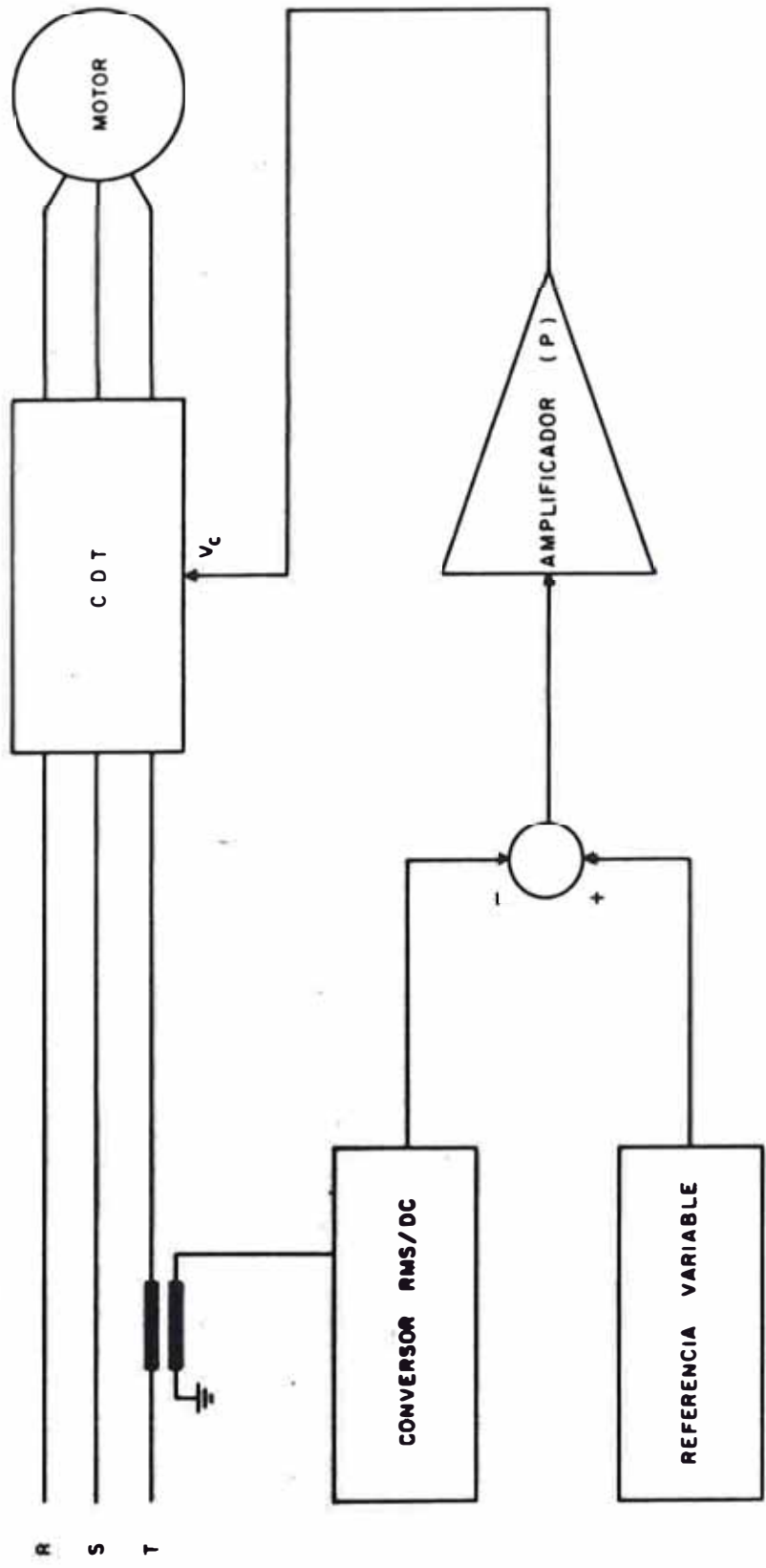


FIG. 3-4 DIAGRAMA DE BLOQUE DEL CONTROL DEL LIMITE DE CORRIENTE

### 3.2.c Circuito Generador de la Señal de Referencia Variable

Este circuito genera una rampa digital (salida de un conversor D/A) que sigue una ley de formación como la de la figura N°3-6. Este circuito está compuesto de dos secciones, las cuales se muestran en la figura N°3-5.

El generador de la señal de referencia variable ( $D/A_1$ ) y la base de tiempo ( $D/A_2$ ), utilizando dos integrados 74191 y un conversor  $D/A_1$  obtenemos una rampa de pendiente variable. Los tiempos de cambio de pendiente se originan al comparar tres tensiones variables,  $VP_i$ , con una rampa digital,  $D/A_2$ , que determina en los controles Enable y Updown del 74191 las pendientes deseadas. Esta forma de obtener la señal de referencia variable no involucra el uso de condensadores electrolíticos para generar los barridos y temporizaciones respectivas.

En la figura N°3-6 se muestra el diagrama de tiempo de este circuito. La señal L proviene de circuitos de inicialización.

### 3-2.d Circuito de Inicialización y Apagado

En la figura N°2-3 se muestra la corriente de inducción de arranque  $I_0$  que es necesaria para vencer la inercia total de arranque del conjunto motor-carga. Esta corriente inicial tiene que excitar al motor en un tiempo relativamente pequeño. En la figura 3-7 se tiene el

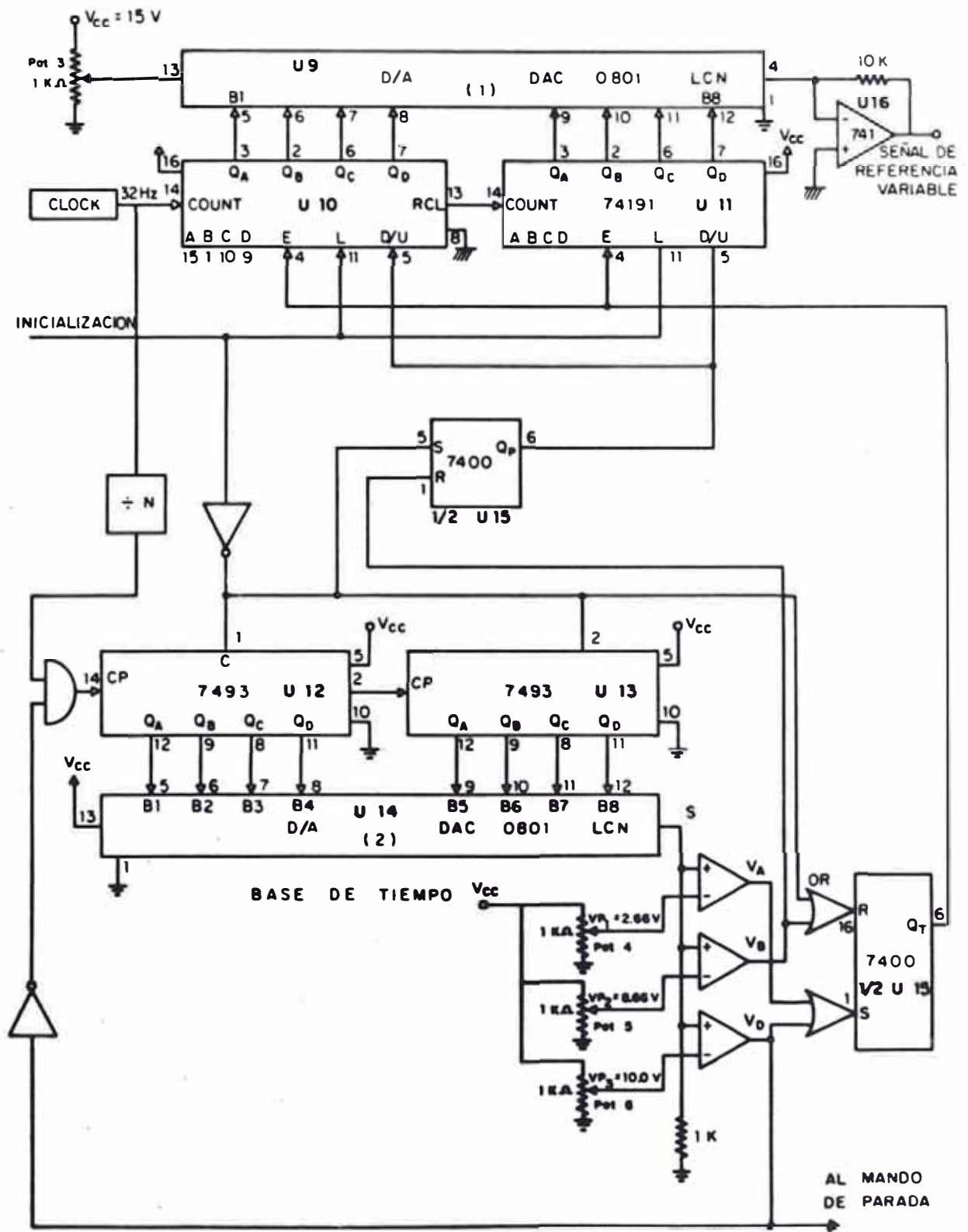


FIG. 3-5 CIRCUITO GENERADOR DE LA SEÑAL DE REFERENCIA VARIABLE

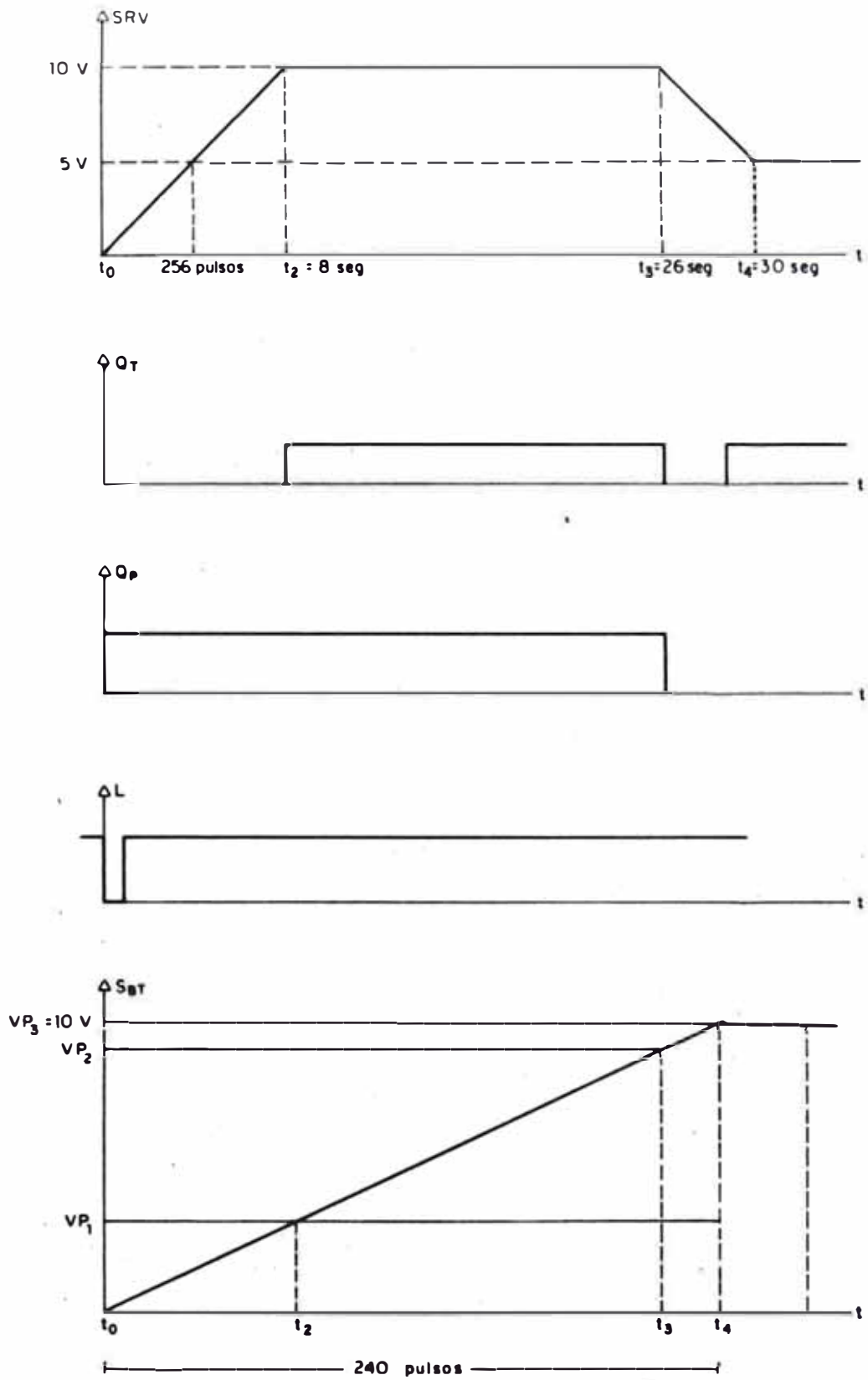


FIG. 3-6 DIAGRAMA DE TIEMPOS DE OPERACION DEL CIRCUITO GENERADOR DE LA SEÑAL DE REFERENCIA

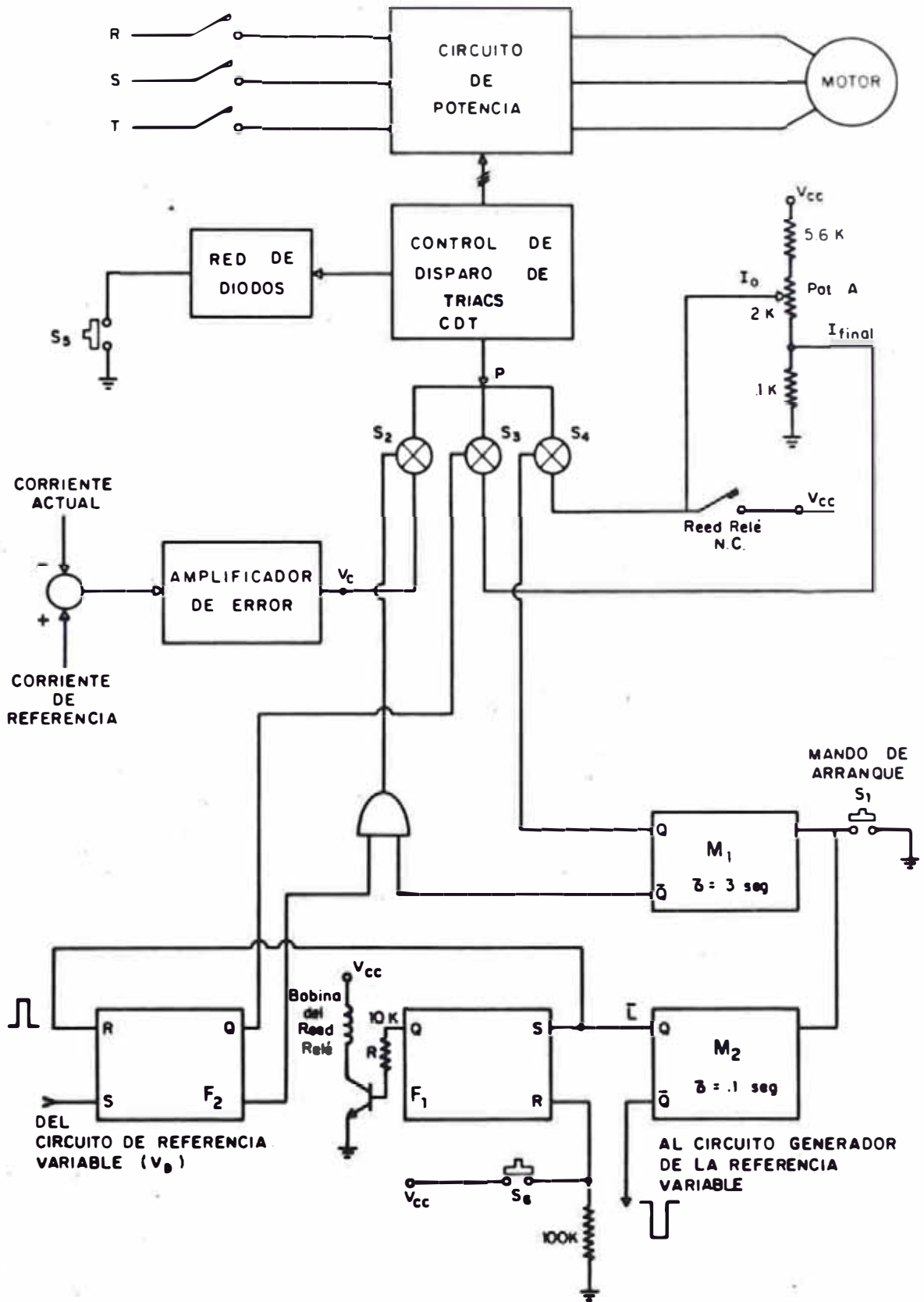


FIG. 3-7 ESQUEMA DE ARRANQUE Y PARADA

diagrama de bloques del circuito de arranque y parada cuyo funcionamiento a continuación detallamos: Los contactos por fase han sido activados, disponiéndose de esta manera la tensión de red. Asimismo, se acciona el switch  $S_1$  que acciona a los conmutadores analógicos  $S_2$  y  $S_3$  a estar abiertos y  $S_4$  a estar cerrado. Al mismo tiempo se origina el pulso de inicialización L y se dispara al flip flop  $F_1$  con el fin de aperturar al reed relé (contactos - normalmente cerrados) y colocar la tensión del potenciómetro  $P_A$  en el terminal de control del circuito de disparo de triacs a fin de tener la corriente inicial  $I_0$ , por medio de  $S_4$ .

La acción de inicialización permite que la señal de error del regulador llegue a las condiciones estacionarias parecidas a las de lazo cerrado con el fin de evitar sobrecorrientes de arranque por desviación del error.

Se hace hincapié que cuando se tiene disponible el sistema sin inicialización el error es máximo ya que no existe corriente por el motor.

El control de estado estacionario se hace por medio de  $F_2$ . Cuando la señal rampa de la base de tiempo llega a 10 Volt (30 seg), la señal  $V_D$  cambia de estado a "1" lógico, el cual dispara a  $F_2$  y Q, tiene el estado "1" mientras  $\bar{Q} = 0$ . Esto cambia P de  $S_2$  a  $S_3$ .  $F_2$  es puesto a Reset por el pulso  $\bar{L}$ . La tensión que llega por  $S_3$  es

la que se requiere para poner el ángulo de disparo a cero grados aproximadamente y fluya la corriente nominal al motor.

El circuito de parada consiste en una red de diodos inhibidores de los puntos de disparo y van colocados en las bases de los transistores excitadores de los transformadores de pulso de disparo de los triacs. Accionando el switch  $S_5$  los diodos se colocan en un camino más bajo de impedancia que el transistor, derivándose a tierra la corriente de los pulsos de disparo. Accionando el switch  $S_6$  se asegura que el control regulador quede aislado del circuito de disparo; colocando el ángulo de disparo de los triacs fuera del rango de trabajo de ellos; es decir, no conducirán (ángulo de disparo mayor de  $120^\circ$ ).



CAPITULO IV  
DISEÑO DEL METODO DE LIMITE DE  
CORRIENTE.

En este capítulo se diseñará los distintos bloques mostrados en la figura N°3-4. El motor a usarse en el diseño es un motor de inducción Jaula de Ardilla de 5 HP, con una corriente nominal de 14 Amp. Debido al uso de esta clase de motores en ambientes de gran nivel de ruido, el diseño circuital se hará en base a tecnologías de menos sensibilidad al ruido y utilizando características de protección contra interferencias. Se hará uso intensivo de circuitos integrados comerciales y ampliamente probados en la industria, de tal manera de obtener la confiabilidad necesaria. No se pretende hacer un estudio exhaustivo del sistema considerando aspectos de no linealidad introducidas por la conmutación de corriente y el motor en sí, por ser la operación del sistema de arranque una condición prácticamente de transitorio.

La asunción principal de este diseño es considerar que la corriente de arranque del motor es en el peor caso 10 veces la corriente nominal. Con esta asunción, comprobada experimentalmente, nos ahorra el modelado del motor y la simulación para calcular corrientes máximas -

en las condiciones pulsantes de corriente como se muestra en la figura 3-2(b).

#### 4.1 Control de Disparo de Triacs

##### 4.1.1 Sincronismo

La figura 3-3 muestra la obtención de las señales de sincronismo para el disparo de los triacs. En dicho esquema los triacs son controlados en fase simétricamente en los medios ciclos positivos y negativos. La figura 4-1(a) y 4-1(b) muestran las ondas de voltaje para diferentes ángulos  $\alpha$  del control de fase. Ya que la carga no tiene neutro, al menos dos triacs deben conducir simultáneamente para establecer la corriente de estator de la máquina.

##### 4.1.2 Circuito de Disparo de los triacs

La figura 3-3(a) muestra el diagrama de bloques del circuito de disparo de triacs (CDT).

En el diseño se ha hecho uso de circuitos integrados que usan tensiones de trabajo  $\pm$  15 Volts y usados ampliamente en los ambientes industriales. Este circuito se repite tres veces para tener los respectivos pulsos para los 3 triacs.

##### 4.1.2.a Transformador, Rectificador y Comparador

Estos tres componentes adecuan la señal trifásica a valores de pequeña señal del tipo pul-

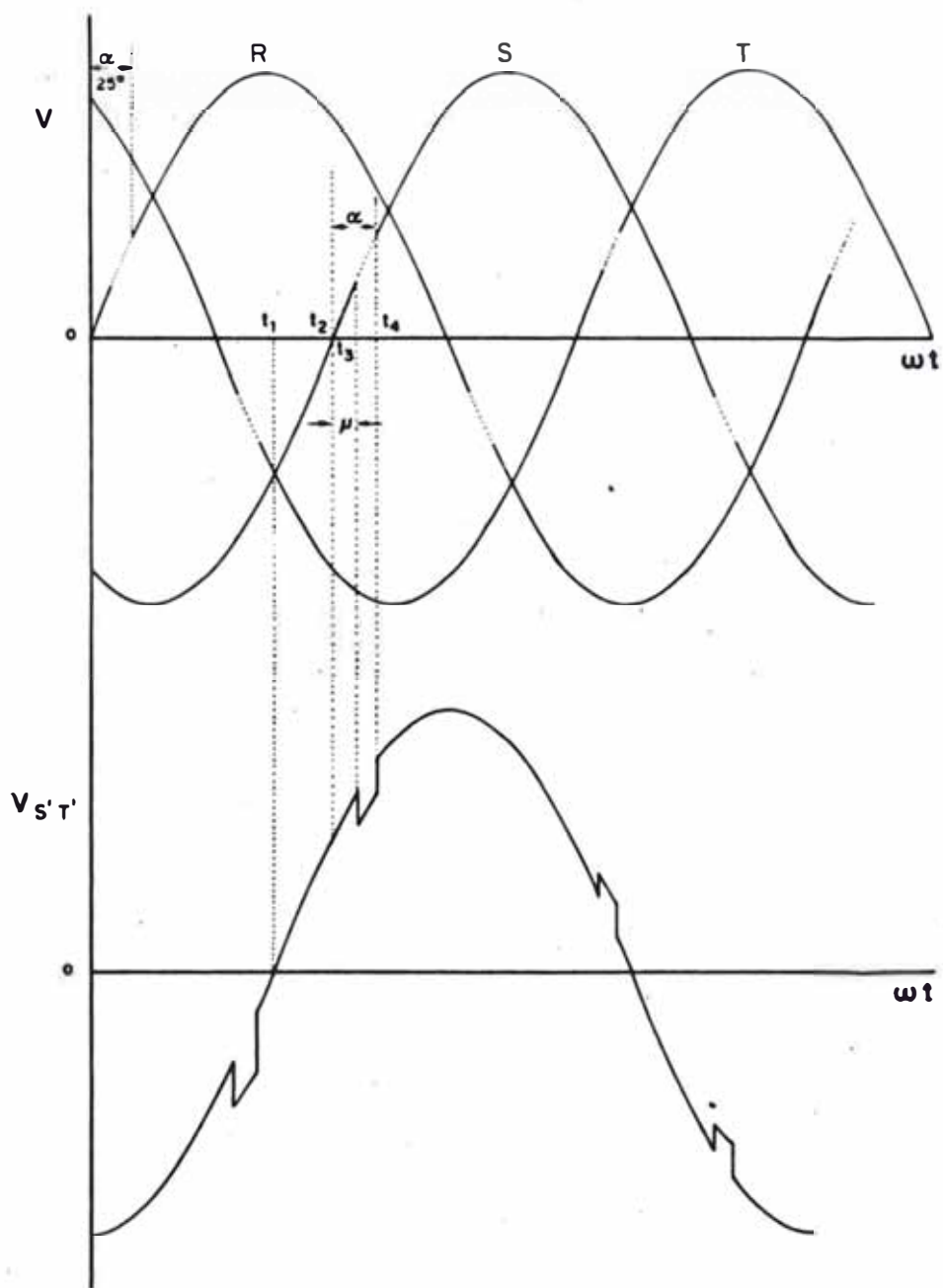


FIG. 4-1(a) ONDA DE VOLTAJE PARA  $\alpha = 25^\circ$

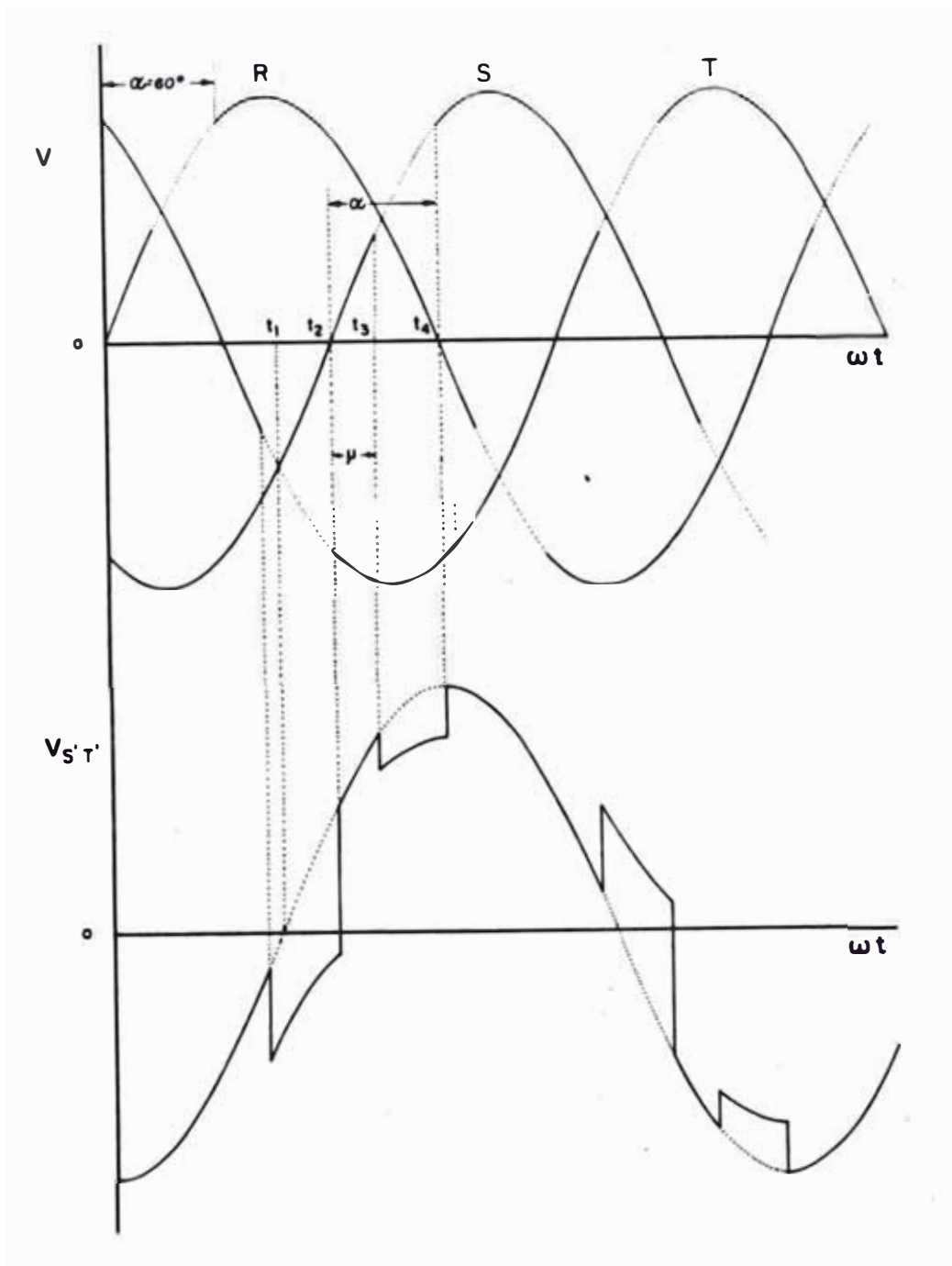


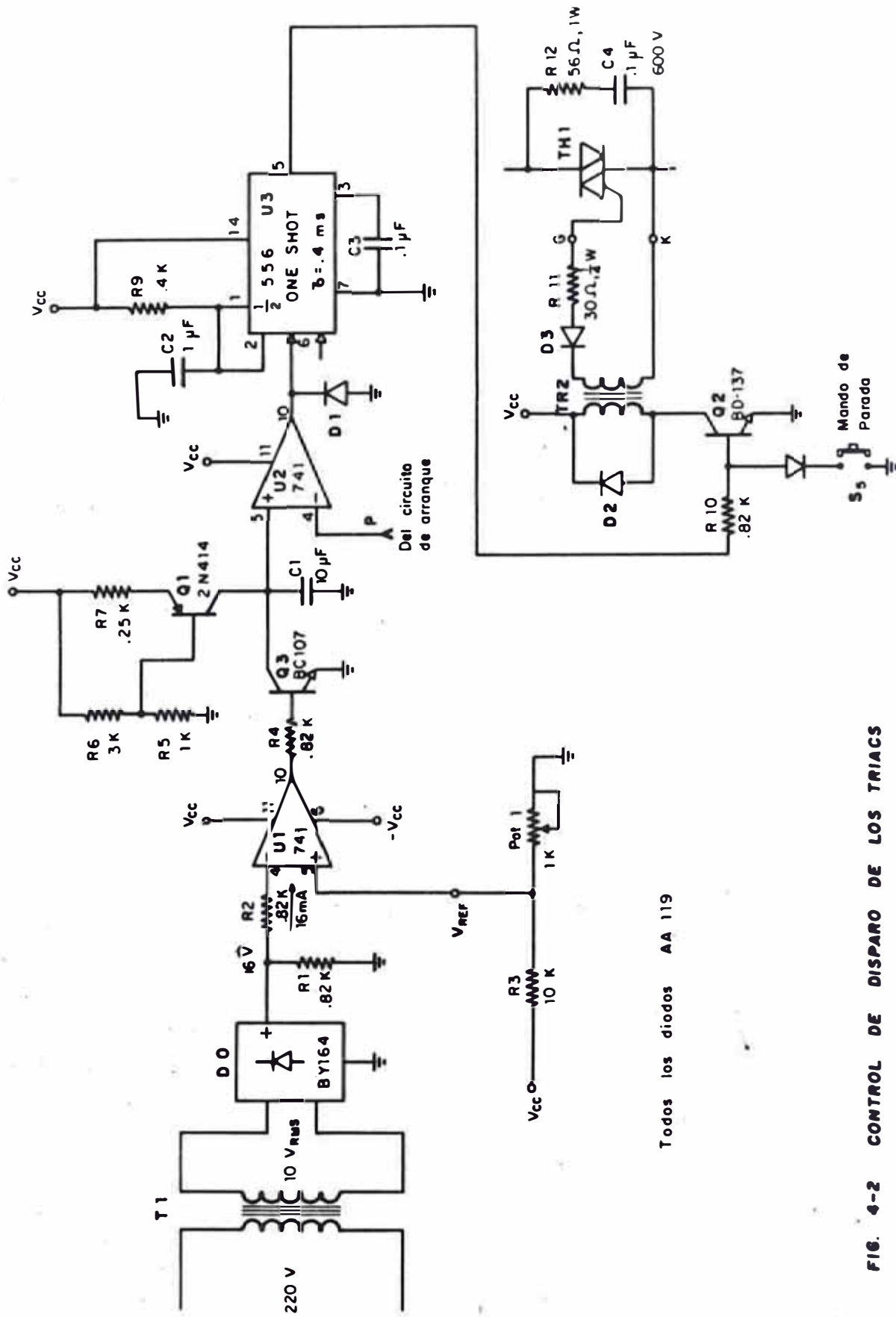
FIG. 4-1(b) ONDA DE VOLTAJE PARA  $\alpha = 60^\circ$

so que sincroniza al switch del generador rampa. El transformador se ha diseñado 220/12 V<sub>rms</sub> con el fin de disminuir el error del cruce por cero del rectificador. El rectificador es de tipo puente, debido a que se necesita un pulso para el triac que conduce en las comas positivas y otro pulso en las negativas, con un PIV de 50 y la resistencia de carga es de 820 ohm que asegura la conducción apropiada de los diodos. El comparador es un amplificador operacional, el 741, el pin de la entrada inverso está a una tensión positiva relativamente pequeña que origina los pulsos sincronizante del generador rampa al disminuir la onda de línea rectificada por debajo de esta pequeña tensión. El nivel de dicha tensión es ajustada experimentalmente de tal manera de descargar al condensador del generador rampa (figura 4-2).

#### 4.1.2.b Generador Rampa

Este circuito tiene como finalidad poder controlar los pulsos de disparo en el rango de trabajo de 0° á 120°, hecho que no se podría realizar si usase directamente la tensión senoidal, porque el control sería solamente de 0° á 90°.

El generador está construido por 2 componentes; la fuente de corriente constante que carga un condensador y el switch de descarga de dicho condensador. Se sabe que la tensión en un condensador cargado linealmente responde a la siguiente expresión:



Todos los diodos AA 119

FIG. 4-2 CONTROL DE DISPARO DE LOS TRIACS

$$V = \frac{I}{C} t$$

Donde datos del diseño serían,  $t = 8.3$  ms, y  $V$  que es la tensión máxima en el condensador y depende del valor de la tensión de control. Se escoge 10 voltios, lo que permite un gran rango de excursión de la señal de control. Como generalmente los valores de capacidad son discretos, asumiremos un valor típico de 10 uf, y ajustaremos el valor de  $I$  de tal manera de hacer consistente todos estos valores de  $V$ ,  $t$  y  $C$  según la expresión.

$$V = \frac{I}{C} t$$

La  $I$  resultante es de 12 mA, la cual es la corriente de colector de la fuente de corriente. Es necesario que el transistor permanezca en zona activa durante todo el proceso de carga del condensador. Por esta razón  $R_7$  se diseña considerando el menor  $V_{CE}$  de  $Q_1$ , 2 voltios. Cuando el condensador esté en 10 voltios;  $R_7$  será  $3v/12 \text{ mA} = 250\text{ohm}$  cuando la fuente sea de 15V. Para originar los 12 mA, se diseña un circuito de polarización de base del transistor, que por simplicidad se obvia, cuyos valores son:  $R_5 = 1K$  y  $R_6 = 3K$ . Se requiere un potenciómetro de ajuste  $P_3$  para uniformar las tres rampas de los tres CDT. El transistor utilizado como switch y fuente es de 2N414 que cumple las especificaciones del circuito ampliamente; el condensador no es electrolítico.

4.1.2.c Comparador (ubicación del ángulo de disparo)

Conformador de pulso de disparo e interface. Circuito de control de triacs.

Este bloque ubica la posición del pulso de disparo, al comparar la señal de error del lazo de control de límite de corriente con la señal rampa. Esta comparación es la que impone el nombre al control por fase.

La salida de este comparador es conformado a un pulso de disparo apropiado. El conformador es un monoestable utilizando el timer 556 con un ancho de pulso de 400 microsegundos, de esta manera  $R_9 = 400 \text{ ohm}$  y  $C_2 = 1 \text{ uF}$ . Dicho monoestable es disparado por los flancos positivos de la salida del comparador.

Es necesario un aislamiento entre el circuito de control de baja señal y el circuito de potencia.

Se usó un transformador de pulsos de tal manera de poder acoplar los pulsos de disparo a los triacs.

La relación de vueltas es 1:1. Un transistor 2N3055 conmuta el devanado primario del transformador de pulso con la fuente de alimentación.



El diodo  $D_2$ , protege al transistor  $Q_2$  de sobrevoltajes colector-emisor,  $D_3$  y  $D_4$  rectifican la salida de los primarios de los transformadores para no dañar a los triacs.

La resistencia  $R_{10} = 820$  ohmios, acopla la salida del monoestable al conmutador  $Q_2$ , proporcionando una corriente de base de  $(15-0.7)/820 = 17.4$  mA que es suficiente para excitar al transformador de pulso.

El circuito así diseñado fue comprobado experimentalmente, obteniéndose los resultados de - seados.

#### 4.2 Control de Límite de Corriente

Básicamente el control de límite de corriente es un regulador de corriente, que trata de mantener el valor de la corriente del motor dentro del margen de error del regulador, teniendo como señal de referencia la mostrada en la figura N°2-3.

En la figura 4-3 se muestra el circuito de control del límite de corriente y consta de las secciones de medida y amplificación del error.

##### 4.2.1 Medidor de la Corriente Actual

Como se requiere el valor de la corriente, se coloca una resistencia shunt en una de las fases. La tensión en dicha resistencia será proporcional a la corriente que por ella fluye. Esta tensión es acoplada al

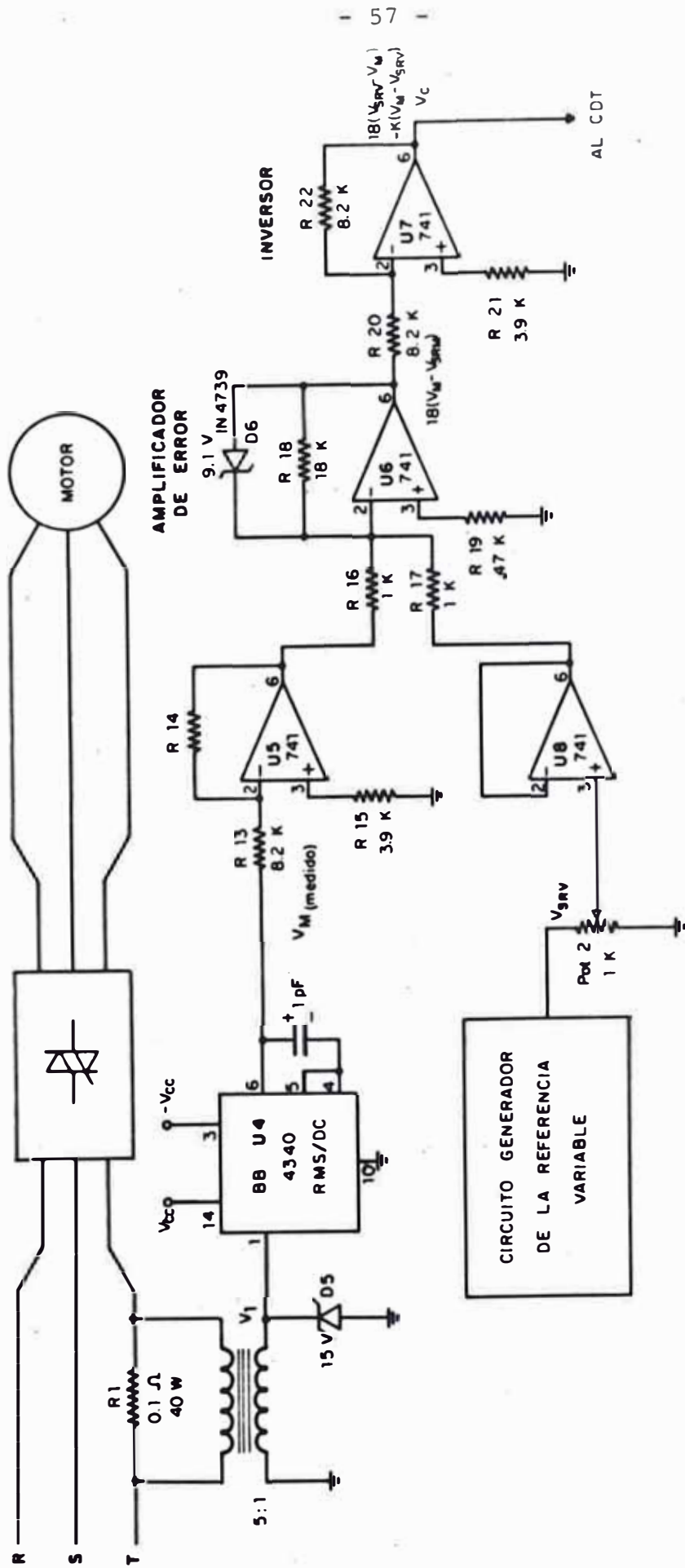


FIG. 4-3 CONTROL DEL LIMITE DE CORRIENTE

circuito de control por medio de un transformador. Se ha escogido un valor de  $R_1 = 0.1$  ohm y 40 W de disipación. Suponiendo un incremento en la corriente nominal del 42% en régimen estacionario como medida de seguridad.

El transformador es elevador y tiene un factor de relación de vueltas de 5. Debido a que en el momento del arranque, la corriente por fase es no lineal, la tensión de salida del transformador excita a un circuito integrado denominado conversor de verdadero valor eficaz a valor continuo. De esta forma, la salida de este conversor es una tensión continua proporcional a la tensión eficaz de salida del transformador y por ende proporcional a la tensión eficaz por fase que deseamos regular.

#### 4.2.2 Amplificador de error

La función del amplificador de error es la de amplificar y realimentar negativamente la desviación del valor medido de la corriente ( $V_M$ ) con respecto a la señal de referencia variable ( $V_{SRV}$ ) y mantener  $V_M$  dentro del margen de error.

La relación que se desea como salida de este amplificador es la siguiente:

$$V_c = K (V_M - V_{SRV})$$

Donde  $V_c$  es la tensión de control que se introduce en el CDT para variar la fase de los pulsos de disparo.

Para lograr la expresión  $V_c$ , se usa el circuito de la figura 4-3, donde el amplificador de error tiene dos etapas, una de amplificación ( $K = 18$ ) y la otra de simple inversión ( $U_5$  y  $U_6$ ).

$U_5$  sirve para invertir  $V_M$  y tener la realimentación negativa. Pot 2 es ajustada experimentalmente para tener una relación de valores de  $-V_M$  y  $V_{SRV}$  constantes. Los valores de resistencia para tener  $K = 18$  son los siguientes:  $R_{18} = 18 \text{ K}$ ,  $R_{16} = R_{17} = 1 \text{ K}$ . Los inversores se han diseñado para tener una impedancia de  $8.2 \text{ K ohm.}$ , la cual implica  $R_{14} = R_{22} = R_{13} = R_{20} = 8.2 \text{ K}$  y  $R_{21} = R_{15} = 3.9 \text{ K}$ .

El amplificador de error es del tipo proporcional, porque dado que el tiempo de arranque se hace a lo largo de 30 segundos, no es necesario una compensación adicional. La ganancia de 18 asegura un margen de error de al menos  $(100/18)\% = 5.56\%$ , que es más que suficiente para que la corriente de fase siga la variación de la señal de referencia.

#### 4.3 Circuito Generador de la Señal de Referencia Variable

Este circuito tiene la misión de establecer la señal de referencia variable, que utilizará el amplificador de error para colocar al circuito de disparo de triacs una tensión que origine un ángulo de disparo ( $V_c$ ) que a su vez implique una corriente determinada.

La figura 3-5 muestra el contorno que debe de tener la corriente eficaz por fase. Como la corriente eficaz nominal del motor es 14 A, el 150% de dicha corriente es 21 A.

Por consiguiente, la máxima corriente que pasará por el motor será de 21 A ya que el regulador impedirá un aumento sobre este valor.

La tensión  $V_M$  de la figura 4-3, para 21A es de 9.45  $V_{dc}$ , ya que se tiene  $V_1 = 0.1 \text{ ohm} \times 21 \times 4.5 = 9.45 V_{rms}$  y como el conversor RMS/DC es lineal, se tendrá a la salida de este conversor 9.45  $V_{dc}$ . Este valor es importante, porque señala el máximo valor que puede tener la señal de referencia variable.

La señal de referencia variable se ha diseñado como producto de un circuito digital, que se muestra en la figura 3-5.

Este circuito genera una rampa digital (salida de un conversor D/A) que sigue una ley de formación similar a la característica corriente eficaz versus tiempo mostrada en la figura 3-6.

El circuito está compuesto de dos secciones: El generador de la señal de referencia variable ( $D/A_1$ ) y la base de tiempo ( $D/A_2$ ), utilizando 2 x 74191 y un conversor  $D/A_1$  obtenemos una rampa de pendiente variable. Los tiempos de cambio de pendiente se originan al comparar -

tres tensiones variables,  $V_{p_i}$ , con una rampa digital (D/A<sub>2</sub>), que determina en los controles Enable y Updown del 74191 las pendientes deseadas. Esta forma de obtener la señal de referencia variable no involucra el uso de los condensadores electrolíticos para generar los barridos y temporizaciones respectivas. En la figura N°3-6 se muestra el diagrama de tiempo de este circuito. La señal L proviene de circuitos de inicialización.

El sistema de generación de la referencia variable trabaja con 8 bits, eso implica que las dos rampas digitales se originan a partir de 256 pulsos. Los tiempos en la figura 3-6 han sido usados para el motor de 5 HP. De dicha figura, se deduce que el reloj para los contadores que excitan al D/A<sub>1</sub> es de frecuencia de  $256/8 = 32\text{Hz}$ .

Para los contadores del D/A<sub>2</sub>, se usan 240 pulsos para los 30 segundos que dura el tiempo de arranque, lo cual implica que el reloj para la base de tiempos es de 8 Hz.

El reloj está diseñado con el timer 556 que oscila a 32 KHz. Para obtener las frecuencias de 32 Hz y 8 Hz, se usa en cascada un divisor por 1,000 y por 4 respectivamente. Las tensiones  $V_{p_i}$  son como siguen:  $V_{p1} = 2.66\text{v}$ ,  $V_{p2} = 8.66\text{ v}$  y  $V_{p3} = 10\text{ v}$ , ya que tiene 10 v de máxima escala para los 30 segundos. Los conversores D/A son dos DAC 0801/LCN de 8 bits de excelentes características. Los comparadores son amplificadores operacionales 741. -

Los comparadores son amplificadores operacionales 741. Los flip flop RS han sido diseñados con NANDS 7400, al igual que los inversores.

#### 4.4 Circuito de Control de Inicialización, Estado Estacionario y Apagado

El circuito de parada consiste en una red de diodos inhibidores de los puntos de disparo y van colocados en las bases de los transistores excitadores de los transformadores de pulso de disparo de los triacs. Accionando el switch  $S_4$  los diodos se colocan en un camino más bajo de impedancia que el transistor, derivándose a tierra la corriente de los pulsos de disparo. Accionando el switch  $S_5$ , se asegura que el control regulador quede aislado del circuito de disparo, colocando el ángulo de disparo de los triacs fuera del rango de trabajo de ellos, es decir no conducirán (ángulo de disparo mayor de  $120^\circ$ ).

En la figura 2-3 se muestra la corriente de inducción de arranque  $I_0$  que es necesaria para vencer la inercia total del conjunto motor-carga.

Esta corriente inicial tiene que excitar al motor en un tiempo relativamente pequeño. En la figura N°3-7 tiene el diagrama de bloques del circuito de arranque y parada cuyo funcionamiento a continuación se indica: Los contactores por fase han sido activados, disponiéndose de esta manera la tensión de red. Asimismo, se acciona

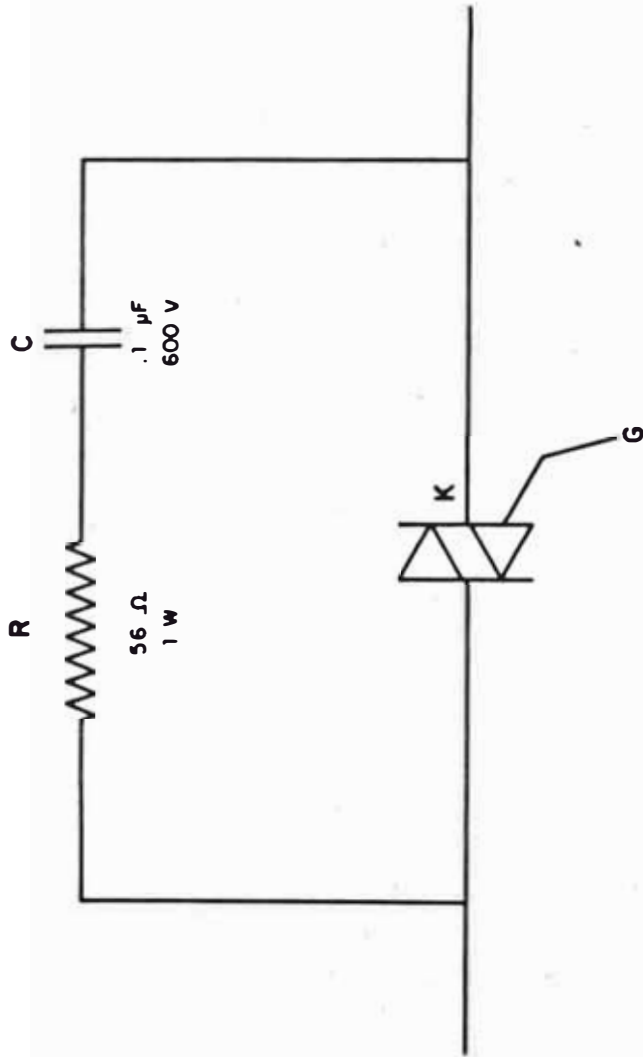


FIG. 4-4 CIRCUITO SNUBBER



el switch  $S_0$  que acciona a los conmutadores analógicos  $S_1$  a estar cerrado y  $S_2$  a estar abierto. Al mismo tiempo, se origina el pulso de inicialización  $L$  y se dispara al flip flop  $F_1$  con el fin de aperturar al reed relé (contactos normalmente cerrados) y colocar la tensión del potenciómetro Pot A en el terminal de control de circuito de disparo de triacs a fin de tener la corriente inicial  $I_0$ . La acción de inicialización permite que la señal de error del regulador llegue a las condiciones estacionarias parecidas a las de lazo cerrado con el fin de evitar sobrecorrientes de arranque por desviación del error. Se hace hincapié que cuando se tiene disponible el sistema sin inicialización el error es máximo, ya que no existe corriente por el motor. El control de estado estacionario se hace por medio de  $F_2$ . Cuando la señal rampa de la base de tiempo llega a 10 v (30 seg) la señal  $V_D$  cambia de estado a "1" lógico, el cual dispara a  $F_2$  y  $Q$  tiene el estado 1 y  $\bar{Q} = 0$ . Esto conmuta  $P$  de  $S_2$  a  $S_3$ .  $F_2$  es puesto Reset por el pulso  $\bar{L}$ . La tensión que llega por  $S_3$  es la que se requiere para poner el ángulo de disparo a cero grados aproximadamente y fluya la corriente nominal al motor.

#### 4.5 Circuito de Potencia y Protección de Triacs

El circuito de potencia está compuesto de 3 conmutadores formado por triacs cada uno. La corriente eficaz en el arranque no supera los 21  $A_{rms}$ . Como en el mercado local es difícil la obtención de triacs de potencia,

se pudo adquirir el SC 266 que soporta  $40 A_{rms}$ ; 600 V.

De los datos del fabricante, el  $dv/dt$  del triac mínimo es 10V/useg. De la referencia N°10 con  $220 V_{rms}$  de línea y una corriente eficaz de  $26 A_{rms}$  se halló  $R = 56$  y  $C = .1$  uf para los componentes del Snubber.

## CAPITULO V

### RESULTADOS EXPERIMENTALES Y VISTAS FOTOGRAFICAS

En este capítulo se describe el comportamiento real del sistema diseñado en un prototipo en breadboard de laboratorio sobre una máquina de inducción de 5 HP, Jaula de Ardilla.

#### 5.1 Resultados Experimentales

Se construyó un modelo experimental de arranque de un motor de inducción de 5 HP, utilizando el método por límite de corriente. Se pudo comprobar experimentalmente la variación de la velocidad según la señal de referencia en un tiempo de 30 segundos, permitiendo que la máquina llegue suavemente a un valor final de velocidad. Se tuvieron problemas iniciales en el cálculo del valor de la corriente mínima de arranque, que equivale a un 30% de la corriente nominal; una vez logrado dicho valor, la máquina puede empezar a girar.

Los ruidos inherentes a un montaje experimental de este tipo fueron eliminados utilizando cable coaxial, líneas de tierra adecuadas y un aislamiento mecánico del motor con los circuitos de disparo.

Dado el poco tiempo de alimentación con corrientes no sinusoidales no se notó calentamiento adicional del motor en el momento del arranque.

## 5.2 Vistas fotográficas del Experimento

Las vistas fotográficas F1 a F10 muestran las señales obtenidas en los circuitos de disparo (F1-F4). Las vistas F5 á F10 muestran las tensiones y corrientes del circuito de potencia.

Nótese en las vistas F7 al F10, como el ángulo de conducción varía desde aproximadamente 120 á 180°, dando una variación aproximada de 1/3 de la corriente nominal hasta la corriente nominal.

Los resultados experimentales demuestran la factibilidad de la aplicación del método propuesto y su reemplazo inmediato en vez de los métodos convencionales.

## 5.3 Relación de Componentes

Los componentes utilizados se describen a continuación.

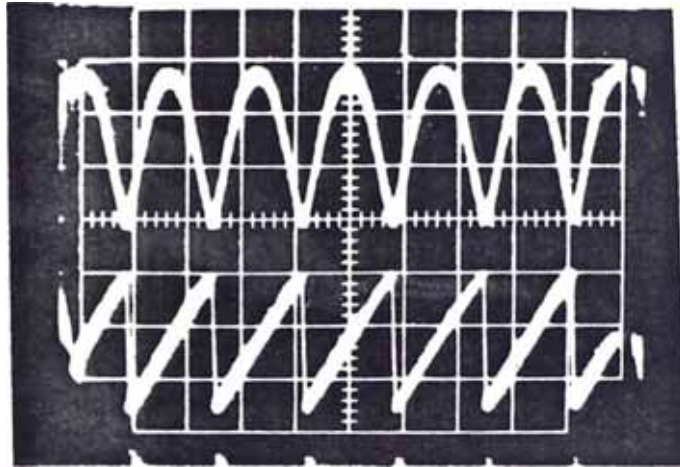
### 5.3.1 Circuito de Disparo de Triacs

Todas las resistencias son de 1/4 watt.

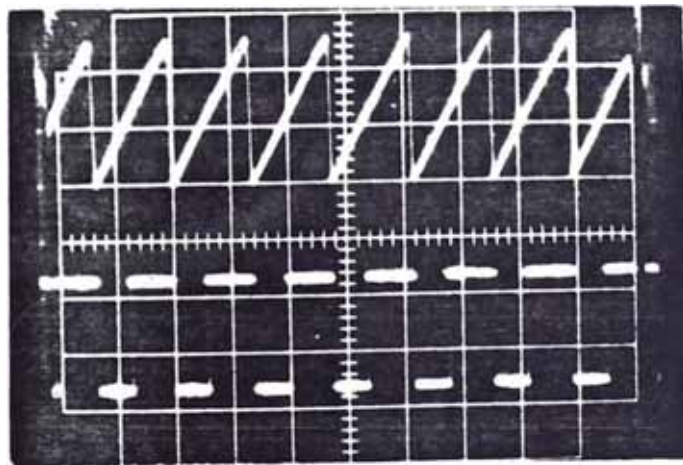
Rectificador:

T <sub>1</sub>	Transformador 220 V á 12 V
D <sub>o</sub>	Puente Rectificador BY164

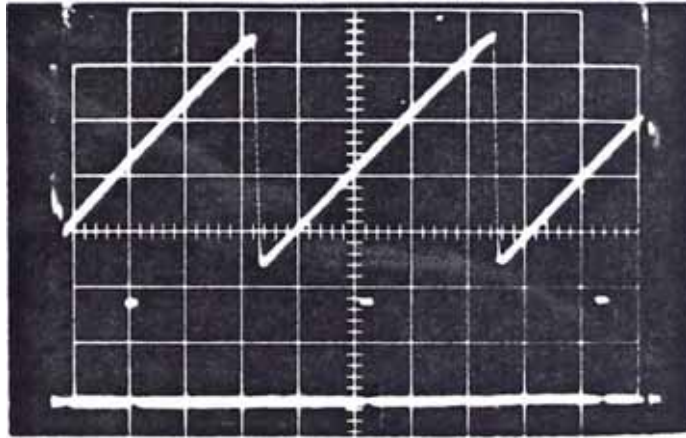
VISTAS FOTOGRAFICAS DEL PROYECTO



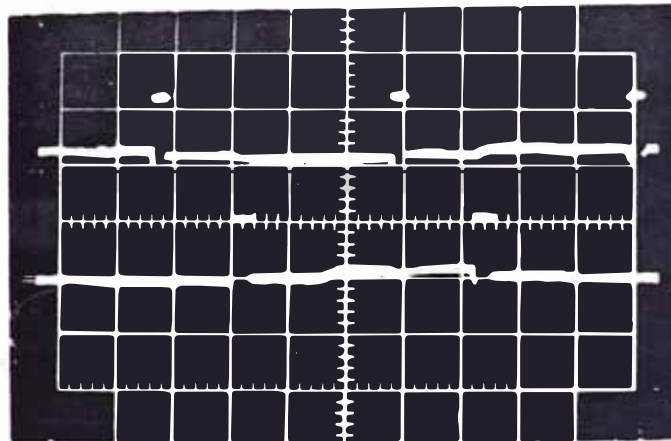
F<sub>1</sub>.- GENERACION DE LA SEÑAL DE RAMPA DE 120 Hz SINCRONIZADA A LA LINEA



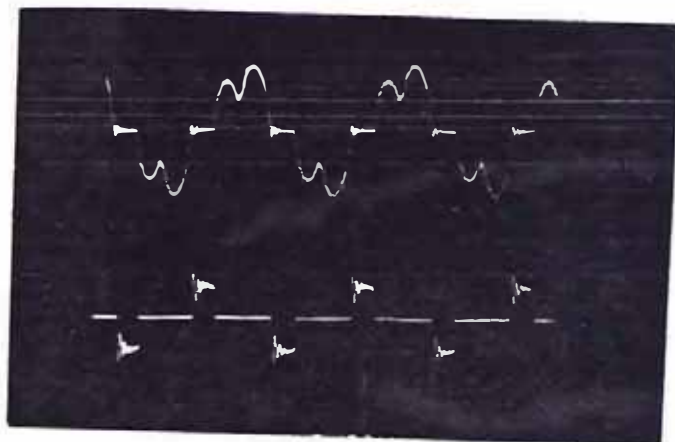
F<sub>2</sub>.- SALIDA DEL COMPARADOR



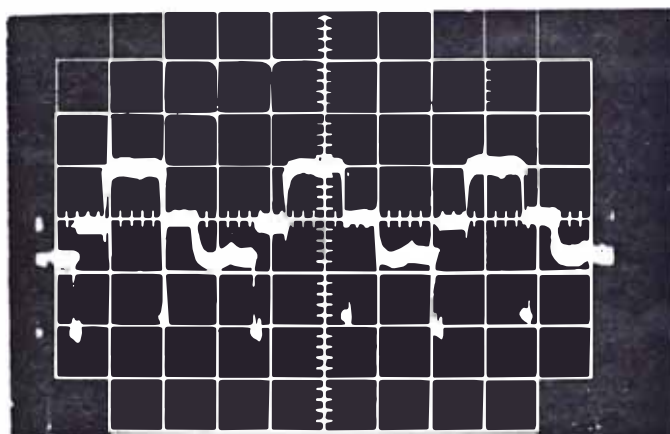
F<sub>3</sub>.- USO DE SALIDA DEL MONOESTABLE



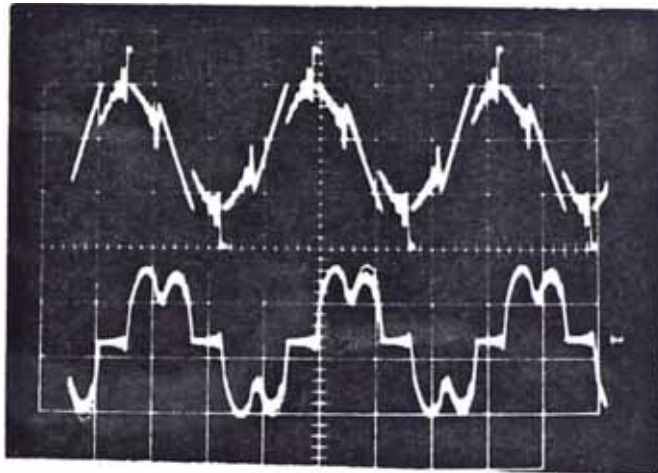
F<sub>4</sub>.- PULSOS DE DISPARO DESFAZADOS 120°



F<sub>5</sub>.- VISTA SUPERIOR: ONDA DE CORRIENTE POR FASE  
VISTA INFERIOR: FORMA DE ONDA DE LA TENSION  
ANODO-CATODO



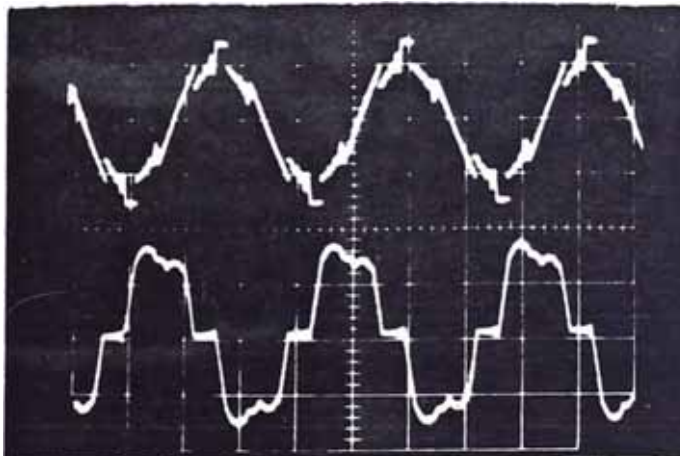
F<sub>6</sub>.- FORMA DE ONDA DE LA TENSION GATE-CATODO  
DEL TRIAC USADO EN ESTE PROYECTO



F<sub>7</sub>.-  $\alpha = 120^\circ$

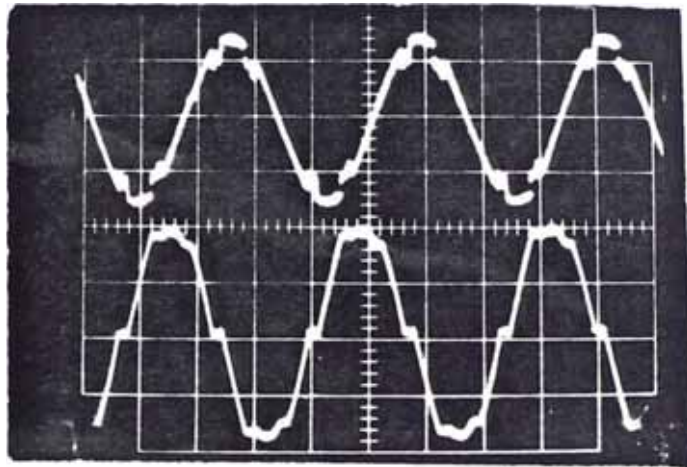
VISTAS SUPERIORES: FORMA DE ONDA DE LA TENSION ENTRE TERMINALES DEL MOTOR PARA ANGULOS DE DIS PARO

VISTAS INFERIORES: FORMA DE ONDA DE LA CORRIEN TE POR FASE, PARA LOS MISMOS.

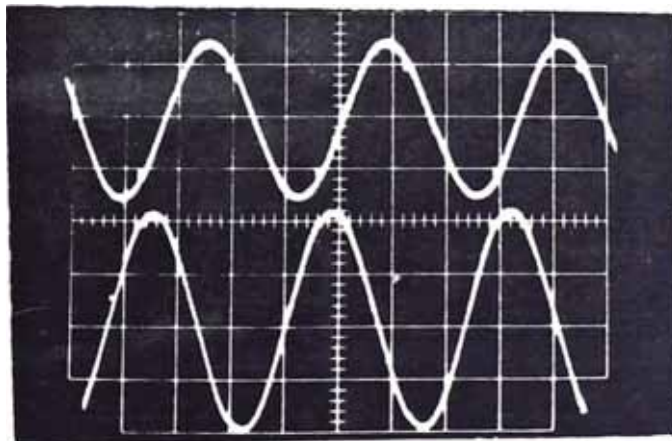


F<sub>8</sub>.-  $\alpha = 155^\circ$





F<sub>9</sub>.-  $\alpha = 170^\circ$



F<sub>10</sub>.-  $\alpha = 180^\circ$

Comparador y Control de Rampa:

R<sub>1</sub> 820 Ohm  
R<sub>2</sub> 820 Ohm  
R<sub>3</sub> 10 K  
Pot 1 1 K  
R4 820 Ohm  
U1 uA 741 amplificador operacional

Generador de Rampa:

R5 1K  
R6 3K  
R7 250 Ohm  
C1 10 uf  
Q1 2N414  
Q3 BC107

Comparador (Ubicación del ángulo de disparo):

U2 uA 741 Amplificador Operacional  
D1 Diodo AA119  
R8 5K  
Pot 2 10K

Monoestable + Interface con el Triac:

C2 1 uf  
Rg=R9 400 Ohm  
C3 .1 uf  
U3 1/2 NE556  
R10 6.8 K  
D2 Diodo AA119  
D3 Diodo AA119

TR2 Transformador de pulso 1:1  
R11 30 1/4 W  
R12 56 1 W  
C4 .1 uf 600 V  
TH1 Triac SC 266

5.3.2 Control de Límite de Corriente, Conmutador y  
Circuito de Inicialización

TR1 Transformador 5:1  
U4 Conversor RMS/DC Burr Brown 4340  
R<sub>13</sub> 8.2 K  
R<sub>14</sub> 8.2 K  
R<sub>15</sub> 3.9 K  
R<sub>16</sub> 1 K  
R<sub>17</sub> 1 K  
R<sub>18</sub> 18 K  
R<sub>19</sub> 486 Ohm  
R<sub>20</sub> 8.2 K  
R<sub>21</sub> 3.9 K  
R<sub>22</sub> 8.2 K  
Pot 2 1 K  
u<sub>5</sub> uA 741  
u<sub>6</sub> uA 741  
u<sub>7</sub> uA 741  
u<sub>8</sub> uA 741  
D5 diodo Zener TCG145A 15V  
D6 diodo Zener 1N4739 9.1 V  
U<sub>17</sub> 1/2 556

### 5.3.3 Generador Digital de la Señal de Referencia

Pot 3 1 K

U<sub>9</sub>, U<sub>14</sub> conversor digital análogo DAC 0801 LCN

U<sub>10</sub>, U<sub>11</sub> 74191 IC

U<sub>12</sub>, U<sub>13</sub> 7493 IC

U<sub>15</sub> 7400 IC

Pot 4, 5, 6, 1 K

U<sub>16</sub> uA 741

### 5.3.4 Circuito de Potencia

3 triacs SC266

### 5.3.5 Características del Motor

Para el estudio del sistema se utilizó un motor de inducción trifásico, de 5 HP, 220 V, 60 cps, rotor tipo jaula de ardilla, 1740 RPM.

## CONCLUSIONES

Se ha querido mostrar una nueva forma de control de un sistema de arranque electrónico para motores de inducción, la gran flexibilidad de los circuitos digitales integrados permite generar formas de onda y temporizaciones de una manera sencilla y de gran precisión. El uso de tiristores o triacs como elemento de control de potencia hacen del sistema más confiable, de fácil mantenimiento y de costo reducido a largo plazo.

Se hace presente que el costo inicial de este sistema eléctrico es mayor que el sistema estrella triángulo convencional, pero hay que hacer hincapié que los sistemas electrónicos de arranque tienen aplicaciones específicas, imposibles realizarlos con métodos convencionales.

La tecnología actual hace más confiable el uso de triacs habiéndose superado problemas iniciales tales como el disparo debido a ruido o al  $dv/dt$  del mismo.

Debido a los niveles de confiabilidad obtenida por los dispositivos de potencia el uso de este método de arranque tiene numerosas aplicaciones en la industria.

## BIBLIOGRAFIA

1. FITZGERALD, KINGSLEY, KUSKO  
Teoría y Análisis de las Máquinas Eléctricas  
Mc Graw-Hill, USA - 1975
2. RAYMOND RAMSHAW  
Electrónica de Potencia  
Chapman and Hall, Ltd., London 1977
3. RCA-SC15  
Manual de Transistores, Tiristores y Diodos  
ARBO SAC e I, Bs. As. 1972
4. DATA INC  
Thyristor Data Book  
Electronics Information Series, USA, 1983.
5. W. SHEPERD, J. STANWAY  
The Poly Phase Induction Motor  
Controlled by Firing Angle Adjustment of SCR.
6. GENERAL ELECTRIC CR170  
Solid-State Starters provide  
Controlled Reduced Voltage Starts.
7. WILLIAM KENLY, BIMAL BOSF  
Triac Speed Control of Three - Phase Induction motor  
with Phase-Locked Loop Regulation  
IEEE Trans. on Industry APPL, Vol. 1A-12, N°5, Sep/  
Oct 76
8. T.A. LIPO  
The Analysis of Induction Motors with voltage Control  
by Symmetrically Triggered Thyristors
9. ELECTRONICS DESIGN'S  
Principles of Data Acquisition and Conversion  
Vol. 3/6-23 Gold Book 76/77
10. RCA  
SCR Manual, Sixth Edition
11. GENERAL ELECTRIC  
semiconductor Data Handbook, Third Edition.

A P E N D I C E S

# Bi-Directional Triode Thyristor Hermetic Triacs

6A to 40A RMS Up to 600 Volts

<b>STUD/ TO-3 FLANGE</b>
<b>SC240</b>
<b>SC245</b>
<b>SC250</b>
<b>SC260</b>
<b>SC265</b>
<b>PRESS-FIT</b>
<b>SC241</b>
<b>SC246</b>
<b>SC251</b>
<b>SC261</b>
<b>SC266</b>







The triac is a silicon AC switch which may be gate triggered from an OFF-State to an ON-State for either polarity of applied voltage. These triacs are hermetically sealed devices which incorporate General Electric's patented POWER-GLAS™ process that improves upon normal passivation techniques. It provides an intimate bond between the silicon chip and the glass coating. The resulting stable, low-level leakage current provides excellent performance and demonstrated reliability.

**FEATURES:**

- POWER-GLAS™ passivated silicon chip for maximum reliability.
- Very low off-state (leakage) current at room and elevated temperatures.
- Inherent immunity from non-repetitive transient voltage damage (max. critical rate-of-rise of on-state current subsequent to voltage breakover triggering,  $di/dt = 10 \text{ A}/\mu\text{sec.}$ )
- Low on-state voltage at high current levels.
- Excellent surge current capability.
- 1800 volts RMS Surge Isolation Voltage on Isolated Triacs.
- Selected types available from factory for use where circuit requires operation
  - with popular zero voltage triggering IC's at 400 Hz
  - with low gate trigger current at higher voltage levels
  - at higher commutating  $dv/dt$  levels.

**SIX BASIC PACKAGES**

- Other packages available upon request.

<p><b>PRESS-FIT</b></p> 	<p><b>ISOLATED STUD With Press-on MT2 Terminal</b></p>  <p><b>TYPE 2</b></p>	<p><b>ISOLATED TO-3 FLANGE</b></p>  <p><b>TYPE 4</b></p>
<p><b>NON-ISOLATED STUD</b></p>  <p><b>TYPE 1</b></p>	<p><b>ISOLATED STUD With Solder Ring MT2 Terminal</b></p>  <p><b>TYPE 3</b></p>	<p><b>NON-ISOLATED TO-3 FLANGE</b></p>  <p><b>TYPE 5</b></p>

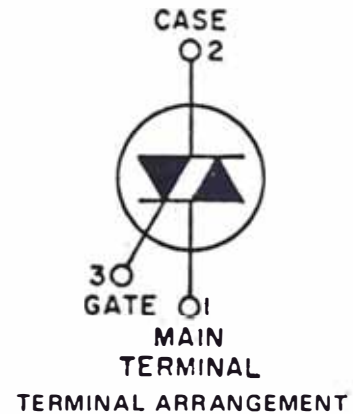
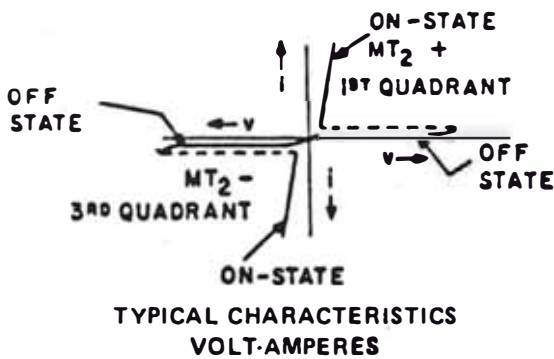


STUD/TO-3 FLANGE	PRESS-FIT
SC240, 45, 50, 60, 65	SC241, 46, 51, 61, 66

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

TYPE	RMS ON-STATE CURRENT $I_{T(RMS)}$ (1)	REPETITIVE PEAK OFF-STATE VOLTAGE, $V_{DRM}$ (2)				PEAK ONE FULL CYCLE SURGE (NON-REP) ON-STATE CURRENT, $I_{TSM}$ AMPERES		$I^2t$ FOR FUSING FOR TIMES AT (3)	
		B VOLTS	D VOLTS	E VOLTS	M VOLTS	50 Hz	60 Hz	(RMS AMPERE) <sup>2</sup> SECONDS, 1:0 MILLISECONDS	(RMS AMPERE) <sup>2</sup> SECONDS, 0:3 MILLISECONDS
						AMPERES	AMPERES		
SC240/241	6	200	400	500	600	74	80	18	26.5
SC245/246	10	200	400	500	600	90	100	20	41.5
SC250/251	15	200	400	500	600	90	100	20	41.5
SC260/261	25	200	400	500	600	230	250	150	260.0
SC265/266	40	200	400	500	600	275	300	300	375.0

- Peak Gate Power Dissipation,  $P_{GM}$  (4)
  - SC240/SC241, SC245/SC246, SC250/SC251, SC260/SC261 . . . . . 10 Watts for 10 Microseconds (See Figure 5A)
  - SC265/SC266 . . . . . 10 Watts for 20 Microseconds (See Figure 5B)
- Average Gate Power Dissipation,  $P_{G(AV)}$  . . . . . 0.5 Watts
- Peak Gate Current,  $I_{GM}$  (4) . . . . . (See Figures 6A, 6B, 6C)
- Peak Gate Voltage,  $V_{GM}$  (4) . . . . . (See Figures 6A, 6B, 6C)
- Storage Temperature,  $T_{stg}$  . . . . . -40°C to +125°C
- Operating Temperature,  $T_j$ 
  - SC240/SC241, SC245/SC246 . . . . . -40°C to +100°C
  - SC250/SC251, SC260/SC261, SC265/SC266 . . . . . -40°C to +115°C
- Stud Torque (Isolated and Non-Isolated Stud Types) . . . . . 25 Lb.-In. (29 Kg.-Cm) (2.8 N.-M)
- Insertion Pressure (Press-Fit Types) . . . . . (3.56 N x 10<sup>3</sup>) 800 Lbs. (364 Kg)
- Surge Isolation Voltage (5) . . . . . 1800 Volts RMS



NOTES:

1.  $I_{T(RMS)}$  ratings apply for 50 and 60 Hz with 360° conduction and at case reference point (see outline drawings) temperature as indicated on the following chart:

CASE REFERENCE POINT TEMPERATURE CHART

Device	A RMS	Stud/ Press-Fit	Isolated Stud	Non-Isolated TO-3 Flange	Isolated TO-3 Flange
SC240/SC241	6	82°C	80°C	80°C	79°C
SC245/SC246	10	80°C	78°C	78°C	76°C
SC250/SC251	15	86°C	83°C	83°C	80°C
SC260/SC261	25	80°C	75°C	75°C	71°C
SC265/SC266	40	81°C	74°C	74°C	68°C

- 2.  $V_{DRM}$  ratings apply for zero gate voltage only. Ratings apply for either polarity of main terminal 2 referenced to main terminal 1.
- 3.  $I^2t$  ratings apply for either polarity of main terminal 2 referenced to main terminal 1.
- 4. Ratings apply for either polarity of gate terminal referenced to main terminal 1.
- 5. Surge isolation voltage rating applies to isolated triacs only. Rating applies from main terminals 1, 2 and gate terminal to device mounting surface. Test voltage is 50 or 60 Hz sinusoidal waveform applied for one minute. Rating applies over the entire device operating temperature range.



# TECHNICAL DATA

A-II

AN EXCLUSIVE RADIO SHACK SERVICE TO THE EXPERIMENTER

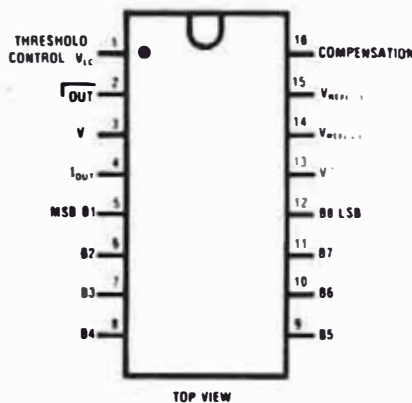
## DAC0801LCN 8-BIT DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER

The DAC0801LCN is a high-speed, monolithic 8-bit digital-to-analog converter with current output. Typical settling times are 100 nanoseconds. Its performance and characteristics are essentially unchanged over the full +/- 4.5V to +/- 18V power supply range. Power dissipation is only 33 mW with +/- 5V supplies and is independent of logic input states.

Simple adjustments of the logic threshold pin  $V_{LC}$  potential at Pin 1 allow direct interface to all logic families. The noise immune inputs accept TTL levels with  $V_{LC}$  grounded. The reference-to-full-scale current matching of better than +/- 1 LSB eliminates the need for full scale trims in most applications while the nonlinearities of better than +/- 0.1% over temperature minimizes system error accumulations.

## FEATURES

- Interfaces directly with TTL, CMOS, PMOS and other logic families
- Full scale error +/- 1 LSB
- 100 ns output current settling time
- Wide power supply range
- Low power consumption
- Complementary current outputs
- 2 quadrant wide range multiplying capability



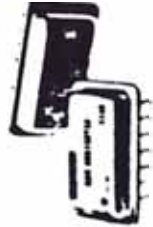
TOP VIEW  
Figure 1

## MAXIMUM RATINGS AND OPERATING CONDITIONS

Supply Voltage (pin 13) . . . . .	+/- 18V or 36V
Power Dissipation . . . . .	.500 mW
Reference Input Current . . . . .	. . . 5 mA
Reference Input Differential Voltage (pin 14 to 15) . . . . .	. $V^-$ to $V^+$
Reference Input Common-Mode Range (pins 14, 15). . . . .	. $V^-$ to $V^+$
Logic Inputs . . . . .	. $V^-$ to $V^-$ plus 36V
Operating Temperatures . . . . .	. . . 0 to 70 C
Storage Temperatures . . . . .	. -65 to 150 C
Lead Soldering Temperature. . . . .	. . . . . 300 C



4340



## TRUE RMS-TO-DC CONVERTER

### FEATURES

- LOW COST
- HIGH ACCURACY  
±0.3%V ±0.1% Rm
- HIGH INPUT IMPEDANCE - 50Ω
- HERMETIC METAL PACKAGE

### DESCRIPTION

The Burr-Brown Model 4340 is a True RMS-to-DC Converter featuring high performance, low cost, and a small hermetic package. The 4340 will compute the True RMS value of a variety of signals applied to the input. The input signal may consist of complex AC waveforms as well as DC voltage level. The output of the 4340 is a DC voltage, the amplitude of which is equal to the RMS value of the input voltage. The 4340 will accept input voltages from 0 to 210V over a wide input frequency range. The conversion accuracy of the 4340 is specified in terms of error in millivolts (mV) plus a percent of reading, as a function of input signal level over an input frequency range.

The 4340 has an input impedance of 3kΩ and an output impedance of 1Ω. This product will supply up to 5mA of output current at a voltage of +10V DC. The input is fully protected for conditions of overvoltage up to the supply voltage. The output will withstand short-circuit to power supply common for an indefinite period of time. The specified unadjusted performance characteristics of the 4340 are shown in the ELECTRICAL SPECIFICATIONS. Provision for the external adjustment of gain, voltage offset, DC reversal error, and frequency response performance allow the user to improve upon the specified conversion accuracies to the degree required by the user's application.

Continued from page 4-71. For more information, contact Burr-Brown, Inc., P.O. Box 1100, Fort Worth, Texas 76101. Tel: 817/342-1111. Cable: BURROPS. Telex: 880400.

© Burr-Brown Corporation 1979

PCB 10011

Printed in U.S.A. July 1979

## SPECIFICATIONS

ELECTRICAL	
MODEL	4340
TRANSFER FUNCTION	$V_{OUT} = \sqrt{I_{IN}^2}$
INPUT	Peak Voltage: +10 Vdc Accuracy, Maximum Voltage Impedance: 50Ω
OUTPUT	Voltage: 0 to +10 Vdc Current: 5 mA Impedance: 1Ω
CONVERSION ACCURACY	±0.3%V ±0.1% Rm Total (measured) error (max): Input: 10 mV rms to 10 kHz 100 Hz to 10 kHz sine wave* Total Adjusted Error** Input: 10 mV to 10 kHz**
STABILITY	Accuracy vs Temperature: ±0.001% of 1% plus 10.01% of reading per °C Accuracy vs Supply: ±0.001% of 1% plus 10.01% of reading per 0.1V
TEMPERATURE RANGE	Operating: -55°C to +85°C Storage: -55°C to +125°C
POWER REQUIREMENTS	Max V Voltage Range: +10 Vdc to +18 Vdc Quiescent Current: 110 mA

\* With 4.3kΩ multi-converter inputs. Lower frequency AC input signals will require the addition of external capacitance. Preserve the accuracy. (Refer to Page 4-74)

\*\* Performance with external trim and (1, 2, 3) of and 10 pF ± (1) & 100 pF (Refer to Page 4-74)

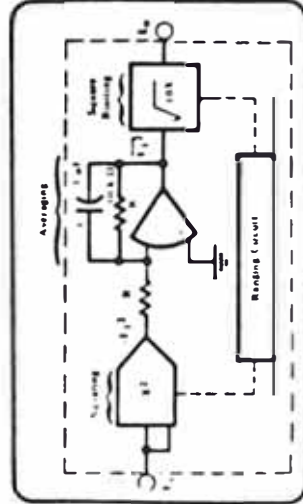


FIGURE 1 Functional Block Diagram of Model 4340

### MECHANICAL

Dimensions in millimeters are shown in parentheses.

Pin Spacing: 0.10 (2.54)  
Pin Material and Solder Temperature meet MIL-STD-2003 (Specification of MIL-STD-883 Test for Ref. for Paragraph 3.1.1)

### PIN CONNECTIONS

# Digital Integrated Circuit

Monolithic Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>

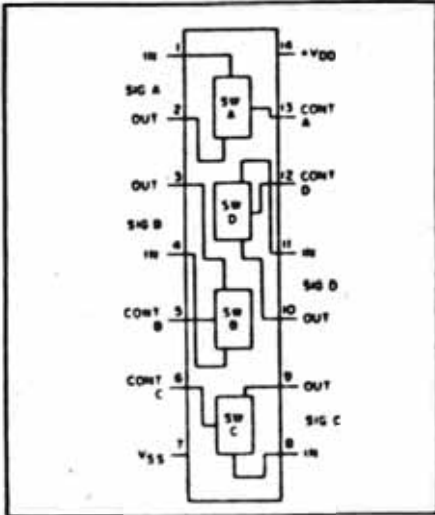
## CD4016AD, CD4016 CD4016AE, CD4016

### COS/MOS Quad Bilateral Switch

For Transmission or Multiplexing of Analog or Digital Signals

#### Special Features

- Wide range of digital and analog signal levels –  
Digital or analog signal to 15 V peak  
Analog signal  $\pm 7.5$  V peak
- Low "ON" resistance –  
300  $\Omega$  typ. over 15 V<sub>p-p</sub> signal input range, for V<sub>DD</sub> – V<sub>SS</sub> = 15 V
- Matched switch characteristics –  
40  $\Omega$  typ. difference between R<sub>ON</sub> values at a fixed bias point over 15 V<sub>p-p</sub> signal input range V<sub>DD</sub> – V<sub>SS</sub> = 15 V
- High "On/Off" output voltage ratio – 65 dB typ. @ f<sub>is</sub> = 10 kHz, R<sub>L</sub> = 10k
- High degree of linearity – < 0.5% distortion typ. @ f<sub>is</sub> = 1kHz, V<sub>is</sub> = 5 V<sub>p-p</sub>, V<sub>DD</sub> – V<sub>SS</sub>  $\geq$  10V, R<sub>L</sub> = 10k $\Omega$ .

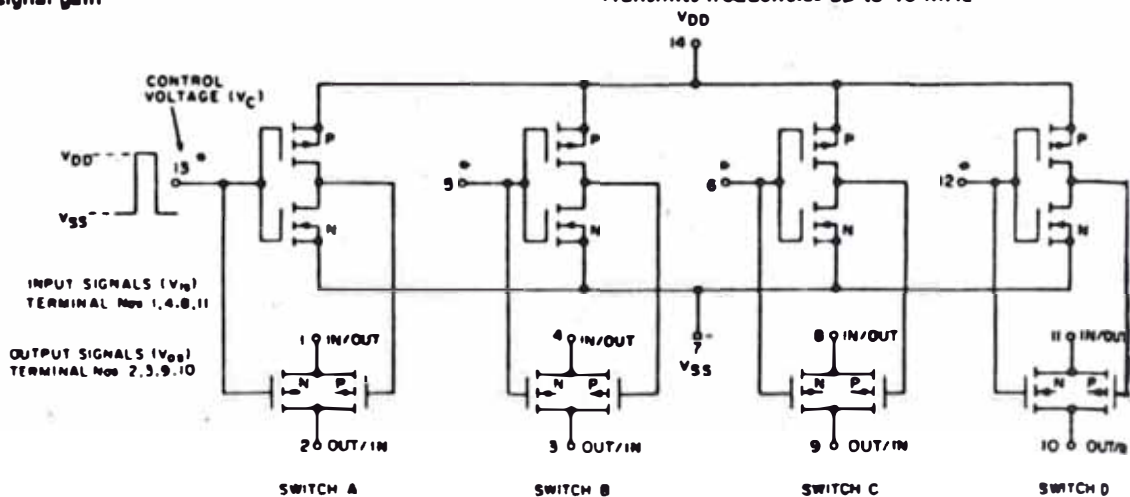


#### Applications

- Analog signal switching/multiplexing  
Signal gating  
Squelch control  
Chopper
- Digital signal switching/Multiplexing
- COS/MOS logic implementation
- Analog-to-digital & digital-to-analog conversion
- Digital control of frequency, impedance, phase, and analog-signal gain

Modulator  
Demodulator  
Commutating switch

- Extremely low "OFF" switch leakage resulting in very low offset current and high effective "OFF" resistance –  
10 pA typ. @ V<sub>DD</sub> – V<sub>SS</sub> = 10 V, T<sub>A</sub> = 25°C
- Extremely high control input impedance (control circuit isolated from signal circuit) – 10<sup>12</sup> $\Omega$  typ.
- Low crosstalk between switches –  
–50 dB typ. @ f<sub>is</sub> = 0.9 MHz, R<sub>L</sub> = 1 k $\Omega$
- Matched control-input to signal-output capacitance  
Reduces output signal transients
- Transmits frequencies up to 10 MHz



NOTE: All switch P-channel substrates are internally connected to terminal No. 14.  
All switch N-channel substrates are internally connected to terminal No. 7.

#### NORMAL OPERATION:

Control Line Biasing  
Switch "ON": V<sub>C</sub> = 1 – V<sub>DD</sub>  
Switch "OFF": V<sub>C</sub> = 0 – V<sub>SS</sub>

SIGNAL LEVEL RANGE  
V<sub>SS</sub> < V<sub>is</sub> < V<sub>DD</sub>

Caution:  
If V<sub>is</sub> exceeds V<sub>DD</sub>, input current must not be allowed to exceed 5 $\mu$ A.

# Operational Amplifiers

## LM741/LM741C operational amplifier general description

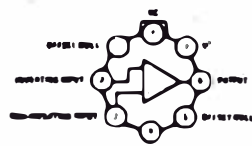
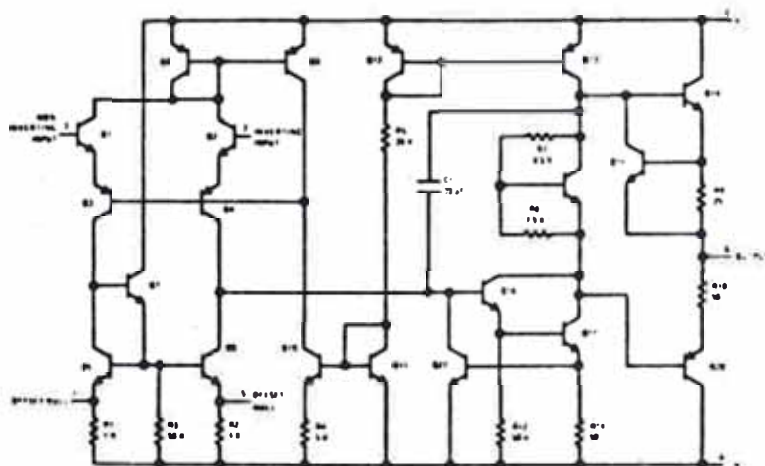
The LM741 and LM741C are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The offset voltage and offset current are guaranteed over the entire common mode range. The amplifiers also offer many features which make

their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

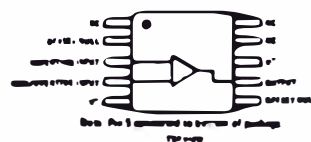
The LM741C is identical to the LM741 except that the LM741C has its performance guaranteed over a 0°C to 70°C temperature range, instead of -55°C to 125°C.

## schematic and connection diagrams

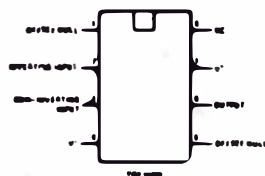


Note: Pin 4 connected to zero (top view)

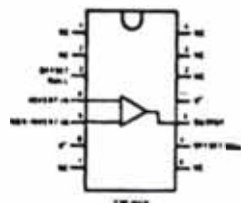
Order Number LM741H or LM741CH  
See Package 11



Note: Pin 5 connected to bottom of package (top view)  
Order Number LM741F  
See Package 3



Order Number LM741CN  
See Package 20



Order Number LM741CD  
See Package 1  
Order Number LM741CN 14  
See Package 22

A-VI

# DUAL TIMER 556

## LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

### DESCRIPTION

The NE/SE556 Dual Monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. The 556 is a dual 555. Timing is provided by an external resistor and capacitor for each timing function. The two timers operate independently of each other sharing only  $V_{CC}$  and ground. The circuits may be triggered and reset on falling waveforms. The output structures may sink or source 150mA.

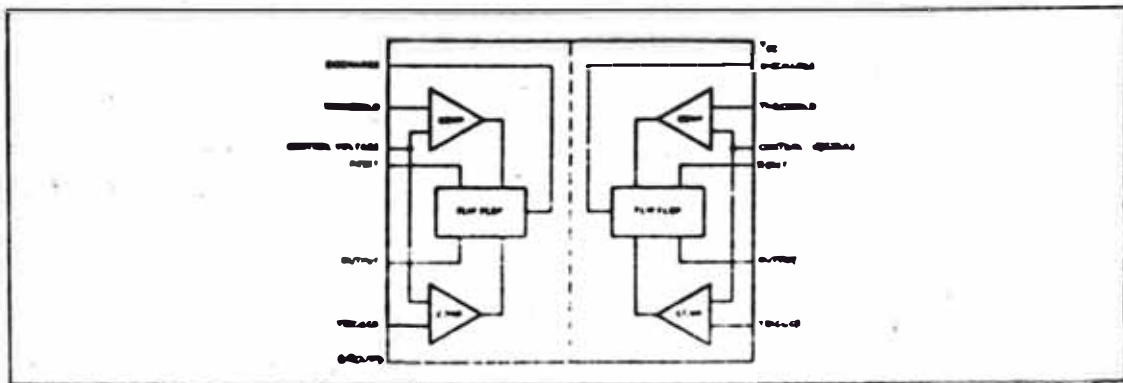
### FEATURES

- TIMING FROM MICROSECONDS TO HOURS
- REPLACES TWO 555 TIMERS
- OPERATES IN BOTH ASTABLE, MONOSTABLE, TIME DELAY MODES
- HIGH OUTPUT CURRENT
- ADJUSTABLE DUTY CYCLE
- TTL COMPATIBLE
- TEMPERATURE STABILITY OF 0.005% PER °C

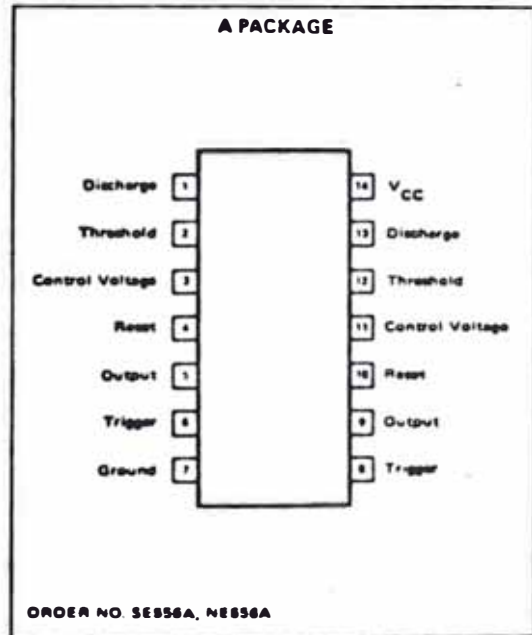
### APPLICATIONS

- PRECISION TIMING
- SEQUENTIAL TIMING
- PULSE SHAPING
- PULSE GENERATOR
- MISSING PULSE DETECTOR
- TONE BURST GENERATOR
- PULSE WIDTH MODULATION
- TIME DELAY GENERATOR
- FREQUENCY DIVISION
- INDUSTRIAL CONTROLS
- PULSE POSITION MODULATION
- APPLIANCE TIMING
- TRAFFIC LIGHT CONTROL
- TOUCH TONE ENCODER

### BLOCK DIAGRAM



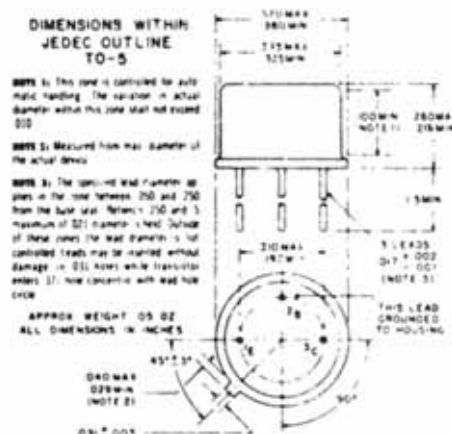
### PIN CONFIGURATION (Top View)



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation	600mW
Operating Temperature Range	NE558 0°C to +70°C
	SE556 -55°C to +125°C
	SE556C -55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	+300°C

This is a PNP Germanium Alloy Triode transistor intended for general use as a medium speed switch or amplifier.



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (25°C)**

**Voltages**

Collector to Base	$V_{CBO}$	- 30 volts
Emitter to Base	$V_{EBO}$	- 20 volts
Collector to Emitter	$V_{CEO}$	- 15 volts
Collector to Emitter ( $V_{BE}=+0.1V$ )	$V_{CEX}$	- 20
Collector Current	$I_C$	-200 ma
Collector Current peak	$I_{CM}$	-400 ma
Total Transistor Dissipation*	$P_T$	150 mW
Storage Temperature	$T_{STG}$	- 65 to 85°C

\*Derate 2.5 mW/°C for ambient temperatures above 25°C.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C)**

**D-C Characteristics**

		Min	Typ	Max
Collector to Base Voltage ( $I_C=100 \mu a$ )	$V_{CBO}$	-30		volts
Emitter to Base Voltage ( $I_E=-100 \mu a$ )	$V_{EBO}$	-20		volts
Collector to Emitter Voltage ( $I_C=-600 \mu a$ )	$V_{CEO}$	-15		volts
Collector Cutoff Current ( $V_{CB}=-12V$ )	$I_{CBO}$			-5 $\mu a$
Emitter Cutoff Current ( $V_{EB}=-12V$ )	$I_{EBO}$			-5 $\mu a$

**A-C Characteristics**

( $V_{CB}=-6V$ ,  $I_E=1ma$ ,  $f=1KC$  unless otherwise noted)

Common Emitter Current Gain	$h_{fe}$	60	
Output Capacity ( $f=1mc$ )	$C_{ob}$	12	pf
Voltage Feedback Ratio ( $f=1mc$ )	$h_{rb}$	.8	$\times 10^{-3}$
Base Spreading Resistance	$r'_{b}$	120	ohms
Input Resistance	$h_{ib}$	28	ohms
Alpha Cutoff Frequency	$f_{hfb}$	7	mc