



**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica**



"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE  
UN TROCEADOR DE 1 KW"

**TESIS DE GRADO**

Previa a la obtención del Título de:  
**INGENIERO ELECTRICO**  
**ESPECIALIZACION ELECTRONICA**

Presentada por:  
**Constantino Francisco Tobalina Ditto**

Guayaquil - Ecuador  
1989

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

Al ING. JAVIER URQUIZO, Director de Tesis, por su ayuda y colaboración para la realización de este trabajo.

DEDICATORIA

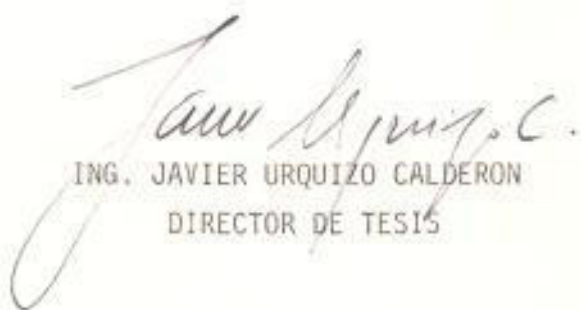
A MIS PADRES

A MIS HERMANOS



ING. JORGE FLORES MACIAS

Sub-Decano  
Facultad de Ingeniería  
Eléctrica



ING. JAVIER URQUIZO CALDERON

DIRECTOR DE TESIS



ING. ALBERTO LARCO GÓMEZ

Miembro del Tribunal



ING. NORMAN CHOOTONG CHING

Miembro del Tribunal

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta Tesis, me corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL).

  
.....  
CONSTANTINO FRANCISCO TOBALINA DITTO

## R E S U M E N

En el presente trabajo primeramente se analizan diferentes tipos de circuitos troceadores, de los cuales se selecciona al que utiliza la conmutación por capacitor en paralelo.

Se realiza el diseño y la construcción de los circuitos apropiados de fuerza y de control que operen un motor de corriente continua de 1Kw. para uso del Laboratorio de Controles Industriales Electrónicos.

Luego se efectúa un análisis de estabilidad, por el método del lugar geométrico de las raíces, del conjunto Troceador-motor; tomando en cuenta que una de las características del equipo construido es de que se puede fijar las constantes proporcional e integral según el criterio de la persona que está trabajando en él, con lo que se puede determinar intervalos para estas constantes en los cuales el equipo sea estable y de esta manera realizar una evaluación sobre la incidencia de las constantes antes mencionadas en la estabilidad del sistema.

## INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN .....	VI
INDICE GENERAL .....	VII
INDICE DE FIGURAS .....	XII
INTRODUCCION .....	16
I. CAPITULO .....	18
CARACTERISTICAS DE UN TIRISTOR .....	18
1.1 Características de un tiristor ....	18
1.1.1 Características estáticas del Tiristor. ....	25
1.1.1.1 Parámetros de volta je. ....	25
1.1.1.2 Parámetros de com - puerta. ....	26
1.1.1.3 Parámetros de co - rriente. ....	29
1.1.1.3.1 Corrien - te RMS, Irms. ....	30
1.1.1.3.2 Rangos - I <sup>2</sup> t. ....	30
1.1.1.3.3 Corrien - te pico Ifm. ....	31
1.1.1.3.4 Paráme - tros térmicos. ....	31

	Pág.
1.2 Características dinámicas del Tiristor. ....	32
1.2.1 Tiempo de encendido .....	33
1.2.2 Relación de subida de corriente de ánodo. ....	35
1.2.3 Relación crítica de subida de voltaje directo DV/DT. ....	37
1.2.4 Apagado dinámico .....	40
1.3 Cebado del Tiristor .....	46
1.3.1 Señales de continua para la excitación o cebado. ....	46
1.3.2 Señales de impulso para el cebado. ....	48
1.3.3 Señales de alterna para el cebado. ....	52
1.4 Apagado del Tiristor .....	54
1.4.1 Autoconmutación por resonancia. ....	56
1.4.2 Conmutación resonante auxiliar	
1.4.3 Conmutación por capacidad en paralelo. ....	60
1.4.4 Conmutación por capacidad serie. ....	64
II. CAPITULO .....	68
CONFIGURACION BASICA Y CLASES DE CIRCUITOS TROCEADORES. ....	68



	Pág.
2.1 Funcionamiento de un circuito trocea dor básico. ....	68
2.2 Circuitos de apagado de tiristores .	72
2.2.1 Conmutación por capacitor en serie. ....	74
2.2.2 Conmutación por capacitor en paralelo. ....	76
2.2.3 Conmutación por capacitor-in- ductor en paralelo. ....	85
2.2.4 Conmutación por pulso externo	87
2.3 Troceadores clásicos de tensión con tiristor. ....	91
2.3.1 Troceador Morgan ....	91
2.3.2 Troceador Jones ....	93
2.3.3 Troceador de oscilación ....	95
III. CAPITULO .....	98
DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA .....	98
3.1 Selección del circuito de fuerza ..	98
3.2 Diagrama de Bloques .....	99
3.3 Funciones de cada una de las partes del diagrama de bloques. ....	99
3.4 Características del motor .....	101
3.5 Características de los tiristores ..	102
3.6 Diseño de protecciones contra $dv/dt$ y $di/dt$ . ....	103

	Pág.
3.7 Protecciones adicionales para el circuito de fuerza. ....	106
3.8 Características de los otros elementos y justificación técnica. ....	107
IV. CAPITULO .....	111
DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL .....	111
4.1 Selección del circuito de control ..	111
4.2 Diagrama de bloques .....	111
4.3 Funciones de cada una de las partes del diagrama de bloques. ....	112
4.4 Características de los elementos utilizados y justificación técnica. ...	116
4.5 Protecciones del circuito de control.	118
4.6 Rango de funcionamiento del circuito seleccionado. ....	118
V. CAPITULO .....	120
ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA .....	120
5.1 Métodos de Análisis de Estabilidad ..	120
5.2 Estabilidad del grupo troceador-motor carga. ....	125
5.3 Condiciones extremas de funcionamiento. ....	131
VI. CAPITULO .....	133
CONSTRUCCION Y PRUEBAS EXPERIMENTALES ....	133
6.1 Construcción del troceador .....	133

	Pág.
6.2 Resultados experimentales .....	135
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	141
ANEXOS .....	144
BIBLIOGRAFIA .....	153



## INDICE DE FIGURAS

Nº		Pág.
1.1.a	Diodo de cuatro capas .....	20
1.1.b	Analogía del SCR .....	20
1.1.c	Circuito equivalente del SCR .....	20
1.2	Características básicas del SCR .....	26
1.3	Tiempo de encendido del SCR .....	35
1.4	Circuito R-C SNUBBER .....	39
1.5	Polarización en estado de conducción ...	41
1.6	Tiempo de apagado .....	45
1.7.a	Circuito de excitación con fuente externa	49
1.7.b	Circuito de excitación sin fuente .....	49
1.8	Circuito de excitación con transformador.	51
1.9	Circuito de excitación por impulso .....	52
1.10	Circuito para ángulo de conducción de 90°	55
1.11	Diagrama de bloques para circuito de encendido de mayor precisión. ....	55
1.12.a	Circuito resonante L-C paralelo .....	59
1.12.b	Circuito resonante L-C serie .....	59
1.12.c	Curvas características del circuito resonante L-C. ....	59
1.13	Circuito de conmutación resonante auxiliar	61
1.14	Circuito de conmutación por capacidad en paralelo. ....	62

	Pág.
1.15	Circuito de conmutación por capacidad en serie. .... 66
2.1.a	Convertidor DC-Dc ..... 71
2.1.b	Voltaje en la carga ..... 71
2.1.c	Corriente en la carga ..... 71
2.2	Circuito básico del troceador ..... 72
2.3.a	Conmutación por capacitor en serie sin - descarga. .... 77
2.3.b	Conmutación por capacitor en serie con - descarga por una resistencia. .... 77
2.3.c	Conmutación por capacitor en serie con - descarga por inductor y tiristor. .... 77
2.4.a	Circuito de conmutación por capacitor en paralelo. .... 81
2.4.b	Circuito de conmutación por capacitor en paralelo con 3 SCR'S. .... 82
2.5	Circuito cuya corriente de cargado fluye a través de la carga. .... 83
2.6	Circuito de conmutación por capacitor-in ductor en paralelo. .... 87
2.7.a	Pulso externo por medio de un transistor 90
2.7.b	Pulso externo por medio de un transforma dor. .... 90
2.8	Troceador Morgan ..... 92
2.9	Troceador Jones ..... 95
2.10	Troceador de oscilación ..... 97

Nº		Pág.
3.1	Circuito de fuerza .....	98
3.2	Diagrama de bloques .....	99
3.3	Circuito SNUBBER .....	105
3.4	Circuito equivalente cuando TH2 conduce y TH1 no. ....	110
4.1	Diagrama de bloques .....	112
4.2	Circuito de control .....	113
4.3	Fuente de voltaje de control .....	115
4.4.a	Mínimo valor de voltaje .....	119
4.4.b	Máximo valor de voltaje .....	119
5.1	Formas de respuestas de un sistema ...	119
5.2	Diagrama de bloques del grupo troceador motor-carga. ....	124
5.3	Diagrama de bloques simplificado .....	126
5.4	Lugar geométrico de las raíces con $R_L$ - como parámetro. ....	128
5.5	Lugar geométrico de las raíces con $K_p$ - como parámetro. ....	129
5.6	Lugar geométrico de las raíces con $K_i$ - como parámetro. ....	131
6.1	Circuito equivalente cuando TH1 está <u>en</u> cendido y TH2 está apagado. ....	136
6.2	Circuito equivalente cuando TH2 está <u>en</u> cendido y TH1 está apagado. ....	136
6.3	Forma de onda de voltaje en la carga ..	138
6.4	Forma de onda de voltaje en el capacitor C1. ....	138

Nº		Pág.
6.5	Forma de onda de voltaje en el tiristor TH1. ....	139
6.6	Forma de onda de voltaje en la resistencia R1. ....	139
6.7	Forma de onda de voltaje en el tiristor TH2. ....	140



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

El presente trabajo consiste en diseñar un circuito eléctrico capaz de cortar una señal de voltaje directo por intervalos, con lo que se consigue variar el valor d.c., y a su vez con esta señal se alimenta un motor de corriente continua cuya velocidad depende del valor del voltaje directo que se le aplique a los terminales de armadura.

El circuito diseñado trabajará para una configuración de lazo cerrado, es decir que necesitará de una señal de realimentación de parte del motor que sea proporcional a la velocidad que lleva el motor en ese instante. Esta señal de realimentación se la toma de un tacómetro acoplado al motor, por lo que el circuito efectuará una comparación entre la señal de referencia y la señal de realimentación, y tratará de reducir la diferencia entre éstas; con lo que conseguirá mantener la velocidad del motor casi constante.

Uno de los objetivos es de que la velocidad de la má



quina sea independiente de los cambios que se produzcan en la carga, lógicamente dentro de ciertos rangos, consiguiendo esto mediante el control de velocidad de lazo cerrado, variando el ancho de los pulsos de voltaje que se le aplica al motor en su armadura. En caso de que aumente la carga se ampliará el pulso de voltaje, pero en caso de que disminuya la carga disminuirá este ancho de manera tal, que la velocidad se mantenga constante.

## CAPITULO I

### CARACTERISTICAS DE UN TIRISTOR

#### 1. CARACTERISTICAS DE UN TIRISTOR.-

El dispositivo en el campo de la electrónica de potencia más comúnmente usado es el TIRISTOR, el cual puede ser considerado como un amplificador de potencia con una capacidad para manejar potencias variables desde 40W, hasta 4 MW para aplicaciones de convertidores e inversores.

La familia de tiristores de la cual el SCR es un miembro que consiste en unos 25 dispositivos de cuatro capas de silicón. El SCR es un interruptor rápido, unidireccional que presenta una alta impedancia en el estado encendido. El dispositivo es encendido por medio de la aplicación de un bajo voltaje, una señal positiva de baja corriente al terminal de compuerta cuando ánodo-cátodo está polarizado directamente.

El más importante miembro de la familia de tiristores es el Rectificador Controlado de Silicio (SCR) el cual fue desarrollado por General Electric en 1957. Es un dispositivo semiconductor de tres terminales tres uniones y cuatro capas (p-n-p-n). Están comercialmente disponibles en rangos de corriente desde miliamperios hasta más de 2500 A. y desde rangos de voltaje tan bajos como 15V, hasta tan altos como 2500 V.

#### ANALOGIA DE DOS TRANSISTORES PARA EL SCR:

El método más común para explicar la operación del SCR es en base a una analogía con dos transistores como se muestra en la Figura 1.1. La construcción básica mostrada en la Figura 1.1.a es un diodo de cuatro capas. La sección central puede ser dividida como se muestra en la Figura 1.1.b y 1.1.c. El SCR entonces puede ser considerado como dos transistores complementarios separados, el uno un transistor p-n-p y el otro un transistor n-p-n Q1 y Q2 respectivamente. Si la señal de compuerta es cero y el ánodo es positivo o negativo con respecto al cátodo, una de las uniones p-n en cada transistor está polarizada inversamente. Cuando el SCR es polarizado directamente, las uniones J1 y

J3 son directamente polarizadas y J2 debe polarizarse inversamente; de otro lado cuando el tiristor es polarizado inversamente, las uniones J1 y J3 son polarizadas inversamente y J2 es polarizada directamente, y sólo una pequeña corriente de fuga circulará.

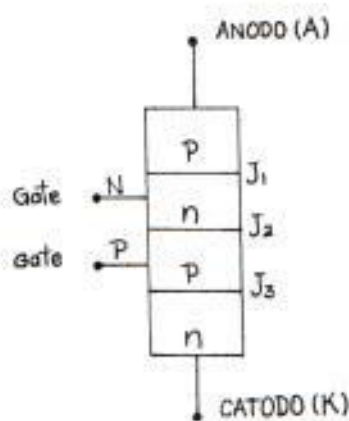


FIGURA 1.1.a Diodo de cuatro capas

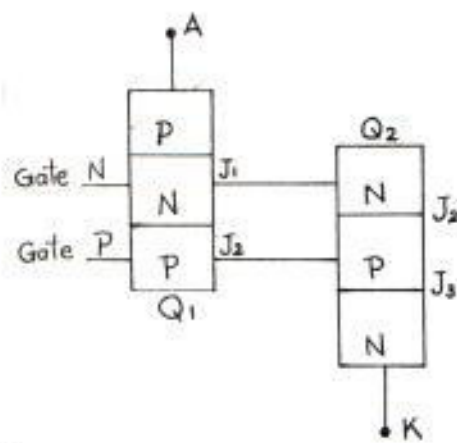


FIGURA 1.1.b Analogía del SCR

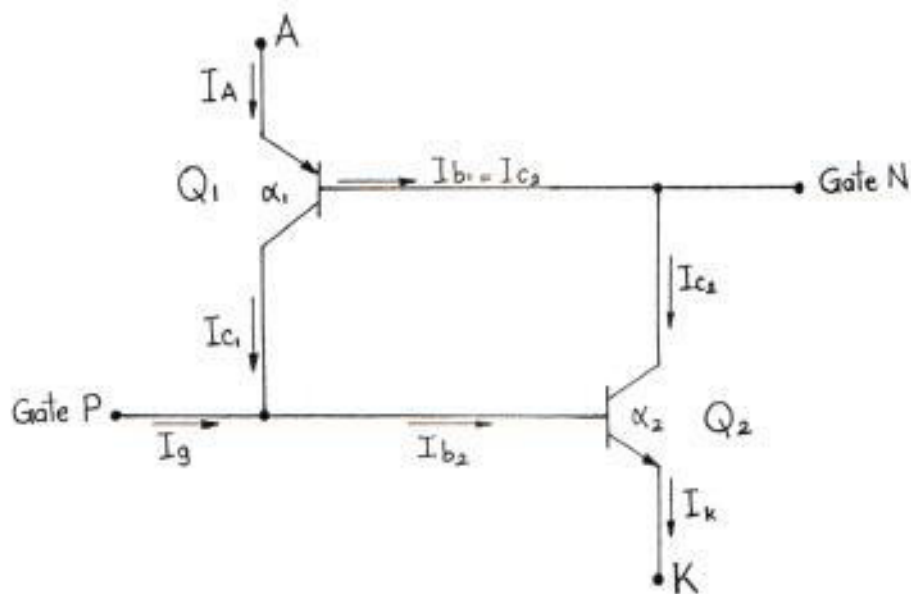


FIGURA 1.1.c Circuito equivalente del SCR

Usando la analogía de los transistores como se muestra en la Figura 1.1.b y 1.1.c, J1 y J3 son levemente polarizado directamente, donde J1 es la unión colector-base de tanto Q1 como de Q2 y está inversamente polarizado. Cuando las uniones emisor-base son polarizadas directamente en forma ligera, existirá un pequeño flujo de corriente.

Considere el transistor p-n-p Q1; su corriente de emisor es  $I_A$ , la corriente de ánodo y la corriente de base es:

$$I_{b1} = (1 - \alpha_1) I_A - I_{CB01} \quad (1.1)$$

donde  $\alpha_1$  es la ganancia de corriente e  $I_{CB01}$  es la corriente de fuga para Q1.

Ahora consideremos el transistor n-p-n Q2

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CB02} \quad (1.2)$$

donde  $\alpha_2$  y  $I_{CB02}$  son la ganancia de corriente y la corriente de fuga respectivamente.  $I_K$  la corriente de cátodo es igual a la corriente de emisor  $I_E$  de Q2.

Cuando la corriente de base  $I_{b1}$  de  $Q_1$  y la corriente de colector  $I_{C2}$  de  $Q_2$  son las mismas, entonces:

$$(1 - \alpha_1)I_A - I_{CB01} = \alpha_2 I_K + I_{CB02} \quad (1.3)$$

Y cuando  $I_A = I_K$  entonces:

$$I_A = I_K = \frac{I_{CB01} + I_{CB02}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.4)$$

La ecuación (1.4) nos explica la operación básica de todo dispositivo p-n-p-n. Cuanto tanto  $Q_1$  como  $Q_2$  tienen una polarización directa pequeña en la unión emisor base, el valor de  $\alpha$  es  $\ll 1$  y  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  es pequeño, por lo que  $I_A$  deberá ser pequeño. La suma de  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  puede ser hecha momentáneamente próxima a 1 por medio de la inyección de una corriente  $I_g$  positiva de corta duración en la compuerta P, la cual es la base de  $Q_1$ . Esto causa una corriente que fluye en  $Q_2$  y porque el colector es positivo, la corriente de colector fluirá en  $Q_2$ ; esta es también la corriente de base de  $Q_1$  y el resultado será que  $Q_1$  será conmutado al estado encendido. En este momento cada transistor suministrará la corriente de base para el otro transistor y esta acción será regenerativa. Si sa

camos la corriente de compuerta no se apagará el tiristor hasta que exista una suficiente polarización ánodo-cátodo positiva que permita mantener la corriente  $I_H$ .

Analizando lo anterior podemos ver que un pulso positivo de pequeña amplitud y por breves microsegundos aplicado en la compuerta cuando está polarizado de manera directa el ánodo-cátodo, llevará al tiristor al estado de encendido. Además una vez iniciada la conducción se puede retirar la señal en la compuerta.

#### FORMAS DE ENCENDER UN TIRISTOR:

Las causas básicas para que un tiristor se encienda, son:

- 1) Corriente de compuerta  $I_g$ : La aplicación de un pulso positivo de suficiente amplitud y duración la compuerta P.
- 2) Sobrevoltaje: Un incremento en el voltaje positivo ánodo-cátodo arriba del voltaje de rompimien

to,  $V_{FBO}$ , causará un incremento suficiente de la corriente de fuga para iniciar la acción regenerativa de encendido.

- 3) dv/dt: Las uniones p-n son efectivamente capacitivas, debido a la capa de deflección durante el bloqueo. Cuando exista un rápido cambio en el voltaje ánodo-cátodo, la corriente de carga  $i = C \, dv/dt$  podría ser lo suficientemente grande para que sumada con la corriente de fuga enciendan al tiristor.
- 4) Temperatura: Existe un incremento en el número de pares electrón hueco como resultado del incremento en la temperatura del dispositivo, el cual causará un incremento en  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  resultando que el tiristor se encienda para un bajo potencial ánodo-cátodo positivo.
- 5) Luz o Radiación: Cuando los fotones, rayos gamma, neutrones, protones, electrones o rayos X, inciden sobre el tiristor podrían causar un incremento en el número de pares electrón-hueco, lo cual iniciaría el encendido. En elementos tales como el SCR activado por luz (LASCR),



una ventana es necesaria para permitir que el tiristor sea encendido.

### 1.1.1 Características estáticas del tiristor.-

Las características básicas del SCR son mostradas en la Fig. 1.2, la cual es una gráfica de corriente de ánodo ( $I_A$ ) vs. voltaje ánodo-cátodo ( $V_{AK}$ ).

#### 1.1.1.1 Parámetros de voltaje.-

Con una corriente de gate cero, - el dispositivo actúa como un circuito abierto, esto es presentando una alta impedancia hasta que un voltaje ánodo-cátodo suficientemente grande conocido como voltaje de rompimiento directo  $V_{fbo}$  ( $V_{bo}$ ) es alcanzado. En este momento la corriente de fuga se incrementa suficientemente ocasionando que el dispositivo se encienda. Debe ser notado que el dispositivo no está diseñado para que sea encendido por me

dio del voltaje de rompimiento directo, ya que utilizando esta manera de encendido podríamos ocasionar un daño permanente en el SCR.

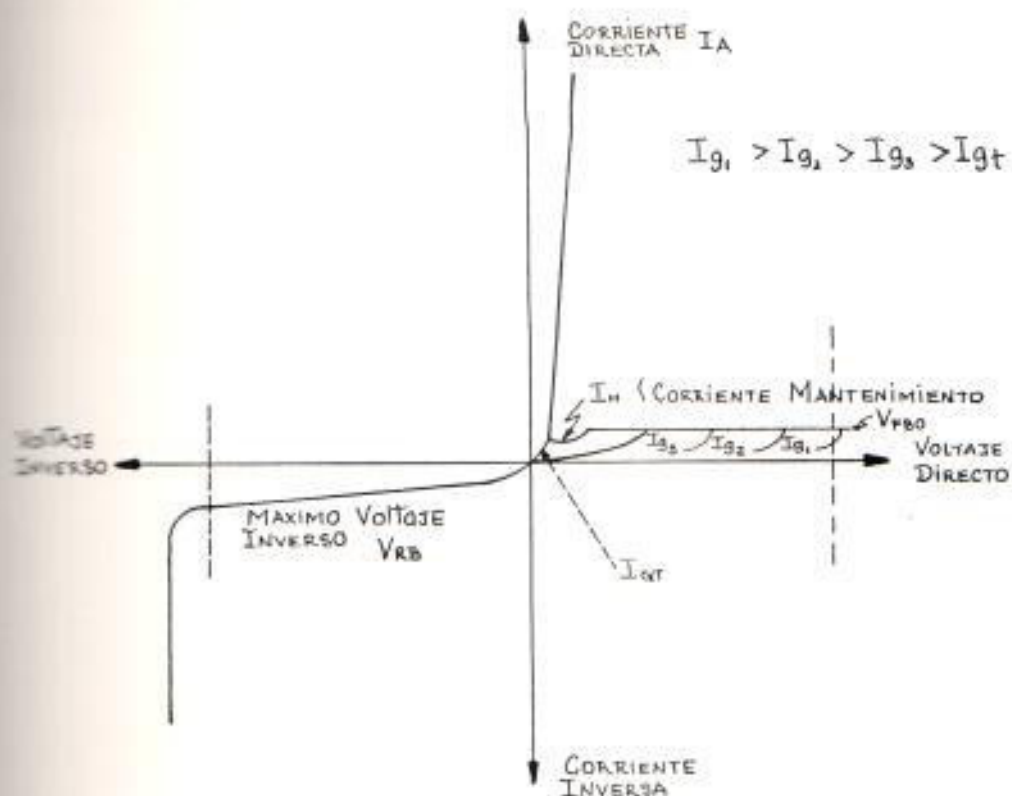


FIGURA 1.2.- CARACTERISTICAS BASICAS DEL SCR

#### 1.1.1.2 Parámetros de compuerta.-

Los parámetros de compuerta pueden ser clasificados en términos de co

rriente y voltaje.  $I_{gt}$  es el míni  
 mo valor de corriente dc en la -  
 compuerta requerido para causar la  
 conmutación desde un estado de al  
 ta impedancia hasta la conducción.  
 $I_{gnt}$  es el máximo valor de corriem  
 te de compuerta dc el cual no cau  
 saría el encendido del SCR,  $I_{gfm}$   
 es el máximo valor de corriente de  
 compuerta, permitido para aplicar-  
 se y conseguir el encendido, y  $I_{gr}$   
 es el máximo valor de corriente -  
 de compuerta inversa que está per  
 mitido para ser aplicado en la -  
 unión compuerta-cátodo sin causar  
 daño.

Los parámetros de compuerta están -  
 basados cuando el dispositivo ope-  
 ra en la temperatura de unión es-  
 pecificada y en temperatura ambien  
 te.

Las correspondientes característi -  
 cas de voltaje de compuerta son co  
 mo siguen: Voltaje de disparo de -

compuerta  $V_{gt}$  el cual es el voltaje dc necesario para producir  $I_{gt}$ ;  $V_{gnt}$ , el cual es el máximo voltaje dc de compuerta, el cual no conseguirá que el SCR sea encendido; y finalmente,  $V_{grm}$ , el cual es el máximo valor de voltaje negativo dc que podría ser aplicado sin dañar la unión compuerta-cátodo.

La capacidad de disipación de potencia de la unión de la compuerta debe ser definida en razón para prevenir sobrecalentamiento. Los parámetros de potencia en la compuerta aplicables son el pico de potencia en la compuerta  $P_{gm}$ , el cual es el máximo producto instantáneo de la corriente de compuerta y del voltaje de compuerta, el cual es permitido que exista durante condiciones de polarización directa. La potencia promedio de compuerta  $P_g$  (ave) es la máxima potencia de disipación que es permitida en la unión de la compuerta duran

te un ciclo completo y finalmente la potencia promedio inversa de -  
compuerta,  $P_{gr}$  (ave), la cual es -  
la máxima potencia inversa permiti-  
tida que puede ser disipada sin -  
ocasionar un daño en el dispositi-  
vo sobre un ciclo completo.

#### 1.1.1.3 Parámetros de corriente.-

La corriente total directa que un SCR puede conducir satisfactoriamente es dependiente de la máxima temperatura de unión, las impedancias térmicas del dispositivo y -  
las pérdidas en el dispositivo -  
las cuales son primariamente pérdi-  
das en el estado encendido, considerando que el dispositivo está -  
operando a un nivel más bajo del -  
especificado  $di/dt$ . Normalmente es-  
tos rangos están basados en frecuen-  
cias de conmutación superiores a  
400 Hz, y para condiciones de con-  
ducción especificadas.

#### 1.1.1.3.1 Corriente RMS, $I_{rms}$ .-

En muchas aplicaciones, la corriente promedio desarrollada en la carga es muy importante. Debido a que el factor de forma (la relación de RMS/AVE) varía con el ángulo de conducción para media onda sinusoidal, resultando en  $I_{rms}$  incremento como el ángulo de conducción decrezca, - asumiendo una constante  $I_{ave}$ ,  $I_{rms}$  es responsable de producir pérdidas de calor en el dispositivo y el incremento de temperatura.

#### 1.1.1.3.2 Rangos $I^2t$ .-

La relación  $I^2t$  es usada para definir la capacidad térmica de los fusibles, y en la protección de los tiristores la relación de  $I^2t$  del tiristor. La relación  $I^2t$  especificada para el tiristor es un valor necesario para suministrar la suficiente protección contra daños por sobrecalentamiento que ocurra en la unión.

#### 1.1.1.3.3 Corriente Pico Ifm.-

La corriente pico Ifm, la cual es el valor pico de medio ciclo a 60 Hz, - es no repetitivo, y el dispositivo - está diseñado para mantener un máximo de 100 picos durante este tiempo. En operación normal, la temperatura de unión Tj puede estar a un máximo valor, entonces si con esta condición ocurre una corriente pico, el máximo Tj podría ser excedido.

#### 1.1.1.3.4 Parámetros térmicos.-

El SCR está diseñado para operar con una temperatura de unión Tj dentro - de un rango especificado. Para mantener la operación dentro de este - rango, es necesario que la corriente directa no produzca temperaturas de unión excesivas. El máximo valor de la corriente RMS Irms que el SCR podría conducir está determinada por - los efectos de calentamiento producido por:

1. Las pérdidas de conducción directa, la mayor pérdida.
2. Las pérdidas de fuga directa o inversa durante el bloqueo.
3. Las pérdidas producidas por el encendido o apagado.
4. Las pérdidas de la unión de la compuerta, las cuales son dependientes del tipo y duración de la señal de la compuerta. Ejm.: pulso simple, tren de pulsos o señales dc.

## 1.2 CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS DEL TIRISTOR.-

Las características estáticas ánodo-cátodo no presentan información de tiempos de encendido y apagado. Esta información es de vital interés cuando la técnica de conmutación forzada es usada en control de troceadores y convertidores de frecuencia.



### 1.2.1 Tiempo de encendido.-

La aplicación de un pulso en la compuerta de un SCR no resulta en un inmediato flujo de corriente de ánodo. Inicialmente no hay un significativo incremento en la corriente de ánodo, conociendo este intervalo como tiempo de retardo  $t_d$ , el cual está definido como el intervalo de tiempo entre un punto específico al comienzo del pulso de la compuerta y el instante cuando el voltaje del dispositivo ha alcanzado el 90% del voltaje directo de bloqueo (10% del valor final de  $I_a$ ). Similarmente el tiempo de subida  $t_r$  es el intervalo de tiempo cuando el voltaje ánodo-cátodo ha decrecido desde el 90% hasta 10% de su valor original, o la corriente ánodo se haya incrementado desde el 10% hasta el 90% de su valor final. El tiempo de encendido  $t_{on}$  es tan igual a  $(t_d + t_r)$  y está usualmente definido en la hoja de datos. La relación  $I_a$ ,  $I_g$  y  $V_{ak}$  es mostrada en la Figura 1.3.

Normalmente el tiempo de subida  $t_r$  es suficientemente pequeño a frecuencias normales como por ejemplo 60 Hz y 400 Hz, por lo que

el SCR se encuentra en total conducción antes de que el pico del voltaje ánodo-cátodo aplicado es alcanzado. En el caso de un alto  $di/dt$ , inicialmente la conducción estará limitada a una pequeña área de silicio y podría ocurrir calentamiento con la posibilidad de falla del dispositivo.

Existe también una relación entre  $t_d$  y  $t_r$  de el SCR y del tiempo de subida y la amplitud del pulso de compuerta. En altos casos de  $di/dt$  los tiempos de retardo y subida en el dispositivo pueden ser decrementados usando un pulso de compuerta con un rápido tiempo de subida, típicamente entre 0.1 y un microsegundos, con una amplitud pico 3.5 a 5 veces la mínima corriente de gate requerida para encenderlo y con un ancho de pulso de por lo menos 10 microsegundos.

Cuando el SCR está usando un circuito "duro", un circuito puramente resistivo, la duración de el tiempo de subida es muy importante, cuando ocurrirá un significativo voltaje directo y corriente presente simultáneamente; por lo que la potencia instantánea

y el calor liberado puede ser significativo. En esta situación el  $di/dt$  puede ser reducido a límites aceptables conectando en serie un reactor. En aplicaciones que involucren inductores o circuitos "suaves" el problema es grandemente reducido.

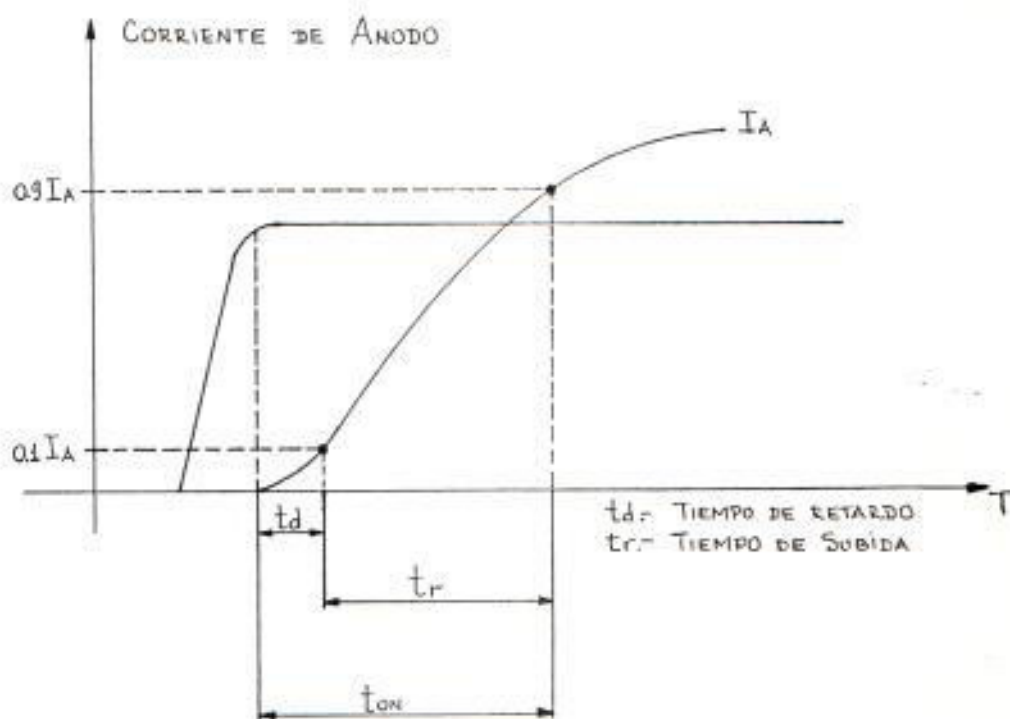


FIGURA 1.3.- TIEMPO DE ENCENDIDO DEL SCR

### 1.2.2 Relación de subida de corriente de ánodo.-

Inicialmente, cuando un pulso de compuerta es aplicado al SCR, la conducción está limitada a una relativamente pequeña área - cerca de la compuerta, y el flujo inicial de corriente de ánodo, así como el dispositivo comienza a conducir se concentrará en esta área. La conducción se extiende a través del área del cátodo del SCR a una relación de alrededor de 1 cm por 100 microsegundos. Pero, si la relación a la cual la corriente de ánodo se incrementa es mucho mayor que la relación a la cual el área de conducción se incrementa, existirá una alta densidad de potencia en esta área, resultando en un calentamiento con temperaturas excesivamente altas y un posible daño permanente en el SCR.

La relación de cambio de corriente de ánodo con respecto al tiempo es llamada relación crítica de subida de corriente en estado encendido, y el término  $di/dt$  es usado para definir el máximo  $di/dt$  para el cual el SCR está diseñado. Valores típicos son 30 a  $200 \mu A / \text{seg}$  para control de fase y tan altos como  $800 A / \mu \text{seg}$  para aplicaciones en inversores.

Algunos métodos han sido desarrollados para minimizar los efectos de calentamiento por alto  $di/dt$ . Estos son:

1. Un reactor externo saturable en serie - con el tiristor el cual no se sature en menos tiempo que el tiempo de encendido del dispositivo. Este reducirá el  $di/dt$  y minimizará el calentamiento.
2. Variaciones en la geometría del cátodo - para incrementar la relación en el crecimiento de el área de conducción por - el uso de diferentes estructuras de compuerta.

### 1.2.3 Relación crítica de subida de voltaje directo DV/DT.-

En aplicaciones como inversores y ciclo convertidores, el tiristor es sujeto a cambios extremadamente rápidos, los cuales causan una corriente de cargado  $i = C dv/dt$ , la cual - sumada a la corriente normal de fuga encendería el dispositivo. Esta corriente es fun -

ción de la capacitancia de la unión, del voltaje de bloqueo y de la relación que se aplique en el voltaje de ánodo,  $dv/dt$ . Otras fuentes en la relación crítica de voltaje directo son interruptores ac y transientes en la fuente ac; también la operación a temperaturas elevadas reducirá la capacidad de  $dv/dt$  del tiristor, cuando menos corriente de compuerta es requerida para lograr el encendido.

La construcción del tipo emisor corto es una comúnmente usada para incrementar la capacidad de  $dv/dt$  del tiristor. Esta es acompañada con una resistencia Shunt alrededor de la unión compuerta-cátodo, por lo que cuando el voltaje a través de la resistencia excede el voltaje compuerta-cátodo, la corriente de unión fluye y es logrado el encendido.

Los rangos  $dv/dt$  en las hojas de datos son dados para la propia operación del dispositivo a una temperatura de unión máxima y con una señal de compuerta cero. Valores típicos de  $dv/dt$  son 25 a 300 V/ $\mu$ seg pa

ra control de fase y tan altos como 800 V/ $\mu$ seg para aplicaciones de inversores.

Por sí mismo, el encendido  $dv/dt$  no es destructivo para el dispositivo, pero en algunas aplicaciones tales como inversores éste podría crear un corto circuito a través de la fuente dc. Estas son algunas maneras de minimizar el problema, y una de las más usadas es aplicar un circuito R-C snubber en paralelo con el SCR, donde el capacitor absorbe el exceso de energía transiente y el resistor limita la corriente.

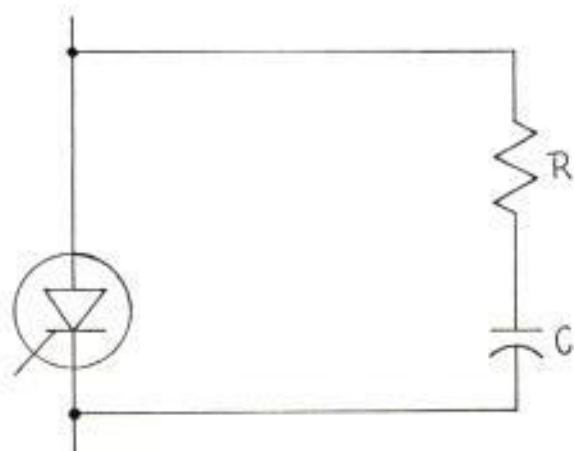


FIGURA 1.4.- CIRCUITO R-C SNUBBER

Otra forma efectiva es seleccionar un tiristor con un alto  $dv/dt$ , o un tiristor con

un alto rango de voltaje, donde  $V_{fb}$  sea - muy grande, entonces la relación de el voltaje de ánodo aplicado será muy baja y la capacidad  $dv/dt$  del tiristor aumentará.

Alternativamente, aplicando una polariza - ción inversa a la compuerta, resultaría - en un incremento en el voltaje de rompimiento y en la capacidad de  $dv/dt$ ; sinembargo hay que tener cuidado de que el valor negativo no exceda el que puede soportar el dispositivo especificado en la hoja de datos. Un aspecto satisfactorio de la polarización negativa de compuerta es que reduce la posibilidad de encendido transiente causado por señales de ruido en el circuito de compuerta.

#### 1.2.4 Apagado dinámico.-

En el estado de conducción cada una de las tres uniones está polarizada directamente, y las regiones base están saturadas como - se muestra en la Fig. 1.5. Antes de que el bloqueo directo pueda ser logrado los portadores de carga deben ser removidos. Un



método el cual no es práctico, es abrir el circuito de ánodo. Normalmente, sin embargo, el voltaje ánodo-cátodo es reducido hasta que la corriente de mantenimiento no pueda ser sostenida, en este punto los portadores de carga se recombinan y el tiristor recobra su capacidad de bloqueo directo. Este proceso es llamado conmutación y ocurre naturalmente en aplicaciones ac. En aplicaciones dc donde el ánodo-cátodo no llega a estar polarizado inversamente en forma natural, es necesario aplicar un voltaje inverso para reducir la corriente de ánodo por medios externos. Este proceso es llamado conmutación forzada.

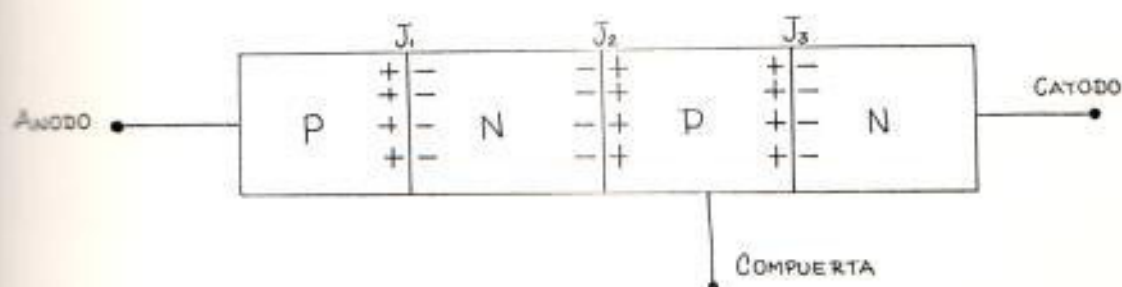


FIGURA 1.5.- POLARIZACION EN ESTADO DE CONDUCCION

Cuando el voltaje ánodo-cátodo llega a estar polarizado inversamente, la corriente de ánodo decrece a cero y se pone negativa

alcanzando un valor pico el cual es llamado corriente de restablecimiento inversa. Esta corriente causa que los electrones y los huecos migren desde la unión J2 a las uniones J1 y J3, hasta que los portadores se hayan recombinado en la unión J2. Sobre el punto donde se tiene la corriente pico de restablecimiento inversa, existe todavía un pequeño voltaje positivo en el SCR. En este punto el voltaje ánodo-cátodo llega a polarizarse inversamente y se incrementa hasta un máximo valor, al mismo tiempo que la corriente de ánodo decrece a cero. El intervalo de tiempo entre el punto al cual el restablecimiento inverso de corriente comienza hasta el punto donde este llega a cero es llamado tiempo de restablecimiento inverso  $t_{rr}$ . Este intervalo de tiempo es del orden de 2  $\mu$ seg para SCR de menos de 100 amperios, y puede incrementarse a un orden de 6 a 8  $\mu$ seg para SCRs de alta corriente.

En relaciones de alto voltaje, la pastilla de silicio de el SCR es usualmente gruesa para prevenir un rompimiento de voltaje en -

el dispositivo, y da como resultado que el tiempo de recombinación de la unión J2 se incrementa, resultando en un aumento de  $t_{rr}$ .

El bloqueo directo de la unión requiere un período de tiempo llamado tiempo de restablecimiento de compuerta,  $t_{gr}$ , para establecer una región de deflexión antes de que el voltaje de bloqueo directo pueda ser re-establecido. El tiempo de restablecimiento de compuerta es usualmente mucho más largo que el tiempo de restablecimiento inverso. El período de tiempo ( $t_{rr} + t_{gr}$ ) =  $t_{off}$ , es conocido como tiempo de apagado y generalmente está especificado en la hoja de datos del SCR, el que puede variar desde 20  $\mu$ seg para inversores hasta 150 o 200  $\mu$ seg, para control de fase con SCRs. Las formas de onda de voltaje y corriente durante el período de apagado son mostradas en la Fig. 1.6.

El período del tiempo de apagado,  $t_{off}$ , es afectado por los siguientes factores:

1. La amplitud de la corriente de ánodo pre

via a la conmutación; para corriente de ánodo menores que la corriente diseñada, el tiempo de apagado será más rápido, si es asumido que el dispositivo está operando a temperaturas de unión convenientes.

2. La temperatura de unión  $T_j$ , para corrientes de ánodo elevadas resultará en un sobrecalentamiento de la unión, y el tiempo de apagado se incrementará.
3. El  $di/dt$ ; la relación de cambio de corriente es gobernada por la inductancia externa del circuito; mientras más rápido es la relación de cambio de corriente será más corto el tiempo de restablecimiento inverso y el tiempo de apagado se reducirá.
4. La amplitud del voltaje inverso; el voltaje inverso produce la corriente de recuperación inversa, y entonces variaciones en la amplitud de este voltaje afectaría directamente la relación de

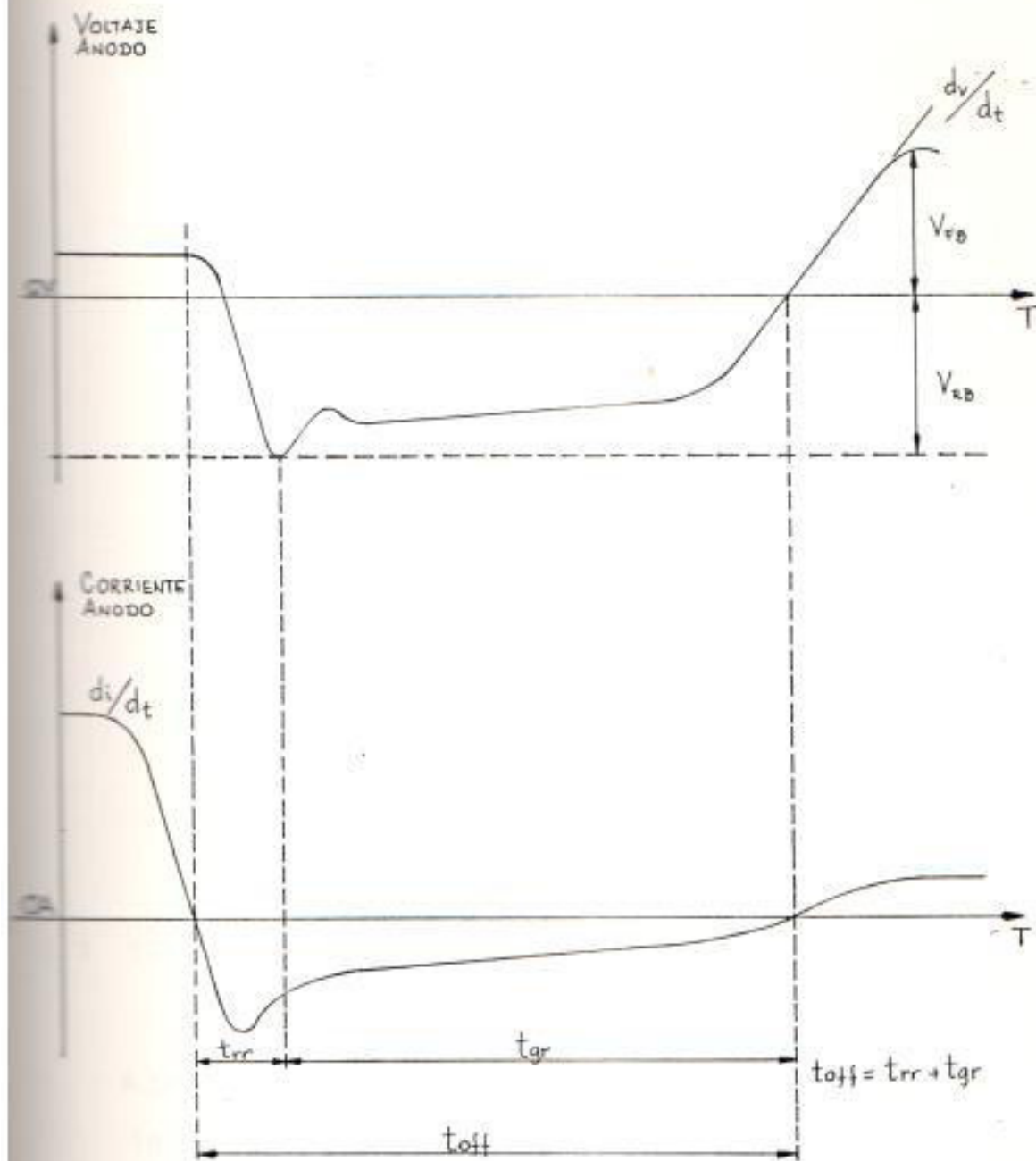


FIGURA 1.6.- TIEMPO DE APAGADO

cambio de la corriente de recuperación inversa. Voltajes inversos del orden de 25 a 30 voltios durante el tiempo de restablecimiento de compuerta,  $t_{gr}$ , reducirían el tiempo de apagado.

5. La relación de subida  $dv/dt$  de voltaje directo reaplicado; esta relación debe ser menor que la especificada para  $t_{off}$ .

Debería también ser apreciado que el tiempo de apagado disponible en el tiristor debe ser mayor que el especificado. Este no es un problema normalmente para bajas frecuencias, pero en aplicaciones de alta frecuencia el tiempo de apagado puede ser una significativa porción del tiempo total disponible y esto traería problemas.

### 1.3 CEBADO DEL TIRISTOR.-

A continuación se analizarán las diferentes señales que producen el cebado o encendido del tiristor.

#### 1.3.1 Señales de continua para la excitación o cebado.-

Una señal continua de puerta no es normalmente conveniente a causa de la disipación

de potencia ineludible en el tiristor, pero en aplicaciones en las que el tiristor puede ser cortado antes del instante previsto, debe ser tolerada esta disipación extra.

La Fig. 1.7.a ilustra un circuito de excitación o de cebado. El interruptor S puede ser mecánico unipolar o puede ser un relé, un interruptor de lámina, un interruptor por transistor o por otro tiristor si sólo se puede obtener una pequeña señal de conmutación de la fuente de control.

La Fig. 1.7.b es una modificación que no necesita fuente de alimentación adicional. Cuando el ánodo es positivo y S está cerrado, la corriente de puerta está limitada por R. Cuando el ánodo es positivo y el tiristor está conduciendo, la corriente de puerta es muy reducida a causa de que la tensión que produce la corriente de puerta es ahora únicamente la caída de tensión directa en el tiristor, de aproximadamente 1V. En el circuito se ha incorporado el diodo para prevenir una gran tensión inversa entre los terminales de puerta y cátodo -

cuando se interrumpe la corriente. El diodo limita esta tensión a 1V. aproximadamente, aunque se puede tolerar una tensión de hasta unos 5V.

Otro procedimiento ordinario de producir las señales de continua de cebado es el uso de un multivibrador biestable. Toda la familia de multivibradores se fabrica en forma modular de modo que los elementos lógicos y los circuitos reales de cebado se pueden construir fácilmente sin que sea necesario diseñar circuitos individuales. Cuando un pequeño impulso del circuito de control llega a la entrada del multivibrador biestable, éste cambia de estado y, o bien aparece una tensión en la salida, como una señal de puerta, o bien es suprimida si aparece en los terminales de salida antes de la aplicación de una señal.

### 1.3.2 Señales de impulso para el cebado.-

Puede ser muy ventajoso utilizar señales de impulso para el cebado en vez de señales de continua. Es posible el acoplamiento



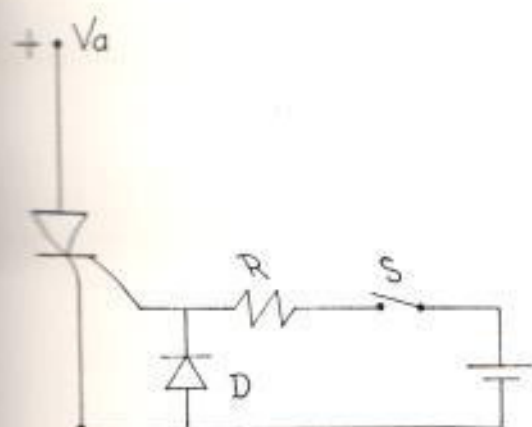


FIGURA 1.7.a CIRCUITO DE EXCITACION CON FUENTE EXTERNA.

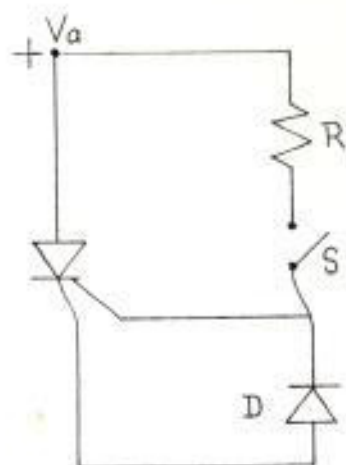


FIGURA 1.7.b CIRCUITO DE EXCITACION SIN FUENTE.

el acoplamiento por transformador de la puerta del tiristor con el consiguiente aislamiento respecto a la fuente de alimentación del control de puerta. Entonces pueden ser alimentados por la misma fuente varios circuitos. La disipación de potencia en el circuito de puerta puede ser más reducida o bien la potencia de los impulsos individuales puede ser más alta para obtener una más rápida y fiable conmutación cuando se utilizan impulsos en lugar de señales de continua.

Si se requiere una señal de cebado continuamente, se puede utilizar una sucesión continua de impulsos de alta frecuencia. Según esto, las señales de impulsos se pue

den clasificar en impulsos únicos o múltiples, que pueden ser controlados en el tiempo, o impulsos simples de excitación o corte.

Los impulsos de excitación y de corte se pueden obtener de un multivibrador monoestable con transistor. Cada impulso de entrada de pequeña señal en el multivibrador proporciona una salida de impulso grande, de magnitud y duración definida, en la Figura 1.8 se muestra un circuito en el cual se emplea un transformador de núcleo saturable para obtener un impulso de conexión-desconexión. Cuando el ánodo es positivo el tiristor se conectará si el transformador no está saturado.

El transformador T se satura cuando está cerrado el interruptor S y el tiristor no se cebará a causa de que la puerta está desacoplada o derivada por el devanado secundario de baja impedancia.

Los impulsos únicos o múltiples se pueden obtener también de circuitos de transis -

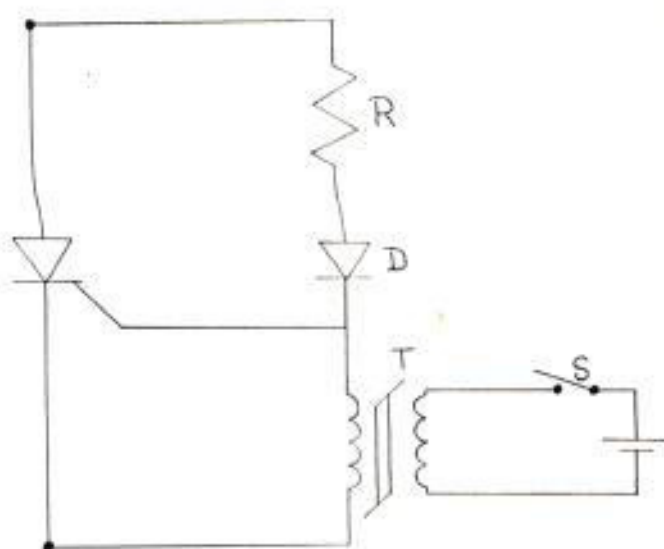


FIGURA 1.8.- CIRCUITO DE EXCITACION CON TRANSFORMADOR

tor unión (UJT), uno de los cuales está representado en la Figura 1.9. Tiene un control manual simple. El condensador  $C$  se carga hasta el punto de avalancha del UJT y entonces aparece un impulso entre los terminales del transformador. El tiempo que tarda en aparecer el impulso, depende de la constante de tiempo  $RC$ .

El astable de multivibrador de frecuencia libre es otro componente de la familia que puede proveer un tren de impulsos de alta frecuencia. Esta es una forma fi

riando la parte del ciclo de tensión durante la cual puede circular la corriente. Esto significa que el impulso que conecta al tiristor en el momento correcto del ciclo está sincronizado con el suministro de alterna y su fase respecto a la tensión de alimentación está regulada.

Un método sencillo para obtener un ángulo de conducción de  $90^\circ$  se muestra en la Figura 1.10 con una resistencia variable  $R$ . Un mayor valor de  $R$  retarda el tiempo o fase siendo la tensión suficientemente positiva en el ciclo para que la corriente de puerta pueda disparar el tiristor.

Un circuito de cebado de más precisión es el representado en el diagrama de bloques de la Fig. 1.11. La fuente de alterna suministra la señal sincronizada que es convertida a una forma de onda en rampa que a su vez alimenta al disparador Schmidt de la familia de multivibrador. Este es el conformador de impulsos para cebar al tiristor. Cuando la entrada de señal en el disparador Schmidt alcanza un nivel par

particular hay una señal de salida con un frente de onda que se eleva abruptamente. Cuando la señal de entrada disminuye por debajo de un cierto nivel, la salida del conformador de impulso se reduce a cero. Una forma de onda en dientes de sierra hace posible que la salida del conformador de impulsos disminuya hasta anularse en el mismo instante en cada ciclo, pero la fase del impulso varía por el cambio de nivel de la forma de onda en dientes de sierra y, por tanto, el instante en que el conformador de impulsos dispara al tiristor. Esta variación de fase cubre casi todo el margen de  $180^\circ$  del ciclo.

#### 2.4 APAGADO DEL TIRISTOR.-

Los métodos generales para cortar o bloquear han sido descritos y clasificados en dos formas: interrupción de corriente y conmutación forzada. El primero se realiza abriendo un interruptor en la línea de carga o cerrando un interruptor en paralelo con el tiristor. Esto último se reali-

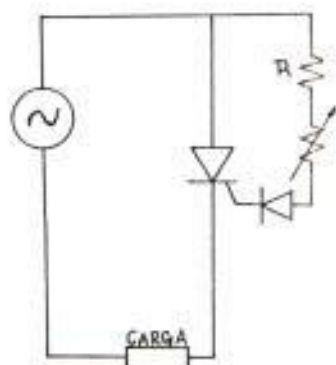


FIGURA 1.10 CIRCUITO PARA ANGULO DE CONDUCCION DE 90°

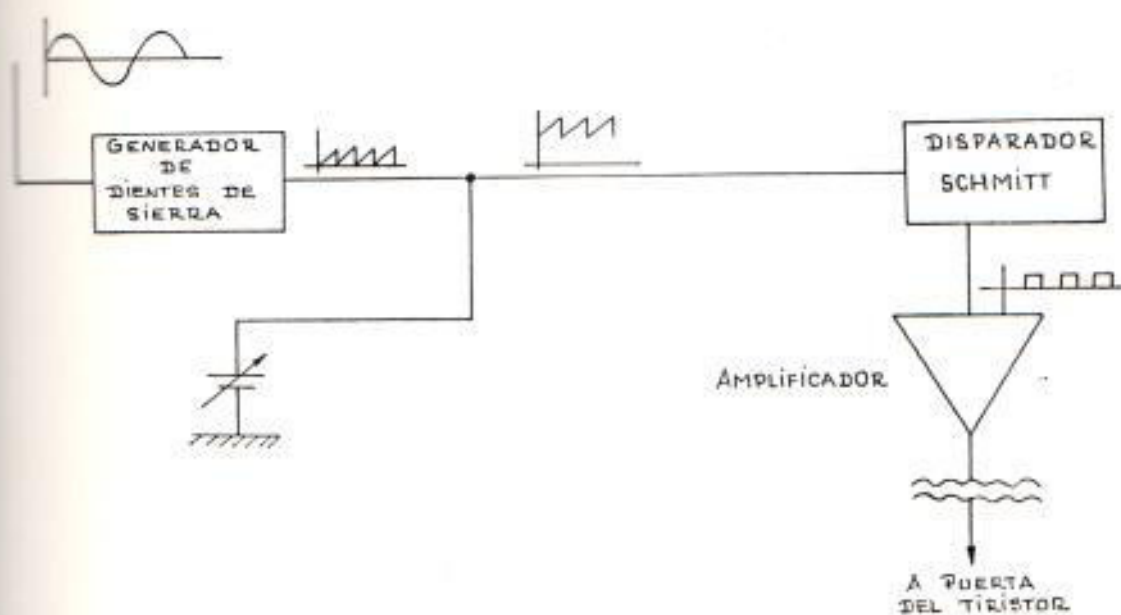


FIGURA 1.11.- DIAGRAMA DE BLOQUES PARA CIRCUITO DE ENCENDIDO DE MAYOR PRECISION.

za por varios métodos. El más sencillo es el de conmutación de fase, es decir, cuando la alimentación es alterna durante un semiciclo el tiristor está polarizado inversamente y se bloqueará. El corte no ocurrirá necesariamente  $20\mu$  después de que el cátodo se haga positivo. El tiristor se corta cuando la corriente directa se reduce a cero y esto depende de la reactancia de carga. Si la carga es capacitiva, la corriente se anula antes que la tensión y esto sugiere un medio de conmutación forzada a través de la resonancia cuando la alimentación es de continua.

En los circuitos de conmutación forzada se utilizan, principalmente, condensadores. Un circuito que no requiere condensador es el que utiliza un impulso externo proveniente de un transformador para el bloqueo. A continuación se describen cuatro ejemplos de conmutación por condensador, pero el método que se elija dependerá de la aplicación del tiristor.

#### 1.4.1 Autoconmutación por resonancia.

La Fig. 1.12.a muestra un circuito reso-

nante LC. La placa X del condensador C es positiva mientras el tiristor TH se dispara para conducir la corriente de carga. Una vez que el tiristor conduce, C se descarga a través del circuito resonante de C, TH, L, y la polaridad del condensador cambia. La corriente resonante se invertirá después de un semiciclo. El tiristor se cortará si la corriente resonante es mayor que la corriente de carga. Una consecuencia de esto es que si la carga fue se cortocircuitada, el circuito resonante no podría suministrar una corriente suficientemente intensa para cortar el tiristor.

Para todas las cargas  $C > t_{off}/R_L \mu F$ , donde  $t_{off}$  es el tiempo de conmutación en  $\mu s.$  y  $R_L$  es la resistencia de carga.

En la práctica C se reducirá desde este valor hasta el mínimo que dé una conmutación fiable.

En la Fig. 1.12.b está representado en -



circuito análogo en el que la tensión inversa se obtiene por resonancia en circuitos alimentados con corriente continua. Las formas de onda de los elementos correspondientes están representadas en la Fig. 1.12.c. Estas describen la acción de cortar. Es decir, cuando el condensador se ha cargado, el circuito resonante tiende a invertir la corriente y el tiristor se bloquea. El período de conducción está determinado por los valores de L y C.

#### 1.4.2 Conmutación resonante auxiliar.

La Fig. 1.13 ilustra como puede ser regulado el instante de conmutación en corte por un tiristor auxiliar  $TH_2$  conjuntamente con un circuito resonante LC. Primero debe ser cebado el tiristor  $TH_2$  para cargar C. El tiristor  $TH_2$  se bloquea cuando la corriente disminuye por debajo del valor de mantenimiento. El tiristor  $TH_1$  puede ser entonces cebado para que conduzca la corriente de carga y la corriente resonante de C y L. Cuando C ha cambiado de polaridad, la placa Y se hace posi-

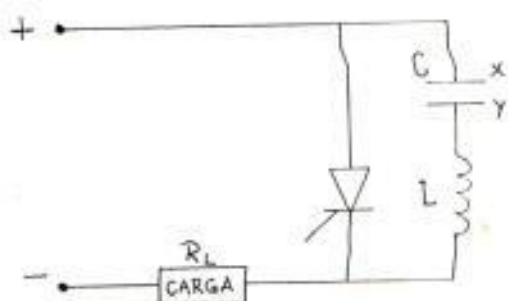


FIGURA 1.12.a.- CIRCUITO RESONANTE L-C PARALELO

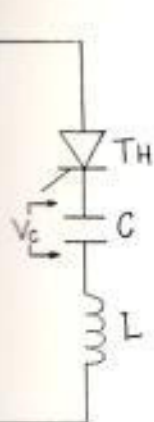


FIGURA 1.12.b CIRCUITO RESONANTE L-C SERIE.

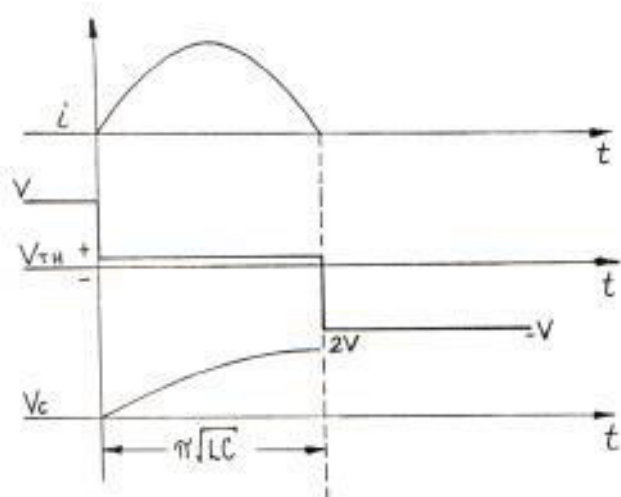


FIGURA 1.12.c.- CURVAS CARACTERISTICAS DEL CIRCUITO RESONANTE L-C.

tiva con respecto a la  $X$  a una tensión casi doble que la de alimentación, el diodo impide un cambio ulterior. En el instante en que  $TH_2$  es excitado por segunda vez, la tensión del condensador polariza en sentido inverso  $TH_1$  y lo pone en estado de corte. Nuevamente

$$C > t_{off}/R_L \quad \mu F \quad (1.5)$$

Debido a la fuga de descarga del condensador a través de  $TH_1$  y de  $D$ , el tiempo de corte a partir de la iniciación de la conducción de  $TH_1$  no debe ser largo, si se desea asegurar la fiabilidad. En consecuencia, este método se aplica al caso en que se requiera una corriente continua media variable. Esto se obtiene por una rápida conmutación de  $TH_1$  y alterando la relación entre el tiempo de conducción y el tiempo de corte.

#### 1.4.3 Conmutación por capacidad en paralelo.

La Fig. 1.14 representa uno de los varios

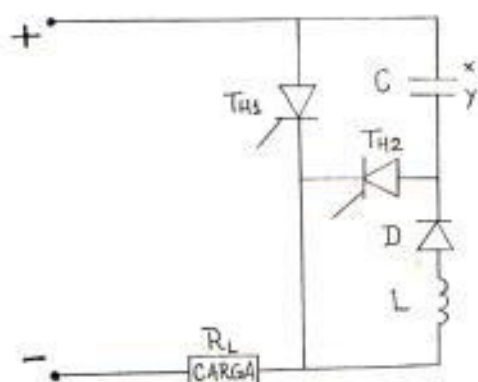


FIGURA 1.13.- CIRCUITO CONMUTACION RESONANTE AUXILIAR

métodos de conmutación por capacidad en paralelo. El funcionamiento es como sigue: el tiristor  $TH_2$  está en corte y el  $TH_1$  conduce la corriente de carga. Esto significa que la placa Y del condensador C está casi al potencial de masa y que la placa X es positiva y casi al potencial de la fuente de alimentación a causa de que C se ha cargado a través de R, C y  $TH_1$ .

Si la energía almacenada en C es suficientemente grande cuando es excitado o cebado  $TH_2$ , C se descarga y polariza inversamente  $TH_1$  durante un período más largo -

que su tiempo de conmutación en corte. Este sistema es repetitivo. La conmutación de un tiristor en conducción conmutará al otro tiristor en corte. Si  $R$  no es otra carga, debe ser cuidadosamente elegida para minimizar la pérdida de potencia en ella y obtener una constante de tiempo  $RC$  que no sea grande comparada con la frecuencia de conmutación, haciéndola suficientemente pequeña para que la corriente a través de ella sea mayor que la corriente de fuga de  $TH_2$ , porque de otro modo  $C$  no se cargaría con la placa  $X$  positiva.

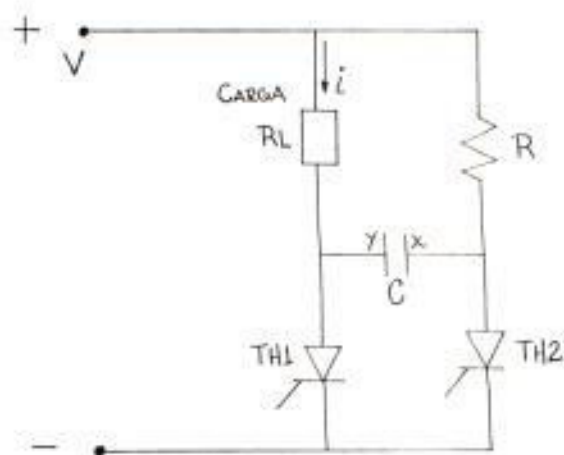


FIGURA 1.14.- CIRCUITO DE CONMUTACION POR CAPACIDAD EN PARALELO.

Para hallar el valor de  $C$  que asegure el corte, es necesario averiguar el tiempo que tarda  $TH_1$  en tener nuevamente polarización directa después que  $TH_2$  ha sido conmutado en conducción. Mientras  $TH_1$  está polarizado inversamente,  $C$  conduce la corriente total de carga, por lo que si  $V$  es la tensión aplicada, la corriente de carga es:

$$i = \frac{2V}{R_L} e^{-t/RLC} \quad (1.6)$$

La tensión entre los terminales de  $TH_1$  es:

$$V_{TH1} = V - iR_L \quad (1.7)$$

es decir,

$$V_{TH1} = V (1 - 2e^{-t/CR_L}) \quad (1.8)$$

y el tiempo que transcurre para que esta tensión se anule, es decir, justamente antes de que  $TH_1$  se polarice en sentido directo es:

$$t = 0.7 CR_L$$

Este debe ser mayor que el tiempo de conmutación en corte  $t_{off}$  de  $TH_1$ , por lo que:

$$t_{off} \leq 0.7 CR_L$$

o bien:

$$C > t_{off}/0.7 R_L \quad (1.9)$$

Es aconsejable utilizar una capacidad de valor mayor que el calculado y reducir  $C$  en la práctica hasta que su valor sea justamente mayor que el necesario para que no falle la conmutación. Cuando la carga contiene inductancia, el valor de  $C$  se reduce, por lo que el criterio anterior se puede seguir cualquiera que sea la carga.

#### 1.4.4 Conmutación por capacidad serie.-

La Fig. 1.15 es un ejemplo de este método

en un circuito inversor que tiene una salida de tensión de onda cuadrada. Si  $TH_2$  está en corte y  $TH_1$  está en conducción, la corriente pasa por la carga. Si  $TH_1$  está en corte y  $TH_2$  está en conducción, la corriente de carga circula en sentido inverso.

Suele ser conveniente tener una onda de salida senoidal para lo cual se inserta un filtro que dé regulación nula a la frecuencia fundamental y alta atenuación en las otras frecuencias no deseadas. Si el filtro presenta una carga capacitiva al inversor, esto hará que la corriente se invierta antes de que se invierta la tensión. La corriente inversa puede circular a través de un diodo y crear una tensión de polarización inversa en un tiristor, cortándolo. Se observará que en este caso la tensión inversa no es más que la caída de tensión directa entre los terminales del diodo, es decir, aproximadamente 1V.

Los elementos LC resuenan a la frecuen-



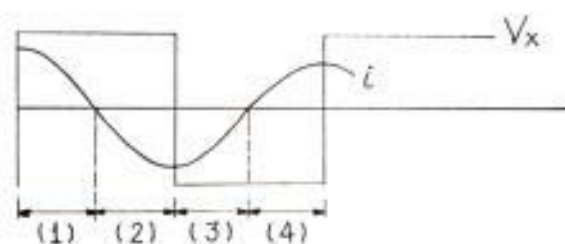
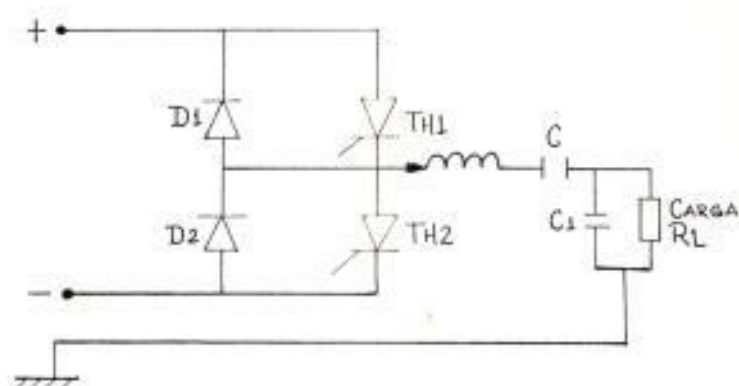


FIGURA 1.15.- CIRCUITO DE CONMUTACION POR CAPACIDAD EN SERIE

cia fundamental y ofrecen impedancia cero - en el inversor a la frecuencia necesaria. Los elementos LC actúan como un filtro - de paso bajo atenuando las frecuencias no deseadas. El elemento  $C_1$  sirve también pa - ra hacer que la carga sea capacitiva por lo que la corriente adelantará al volta - je y facilitará la conmutación en corte.

Hay cuatro tiempos de operación, como se representa en la Fig. 1.15 con:

1.  $TH_1$  conduciendo y  $TH_2$  en corte
2.  $D_1$  conduciendo,  $TH_1$  y  $TH_2$  en corte
3.  $TH_2$  conduciendo y  $TH_1$  en corte; y
4.  $D_2$  conduciendo,  $TH_1$  y  $TH_2$  en corte para completar el ciclo.

Dos tiristores nunca conducen simultáneamente, de modo que cortocircuiten la fuente o suministro.

## CAPITULO II

### CONFIGURACION BASICA Y CLASES DE CIRCUITOS TROCEADORES

La regulación de velocidad de un motor mediante un troceador de tensión con tiristores se emplea cuando el suministro es en continua o en alterna rectificadas por un convertidor no controlado. El caso en que es más necesario el suministro en continua es para tracción, ya sea a causa de la necesidad de almacenamiento de la energía en baterías o bien a causa de las mejores características par motor-velocidad de las máquinas de continua, siendo aquí donde los troceadores de tensión encuentran más aplicación.

#### 2.1 FUNCIONAMIENTO DE UN CIRCUITO TROCEADOR BASICO.-

El principio de operación de un convertidor dc-dc está ilustrado en la Fig. 2.1.a. El motor es de excitación separada, y el circuito de campo se ha omitido. El troceador lo podríamos considerar como un interruptor electrónico ideal para la aplicación de una diferencia de potencial  $V$  al motor en

forma de una serie de pulsos como se ilustra en -  
la Fig. 2.1.b.

Esto significa que, aunque la tensión de entrada sea constante, la tensión media se puede ajustar. Hay tres maneras de variar la relación marca-espacio, o sea, relación entre los tiempos de conexión y desconexión para variar la tensión.

1. ton constante y T (período) ajustable
2. t constante y ton ajustable; o,
3. ton y T ambas ajustables, y en los tres casos.

$$V_o = V_{ton}/T$$

La frecuencia de conmutación es alta para que el filtrado sea mínimo y la respuesta es también alta comparada con la de los métodos de ajuste de tensión por fase controlada. Las frecuencias comprendidas entre 500 y 2000 Hz son usuales. A frecuencias más altas, los condensadores de conmutación, no tienen tiempo suficiente para cargarse.

Para entender la forma de onda de la corriente de armadura resultante, es necesario que consideremos

el circuito básico del troceador mostrado en la Fig. 2.2. Este circuito incorpora dos dispositivos semiconductores mayores, un diodo D y un tiristor Q. En un troceador de baja potencia Q puede muy bien ser reemplazado por un transistor de potencia; pero el símbolo encerrado en un circuito en la Fig. 2.2 representa un tiristor el cual puede ser encendido por medio de la compuerta y apagado por medio de un circuito auxiliar. Un pulso en la corriente de compuerta  $I_g$  permite a Q que conduzca la corriente de la fuente  $I_s$ , produciendo que la diferencia de voltaje ánodo-cátodo sea positiva. Para apagar Q debe ser removida la corriente de compuerta y el voltaje ánodo-cátodo mantenerse negativo por un intervalo de unos  $20\mu\text{seg}$ .

Cuando Q es conmutado y  $I_s$  no fluye grandemente, la inductancia del circuito de armadura  $L_a$  mantiene la corriente  $I_a$ , la cual entonces fluirá a través del diodo de paso libre D hasta que Q es nuevamente encendido. La forma de onda de  $I_a$  por lo tanto consiste en sectores de alternados incrementos y decrementos de las curvas exponenciales. Si  $t_{on}$  es hecho pequeño,  $I_a$  podría caer a cero durante el intervalo entre  $t_{on}$  y  $T$ , por lo que la corriente de armadura sería discontinua. Bajo

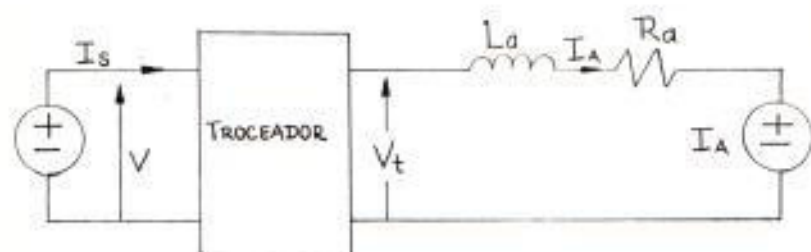


FIGURA 2.1.a.- CONVERTIDOR DC-DC

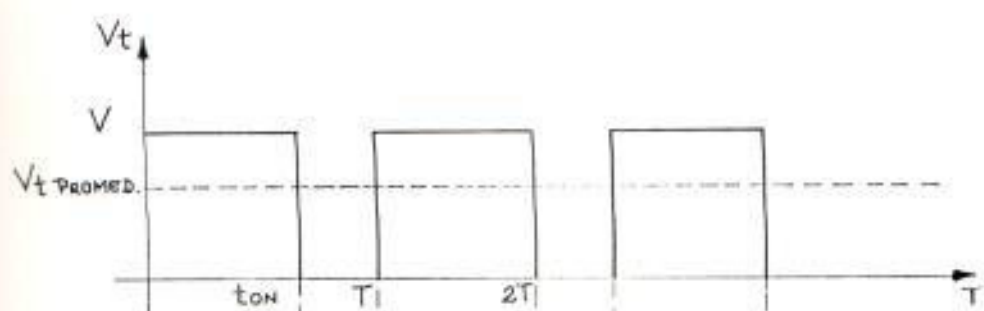


FIGURA 2.1.b.- VOLTAJE EN LA CARGA

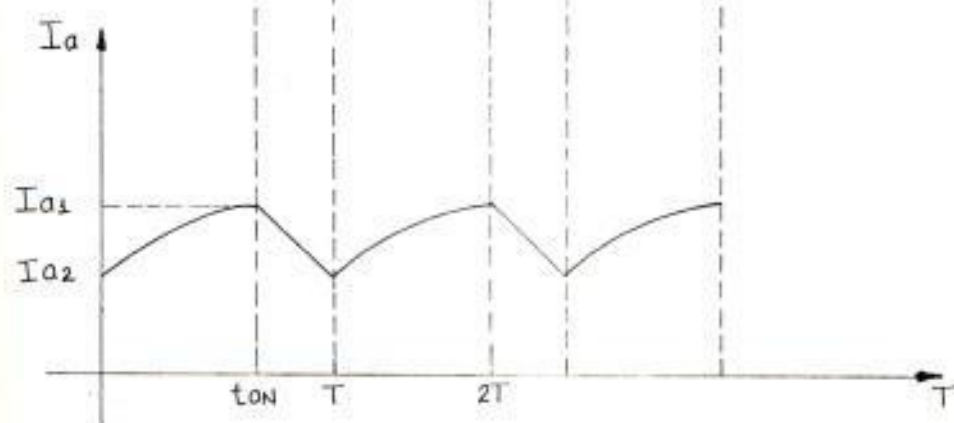


FIGURA 2.1.c.- CORRIENTE EN LA CARGA

condiciones aproximadas de plena carga, sin embargo  $I_a$  será continua como se muestra en la Fig. 2.1.c cuando la frecuencia del troceador será suficientemente alta para mantener la corriente y lograr un torque casi constante.

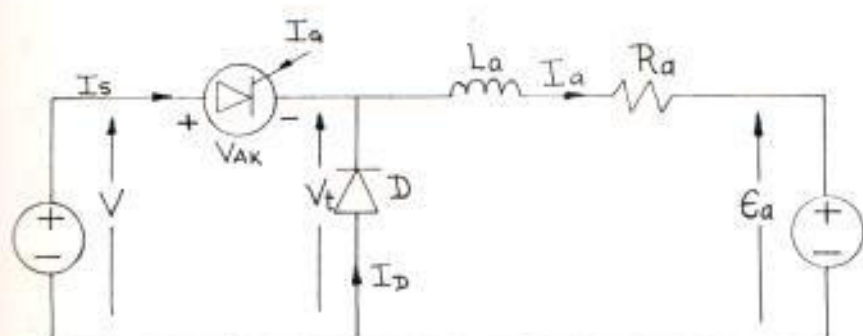


FIGURA 2.2.- CIRCUITO BASICO DEL TROCEADOR

## 2.2 CIRCUITOS DE APAGADO DE TIRISTORES.-

En los circuitos troceadores es necesario utilizar las técnicas de conmutación forzada para apagar a los tiristores; estos circuitos utilizan un voltaje inverso para apagar al tiristor, y este voltaje se lo obtiene de un capacitor cargado. Los circuitos de conmutación forzada para troceadores pue

den ser clasificados como sigue:

1. Capacitor de conmutación en serie
2. Capacitor de conmutación en paralelo
3. Capacitor-inductor de conmutación en paralelo
4. Conmutación por pulso externo

Para una conmutación satisfactoria, el circuito de conmutación debe satisfacer las siguientes condiciones:

1. La corriente del tiristor debe ser reducida a cero.
2. El voltaje inverso debe estar aplicado en el tiristor por un período de tiempo mayor que el tiempo de apagado del mismo.
3. La relación crítica de voltaje directo reaplicado, no debe ser excedida.
4. En el caso de carga inductivas sería conveniente colocar un diodo de paso libre a través de esta carga. En resumen la capacidad del circuito troceador debe estar comparada contra los siguientes criterios:



1. Si es capaz de que opere tanto con modulación de ancho de pulso como en modulación de frecuencia de pulso.
2. Cuál es el rango de variación de voltaje?
3. El voltaje de conmutación que provee el capacitor de conmutación depende de la corriente de carga?
4. La corriente del capacitor causa que la corriente del tiristor sea excesiva?
5. Cuáles son los efectos de falla para lograr el apagado.

#### 2.2.1 Conmutación por capacitor en serie.-

La forma más simple de un circuito de conmutación por capacitor en serie está mostrado en la Fig. 2.3.a. Cuando el SCR1 es encendido, el tiristor conduce sólo la corriente de carga del capacitor, la cual decaerá a un valor menor que la corriente de mantenimiento cuando el capacitor esté cargado al voltaje de la fuente  $V_d$ . Con

una amortiguada carga inductiva resonante, el voltaje en el capacitor será en exceso de  $V_d$ , y este voltaje inverso ayudará al apagado del tiristor.

Con el circuito de la Fig. 2.3.a solo un pulso de corriente a través de la carga es posible a menos que el capacitor esté descargado. La función de un troceador dc es suministrar una corriente unidireccional a través de la carga. Existen dos maneras posibles de lograr la descarga del capacitor.

En la Fig. 2.3.b una resistencia está conectada en paralelo con el capacitor, el mínimo tiempo antes de la aplicación de un pulso de puerta al tiristor debe ser determinada por la constante de tiempo RC.

Un método de descarga del capacitor está mostrado en la Fig. 2.3.c, donde un inductor y un segundo tiristor son conectados en paralelo con el capacitor. La secuencia de operación entonces es para encender SCR1, el cual en cambio carga C arriba de un cierto voltaje sobre  $V_d$ , un tiempo más

tarde y mayor que  $t_{off}$ , SCR2 es encendido y el capacitor es descargado a través de L y SCR2.

En este tipo de circuito, la carga limitará el rango de control y variaciones en la impedancia de carga reduce la efectividad del circuito de conmutación. Este método de conmutación no es frecuentemente encontrado en aplicaciones de troceadores, pero es a veces usado en aplicaciones de inversores.

#### 2.2.2 Conmutación por capacitor en paralelo.-

En el circuito con capacitor en paralelo mostrado en la Fig. 2.4.a cuando el SCR1 es encendido, el capacitor C se cargará a un potencial  $V_d$  vía R1 con la placa derecha positiva. La conmutación es iniciada cuando el SCR2 es encendido, el cual aplicará un potencial positivo del capacitor al cátodo de SCR1 y se apagará. El período de tiempo durante el cual el SCR1 es polarizado inversamente es conocido como el tiempo de recuperación del circuito  $t_{fr}$ , y

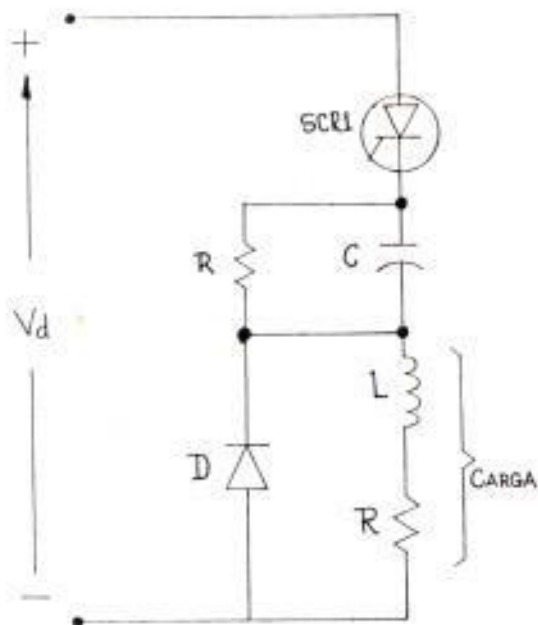
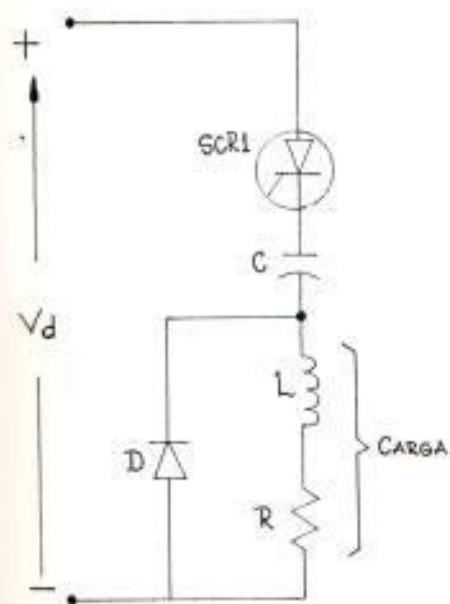


FIGURA 2.3.a.- CONMUTACION POR CAPACITOR EN SERIE SIN DESCARGA.

FIGURA 2.3.b.- CONMUTACION POR CAPACITOR CON DESCARGA POR UNA RESISTENCIA.

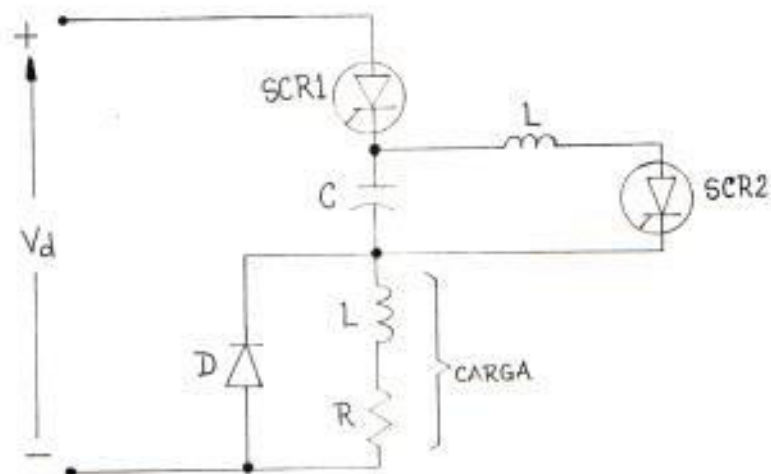


FIGURA 2.3.c.- CONMUTACION POR CAPACITOR EN SERIE CON DESCARGA POR INDUCTOR Y TIRISTOR.

debe ser mayor que el tiempo de apagado  $t_{off}$  del tiristor. El valor del capacitor  $C$  es obtenido de:

$$C = (I_1 t_{fr}) / V_d, t_{fr} > t_{off}$$

donde:

$C$  = Capacitancia de conmutación, en microfaradios.

$I_1$  = Corriente de carga, amperios

$t_{fr}$  = Tiempo de recuperación del circuito, microsegundo.

$V_d$  = Voltaje de la fuente dc, voltios

La mayor ventaja de la configuración mostrada en la Fig. 2.4.a es que la corriente de carga del capacitor no fluye a través de la carga. La desventaja es que el potencial en el capacitor es limitada por la fuente de voltaje, y en aplicaciones de altas corrientes y altas frecuencias podría no apagarse el SCR que conduce la carga.

Este circuito puede ser modificado para lograr carga resonante colocando un inductor y un tercer SCR, como se muestra en la Fig. 2.4.b. SCR1 y SCR3 son encendidos simultáneamente y C es cargado con su placa derecha positiva a un potencial  $V_c$  mayor que  $V_d$ , a través de L1 y SCR3 por la carga resonante.

El valor del capacitor C es obtenido de:

$$C = (I_1 t_{fr}) / V_c, t_{fr} > t_{off}$$

donde:

$V_c$  = Voltaje almacenado en C, voltios

Si el capacitor C fue descargado antes de SCR1 y SCR3 está apagado entonces  $V_c = 2V_d$ .

Este circuito tiene las siguientes características:

1. Operación tanto como modulación de an -

cho de pulso como modulación de frecuencia.

2. El mínimo tiempo de encendido obtenible es  $\pi\sqrt{L_1.C}$  y éste define el mínimo voltaje de carga.
3. El pico de la corriente de carga a través de  $L_1$ , SCR3 y SCR1, podría requerir una inductancia que permita manejar la corriente sin peligro de daño de los dispositivos.
4. El mínimo tiempo de apagado es dependiente de la corriente de carga, y éste define el máximo voltaje de la carga.
5. El máximo voltaje que puede ser logrado en la placa izquierda de C está limitada por el diodo de paso libre D a un máximo de  $V_d$ .
6. Cuando la corriente de cargado del capacitor se superpone a la corriente de carga a través de SCR1, el rango de

corriente de SCR1 debe ser incrementada acordeamente.

7. En el caso de que SCR1 no sea conmutado al estado de apagado cuando SCR2 es encendido, entonces después de que el capacitor C ha descargado SCR2 se apagará; cuando SCR1 y SCR3 son prendidos por la puerta. C se cargará y estará listo para la próxima conmutación de ciclo.
8. Una condición de falla puede existir con una pérdida de dispositivos, si SCR2 y SCR3 se encienden al mismo tiempo.

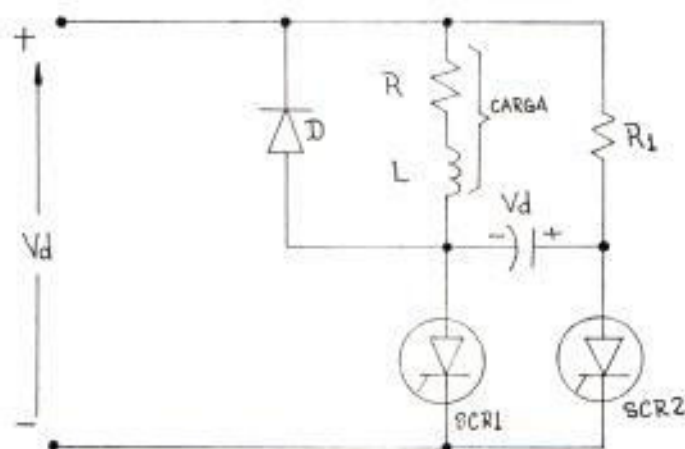


FIGURA 2.4a- CIRCUITO DE CONMUTACION POR CAPACITOR EN PARALELO



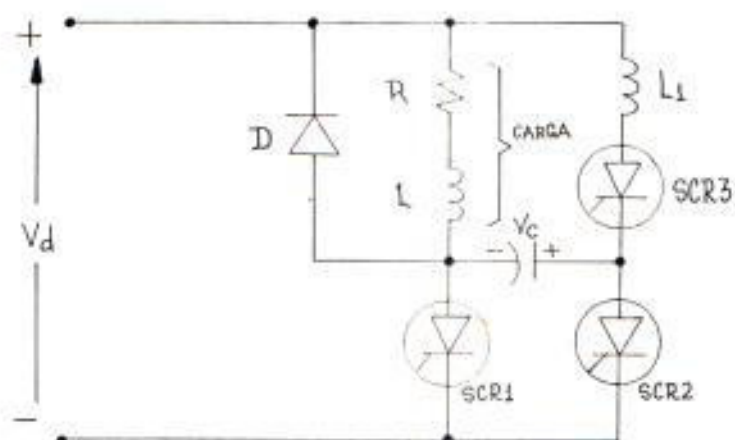


FIGURA 2.4.b.- CIRCUITO DE CONMUTACION POR CAPACITOR EN PARALELO CON TRES SCR'S.

Una configuración alternativa de un capacitor en paralelo, en la cual la corriente de carga fluye a través de la carga es mostrada en la Fig. 2.5.

El capacitor  $C$  es precargado con la polaridad mostrada a un potencial  $V_d$  por el encendido de SCR2; SCR2 automáticamente se apaga cuando el capacitor está cargado totalmente. Cuando SCR1 es encendido la corriente fluye en dos caminos, la corriente de carga  $I_1$  a través de la carga, y la corriente de descarga del capacitor - desde  $C$  a través de SCR1,  $D$  y  $L_1$ , la cual causa que  $C$  se cargue resonantemente

con una polaridad inversa aproximadamente  $0.8 V_d$ , debido a las pérdidas causadas por SCR1 y D1. Por esto D1 debe ser escogido para tener una baja corriente de fuga.

La conmutación es iniciada por el encendido de SCR2 el cual polarizará inversamente SCR1 y reducirá la corriente debajo de la corriente de mantenimiento, y el capacitor C se recargará a su condición original a través de SCR2 y la carga.

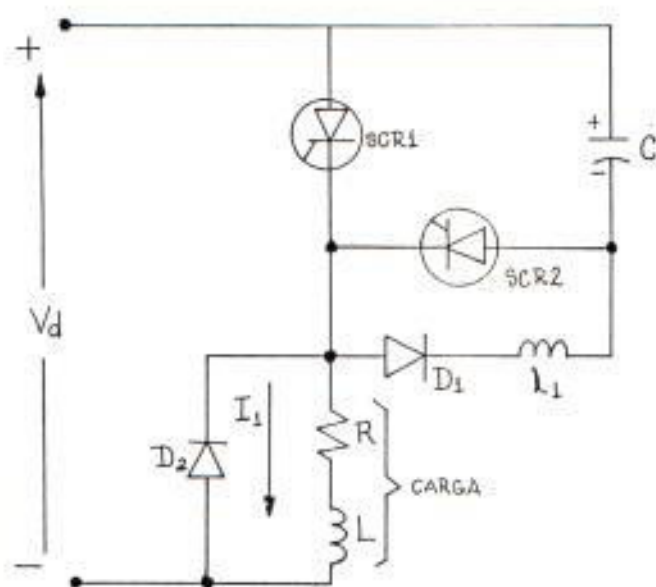


FIGURA 2.5.- CIRCUITO CUYA CORRIENTE DE CARGADO FLUYE A TRAVÉS DE LA CARGA.

Las características de este circuito son - las siguientes:

1. Puede obtenerse modulación de ancho de pulso como de frecuencia de pulso.
2. Las condiciones anotadas para la Fig. 2.4 aplicadas para el mínimo  $t_{on}$  y  $t_{off}$ .
3. El voltaje de conmutación en el capacitor no es afectado por la corriente de carga.
4. La principal desventaja de este circuito es que si el SCR1 falla al conmutar cuando SCR2 es encendido, el capacitor se descargará y SCR2 se apagará, por lo que C no puede recargarse con la placa superior positiva. Para realizar la conmutación nuevamente, el circuito debe ser aislado de la fuente dc y SCR2 debe ser encendido después que la energía se ha restablecido.

5. El rango de corriente de SCR1 debe ser incrementado para transportar tanto la corriente de carga como la corriente de cargado.
6. No hay posibilidad de una falla de baja impedancia a través del circuito, a menos que D2 haya fallado.

### 2.2.3 Conmutación por capacitor-inductor en paralelo.-

El circuito para este tipo de conmutación está mostrado en la Fig. 2.6. En el caso de conmutación por capacitor en serie, la carga del circuito forma parte de la sintonización del circuito, lo cual limitaba el rango de control, y las variaciones de la impedancia de carga reducía la efectividad del circuito de conmutación. El circuito mostrado en la Fig. 2.6 resuelve el problema colocando una combinación subamortiguada L-C en paralelo con el SCR que lleva la carga.

Cuando la potencia es aplicada desde la

fuente dc, el capacitor C se carga hasta aproximadamente  $V_d$  con la polaridad mostrada en C, L, y la carga. Cuando SCR1 es encendido, la corriente de carga fluye a través de la carga y simultáneamente C se descarga a través de SCR1 y resonantemente carga C con la polaridad inversa, entonces polariza inversamente a SCR1. Al mismo tiempo el capacitor comienza a descargarse y reduce el flujo de corriente de mantenimiento y se inicia el apagado. Tan pronto como el SCR1 es apagado, C se cargará con la polaridad original a través de L y de la carga.

Este circuito tiene las siguientes propiedades:

1. Puede operar sólo con modulación de frecuencia de pulso.
2. El período  $t_{on}$  está limitado por  $\pi\sqrt{LC}$ ;  $t_{off}$  es dependiente de la resistencia de carga. Para mayor resistencia de carga será mayor  $t_{off}$ .

3. SCR1 puede ser encendido sólo después de que C esté totalmente cargado, o el circuito fallará al conmutar.
4. Debido a las restricciones en ton y toff, el rango de control del voltaje de carga es limitado.

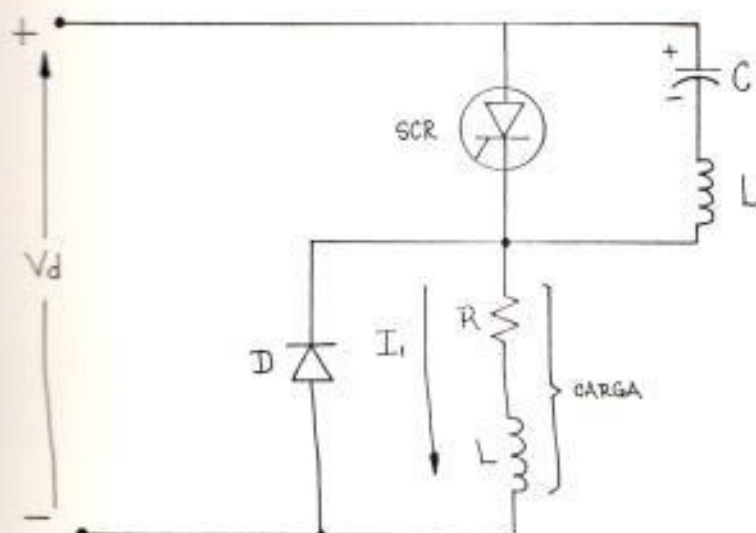


FIGURA 2.6.- CIRCUITO DE CONMUTACION POR CAPACITOR-INDUCTOR EN PARALELO.

#### 2.2.4 Conmutación por pulso externo.-

Este tipo de conmutación depende de la energía que es suministrada por una fuente externa. El tiempo de conducción del SCR que conduce la corriente de carga,

ton, es desde el comienzo de la conducción hasta la iniciación del apagado.

La duración del pulso de conmutación debe ser igual o mayor que el tiempo de apagado toff del SCR. Esto permite la operación del troceador bajo modulación de ancho de pulso o modulación de frecuencia de pulso. Normalmente el voltaje de conmutación inverso es aplicado a través del SCR o en serie con él. Existen varias configuraciones que podrían ser usadas, las cuales son mostradas en la Fig. 2.7.

En la Fig. 2.7.a el pulso de conmutación para apagar SCR1 es suministrado por medio de un transistor auxiliar Q1. El tiristor es asumido que está en conducción. Cuando se desea el apagado, una señal es aplicada a la base Q1, la cual polarizará inversamente SCR1, y el SCR se apagará. La señal a la base de Q1 debe ser suficientemente durable para asegurar el apagado y al mismo tiempo asegurar que el transistor está llegando a saturación. Si Q1 no ha llegado a saturación antes de

que el apagado sea logrado, resultará una falla en la conmutación.

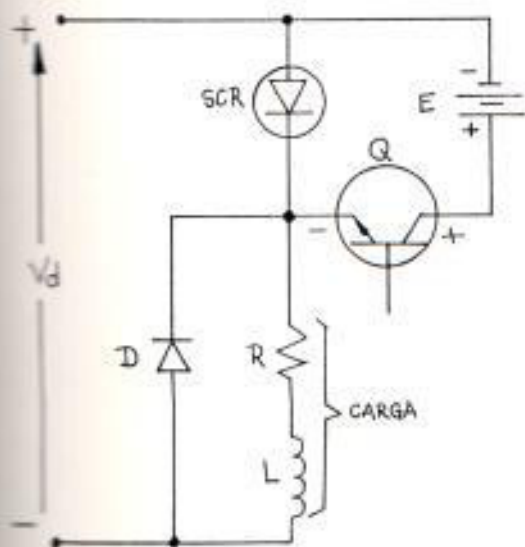
De esta forma Q1 es seleccionado para lograr el apagado bajo las mayores corrientes de carga y las peores condiciones de apagado del SCR.

La Fig. 2.7.b utiliza un transformador de pulsos con el objeto de lograr el apagado. Cuando SCR1 está conduciendo, el transformador de pulso está saturado por la corriente de carga en una dirección. La aplicación de un pulso en el primario de dirección opuesta y mayor magnitud que por la duración del pulso. Cuando la magnetización inversa excede un valor de control, el flujo en la bobina se invertirá por aproximadamente dos o tres microsegundos. Durante este período un voltaje muy alto de polaridad inversa es desarrollado a través del secundario del transformador, y este pulso de voltaje polarizará inversamente el SCR y se apagará. Con una carga inductiva, un diodo de paso libre debe ser conectado a través de la carga para preve

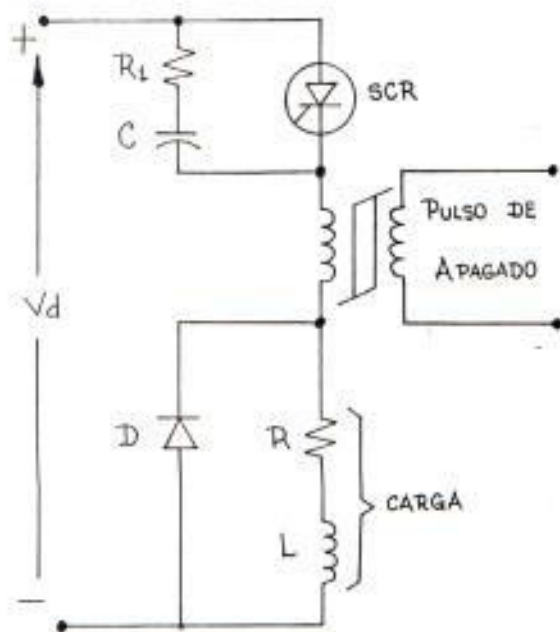


nir daños en el SCR por el voltaje inducido en la carga.

La mayor ventaja de los circuitos de conmutación por pulso externo es que puede ser usada tanto la modulación de ancho de pulso como la de frecuencia de pulso. En resumen, la conmutación es independiente de la corriente de carga y de la fuente dc.



2.7.a.- POR MEDIO DE UN TRANSISTOR.



2.7.b.- POR MEDIO DE UN TRANSFORMADOR

FIGURA 2.7.- PULSO EXTERNO

## 2.3 TROCEADORES CLASICOS DE TENSION CON TIRISTOR. \_

A continuación se analizarán ciertos circuitos comunes de troceadores que utilizan tiristores.

### 2.3.1 Troceador Morgan. -

Este circuito representado en la Fig. 2.8 por tener autoconmutación por circuito resonante y reactancia saturable, y su mayor ventaja es la de que sólo utiliza un tiristor. Aquí el tiempo de conducción,  $t_{on}$ , está fijado para los parámetros LC, y la tensión media en bornes del motor se varía mediante el ajuste de T. Es decir, el oscilador genera una frecuencia variable.

Cuando se dispara el tiristor TH1, el condensador C, positivo en el punto de la figura, se descarga a través de TH1 y del circuito L para adquirir una polaridad inversa. Cuando se invierte nuevamente la corriente, la tensión entre los terminales de L se mantiene durante un cierto tiempo y se produce la saturación, por lo que -

entre los terminales del tiristor aparece toda la tensión del condensador.

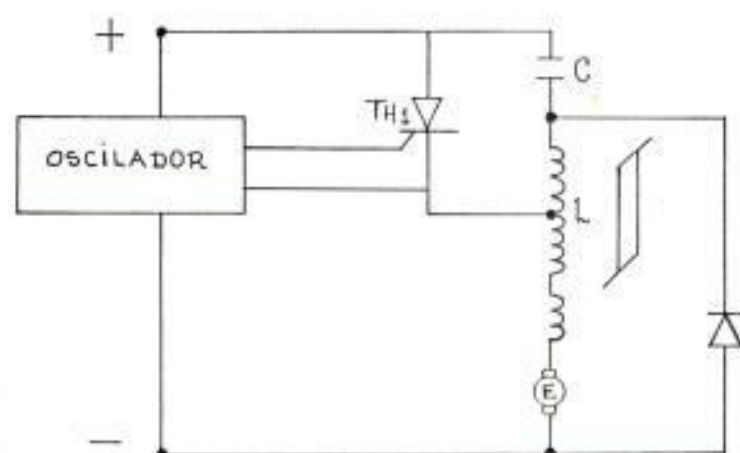


FIGURA 2.8.- TROCEADOR MORGAN

El tiristor es polarizado inversamente y, si la corriente de descarga es mayor que la corriente de carga del tiristor, éste se bloquea. El condensador continúa conduciendo la corriente de carga hasta que se carga completamente con el punto nuevamente positivo. El diodo de paso libre provee un camino para disipar la energía almacenada ( $1/2 LI^2$ ) y si ésta se disipa antes de que el tiristor conduzca nuevamente, el motor seguirá girando por inercia.

Entre numerosas variantes, es posible añadir un diodo en conexión inversa en paralelo con el tiristor para la provisión de conmutación por impulsos. Aunque la frecuencia de conmutación está sometida al control preciso del oscilador, el tiempo durante el cual conduce TH1 puede ser afectado por las fluctuaciones de la carga.

### 2.3.2 Troceador Jones.-

Este circuito, representado básicamente en la Fig. 2.9, está caracterizado por la conmutación de un condensador cargado, conmutado por un tiristor auxiliar TH<sub>2</sub>, y el autotransformador T. Debido a TH<sub>2</sub> se pueden variar el tiempo de conducción ton y el tiempo de bloqueo o corte toff, pero como muestra la figura, el tiempo de corte toff o período T es el parámetro controlado gobernado por medio del oscilador TH1, mientras que la frecuencia del oscilador TH<sub>2</sub> no varía, por lo que ton es fijo.

Este circuito es más estable que el básico de Morgan y el autotransformador provee una conmutación más fiable del tiristor de carga.

Lo mismo que ocurre con el troceador Morgan cuando el tiristor TH1 del troceador Jones está cebado, el condensador, cargado positivamente en el punto, se descarga a través de TH1, L y D, la polaridad se invierte. Sin embargo, el diodo D impide la ulterior oscilación del circuito resonante LC. Por tanto, el condensador conserva su carga hasta que se dispara el tiristor TH2. Entonces la descarga polariza inversamente a TH1 y lo bloquea, el condensador se carga con el punto nuevamente positivo y TH2 se corta a causa de que la corriente que circula por él disminuye por debajo del valor de mantenimiento cuando C se vuelve a cargar. El ciclo se repite cuando se dispara TH1 nuevamente.

Si el condensador no se hubiese cargado suficientemente en el instante que TH1 ha sido disparado nuevamente, éste no tendría

importancia porque la corriente de carga - hace que la fuerza electromotriz inducida - en el autotransformador L entregue al condensador la suficiente energía de conmutación. En consecuencia, los tiristores deben ser especificados con una tensión nominal más alta.

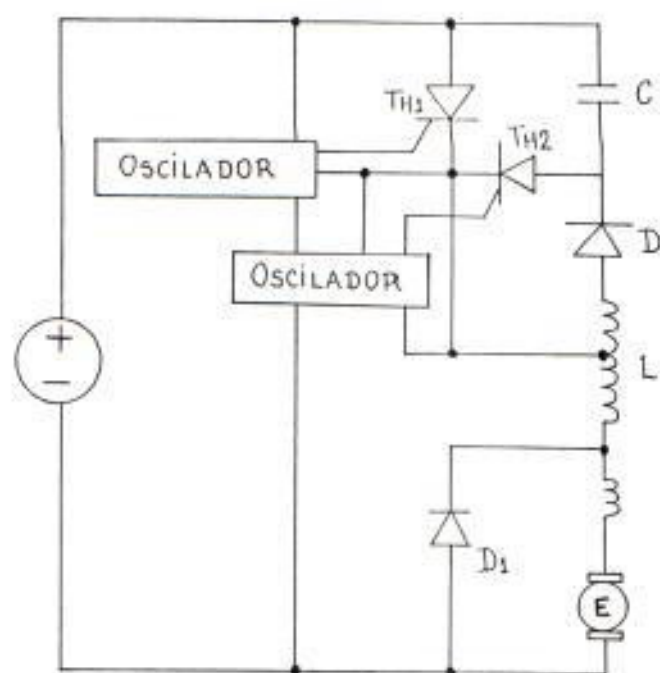


FIGURA 2.9.- TROCEADOR JONES

### 2.3.3 Troceador de oscilación.-

El troceador de oscilación difiere de los dos anteriores en que no hay reactancia saturable ni autotransformador en el circuito de carga. Se le da este nombre a causa de la naturaleza resonante u oscilante de la conmutación. Aunque el modo de conmutación es análogo al del troceador Jones, tiene una frecuencia característica de conmutación más alta.

El orden de operaciones es tal que TH2 - de la Fig. 2.10 debe ser disparado primero para que C pueda cargarse con el punto positivo. De otra manera no es posible la conmutación; luego, cuando es disparado TH1, y la corriente de carga puede circular, la polaridad de C se invierte a través del circuito resonante C, TH1, R2, L2 y D2, y permanece en el mismo estado de carga debido a D2, hasta que se dispara TH2. Esto descarga C, invierte la polarización de TH1 y lo bloquea.

Con cualquier circuito resonante el condensador no puede mantener indefinidamente su carga con polaridad inversa. Los com-

ponentes no son ideales y así C se descargará lentamente por fugas a través de TH2 y D2.

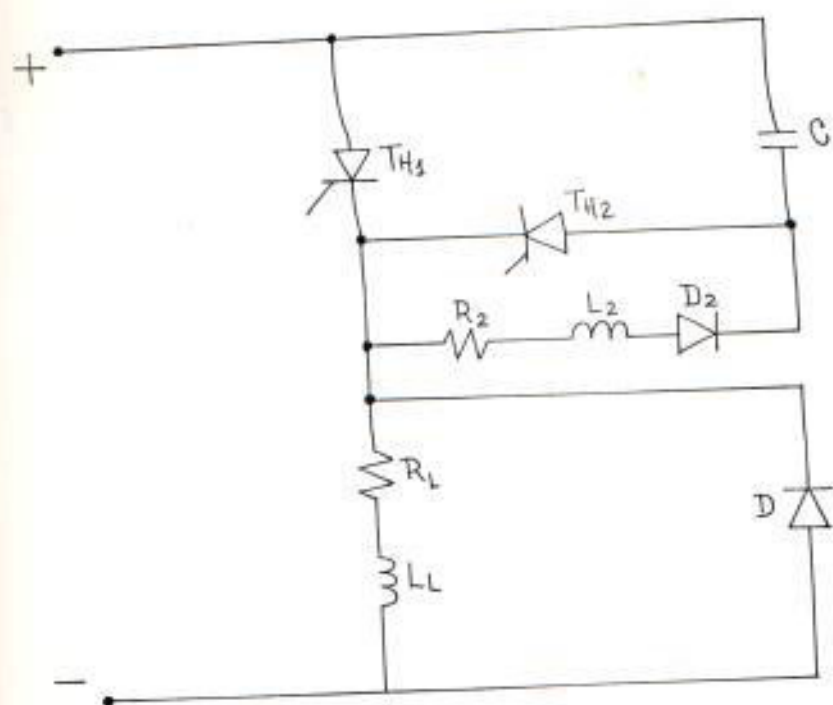


FIGURA 2.10.- TROCEADOR DE OSCILACION



## CAPITULO III

### DISEÑO DEL CIRCUITO DE FUERZA

#### 3.1 SELECCION DEL CIRCUITO DE FUERZA.-

El circuito que se seleccionó utiliza la conmutación de capacitor en paralelo.

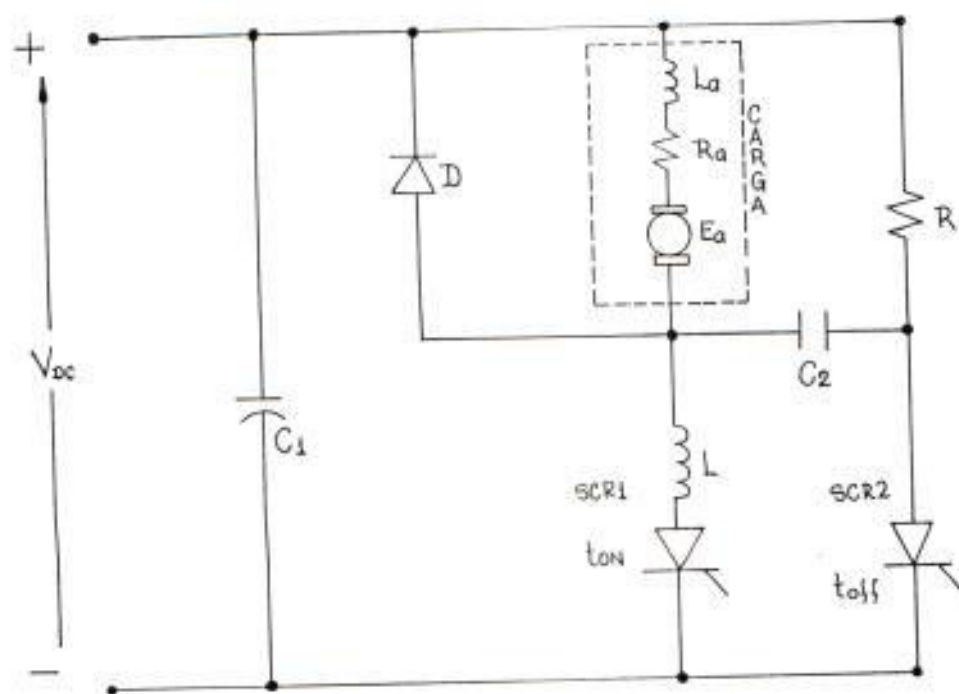


FIGURA 3.1.- CIRCUITO DE FUERZA

### 3.2 DIAGRAMA DE BLOQUES.-

En forma muy general el diagrama de bloques es el siguiente:

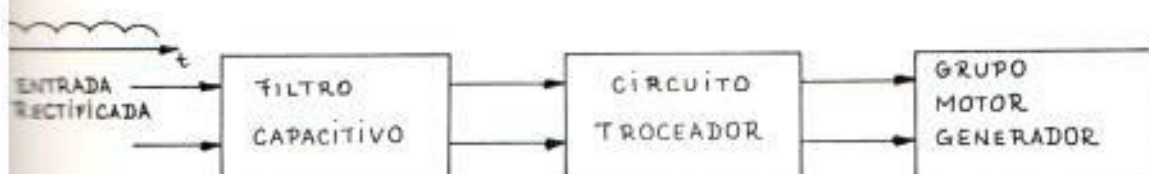


FIGURA 3.2.- DIAGRAMA DE BLOQUES

### 3.3 FUNCIONES DE CADA UNA DE LAS PARTES DEL DIAGRAMA DE BLOQUES.-

En el circuito de fuerza, la entrada consiste en un voltaje trifásico que es rectificado por un puente de seis diodos, o un rectificador monofásico, con lo que conseguimos rectificación completa.

Luego tenemos colocado un FILTRO CAPACITIVO, el cual tiene como finalidad eliminar el rizado existente en el voltaje de entrada.

El CIRCUITO TROCEADOR propiamente dicho utiliza la conmutación por capacitor en paralelo, por lo que necesita de dos tiristores con sus respectivos circuitos de protección contra cambios bruscos de voltaje, también requiere del capacitor de conmutación  $C_2$  el cual se constituye en uno de los elementos más importantes ya que tiene como misión efectuar la conmutación (apagado y encendido) de los tiristores principal y auxiliar, este capacitor debe tener la característica de no ser polarizado, ya que se cargará en dos sentidos. Otro de los elementos del circuito trocador es la resistencia de cargado del capacitor, ya que esta resistencia debe ser de un bajo valor y al mismo tiempo debe disipar gran potencia, tiene importancia sobre todo en lo referente al tiempo de respuesta, ya que junto al capacitor de conmutación determinará la constante de tiempo del troceador.

Finalmente, se mencionará el GRUPO MOTOR-GENERADOR que constituye la carga del troceador. Es importante resaltar que se debe colocar un diodo en paralelo con el motor para evitar que circulen corrientes negativas en la armadura de éste.

Para comprobar el correcto funcionamiento de nues-

tro equipo se colocan cargas resistivas al generador y haciendo variar éstas se deberá mantener la velocidad dentro de cierto rango.

De esta manera se tiene una idea del funcionamiento del circuito de fuerza, el cual en inter-relación con el circuito de control regulan la velocidad del motor.

#### 3.4 CARACTERISTICAS DEL MOTOR.-

Como ya se había mencionado anteriormente la carga del circuito la constituye el motor, el cual tiene acoplado un generador, por lo que será necesario conocer los datos de ambos para poder realizar el correspondiente análisis de estabilidad.

Hay que aclarar que se hará trabajar como motor a la máquina d.c. de 2 polos mientras que como generador a la máquina d.c. de 4 polos, en ambos casos con excitación separada.

MOTOR	GENERADOR
Potencia 1.5 HP	1.5 HP
Velocidad 2500 rpm	2500 rpm
Voltaje armadura 165 Vdc	165 Vdd
Corriente armadura 9A.	9 A.
Voltaje campo 145 Vdc	145 Vdc
Inductancia armadura 30.88 mH.	19.2 mH
Resistencia armadura en ca liente 3.86 ohmios.	4.8 ohmios
Inductancia campo 132.36 H	4.9 H
Resistencia campo en calien te 780 ohmios.	700 ohmios

$$K_m = 8.09 \times 10^{-3} \frac{V}{\text{rad/seg}} \quad 8.3 \times 10^{-3} \frac{V}{\text{rad/seg}}$$

Dato del tacómetro DC acoplado

$$K_t = \frac{24 V}{1000 \text{ rpm}}$$

### 3.5 CARACTERISTICAS DE LOS TIRISTORES.-

Las características principales de los tiristores - tanto de encendido como de apagado se detallan a continuación:

- Corriente rms máxima	35 (A)
- Corriente dc máxima	22 (A)
- Voltaje repetitivo máximo en estado apagado.	600 (V)
- Corriente mínimo de disparo en la compuerta.	40 (MA) -
- Voltaje máximo de disparo en la compuerta.	1.6 (V)
- Corriente pico máxima	350 (A)
- Voltaje directo en la compuerta máximo.	50 (MA)
- Voltaje inverso en la compuerta máximo.	10 (V)
- Caída de voltaje máxima en estado encendido.	1.4 (V)
- Potencia en la compuerta promedio	0.5 W
- Temporada de operación	-40 a 100°C
- $\frac{dv}{dt}$ típico	50 V/ $\mu$ seg

### 3.6 DISEÑO DE PROTECCIONES CONTRA $\frac{dv}{dt}$ Y $\frac{di}{dt}$ .-

Para proteger contra un  $\frac{di}{dt}$  muy alto es necesario - colocar una inductancia en el circuito del tiristor.

$$\text{El valor de: } \left. \frac{di}{dt} \right|_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{2}V}{L} \quad (3.1)$$

En vista de que el devanado del motor tiene una in

Debe escogerse la constante  $R_S C_S$  mucho mayor que la constante de la carga  $\frac{L}{R_L}$ , por lo menos unas 10 veces. Cuando está apagado el tiristor presenta una resistencia muy alta y se tendría que:

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{máx.}} = \frac{\sqrt{2} V}{L} R \quad (3.2)$$

donde:

$$R = R_S + R_L$$

pero como  $R_S$  es mucho mayor que  $R_L$  se puede aproximar que  $R = R_S$  y se tendría que:

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{máx.}} = \frac{\sqrt{2} V}{L} R_S \quad (3.3)$$

con esta fórmula se tendría un criterio para escoger  $R_S$ , mientras que para escoger  $C_S$  puede basar en la relación entre las constantes de tiempo, es decir:

$$R_S C_S = 10 \left( \frac{L}{R} \right) \quad (3.4)$$

ductancia de aproximadamente 31 mh, no ha sido necesario colocar una inductancia externa para limitar el  $\frac{di}{dt}$ .

Para evitar un  $\frac{dv}{dt}$  muy alto en el tiristor será necesario colocarle un circuito SNUBBER en paralelo como muestra la Figura 3.3.

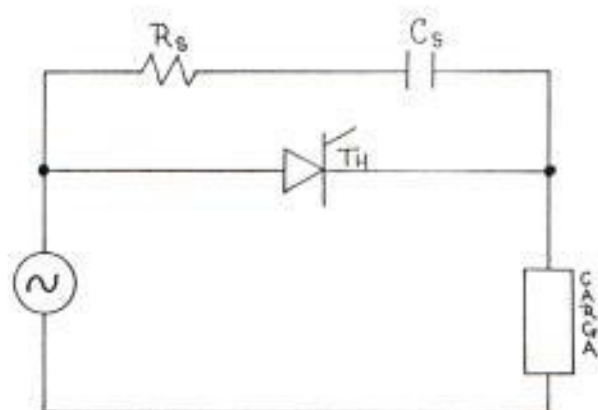


FIGURA 3.3.- CIRCUITO SNUBBER

Valores típicos tanto de la resistencia como de la capacitancia del circuito SNUBBER son:

$$10 \Omega < R_s < 1 \text{ K } \Omega$$



Como se nota para la determinación de estas protecciones existe un compromiso entre sus variables por lo que al escoger los valores, muchas veces se tendrán consideraciones experimentales y no necesariamente analíticas. Para los tiristores utilizados tenemos lo siguiente:

El capacitor del circuito SNUBBER con un valor de 0.1 $\mu$ f y que soporte un voltaje de 600 (V).

La resistencia tiene un valor de 100  $\Omega$ .

### 3.7 PROTECCIONES ADICIONALES PARA EL CIRCUITO DE FUERZA

Las protecciones adicionales básicamente consisten en fusibles con el objeto de salvaguardar los principales elementos del circuito.

Se protege la carga, es decir el motor con un fusible de 10 amperios para que no exceda la corriente nominal de esta máquina.

También se coloca un fusible luego de la fuente - que considere tanto la corriente de carga como la co

rriente que pasa a través de la resistencia de carga del capacitor de conmutación, este fusible es de 20 amperios.

### 3.8 CARACTERISTICAS DE LOS OTROS ELEMENTOS UTILIZADOS Y JUSTIFICACION TECNICA.-

El capacitor  $C_1$  sirve como filtro y es igual a 2.100 uf de tal forma que elimine el rizado propio de la fuente, ya que ésta es el resultado de rectificar con seis diodos una alimentación trifásica, o de un rectificador monofásico.

El diodo de paso libre tiene como finalidad eliminar las corrientes inversas en el motor y sus características son:

- Corriente máxima 25(A)
- Voltaje inverso pico 400 (V)

La resistencia R es de 7 ohmios y puede disipar aproximadamente 150 vatios.

El capacitor  $C_2$  es de 5 uf no polarizado, ya que

se cargará en dos sentidos, la justificación de su valor es la siguiente:

Considerando el instante en que TH1 ha dejado de conducir y TH2 se ha encendido, tendríamos el circuito equivalente mostrado en la Fig. 3.4.

Como el capacitor  $C_2$  se ha quedado cargado a un potencial igual a  $V$  con la polaridad mostrada, se cumpliría la ecuación:

$$2V = iR_L + \frac{1}{C} \int i dt \quad (3.5)$$

aplicando la transformada de Laplace, obtenemos:

$$\frac{2V}{s} = i(s) R_L + \frac{i(s)}{Cs}$$

$$\frac{2V}{s} = i(s) \left[ R_L + \frac{1}{Cs} \right] = i(s) \left[ \frac{R_L Cs + 1}{Cs} \right]$$

$$i(s) = \frac{2VC}{1 + R_L Cs} = \frac{\frac{2V}{R_L}}{\left( s + \frac{1}{R_L C} \right)}$$

$$i(t) = \mathcal{L}^{-1} i(s)$$

$$i(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{\frac{2V}{R_L}}{s + \frac{1}{R_L C}} \right] = \frac{2V}{R_L} e^{-t/R_L C}$$

Como se cumple que  $V_{TH1} = V - iR_L$  tenemos,

$$V_{TH1} = V - 2Ve^{-t/R_L C} = V (1 - 2e^{-t/R_L C}) \quad (3.6)$$

Para que  $V_{TH1}$  sea igual a cero

$$0 = V (1 - 2e^{-t/R_L C})$$

es decir,

$$1 = 2e^{-t/R_L C}$$

$$\ln \left( \frac{1}{2} \right) = - \frac{t}{R_L C} \quad \text{por lo que}$$

$$t = 0.7 R_L C \quad (3.7)$$

Entonces el tiempo de apagado  $t_{off}$  debe ser menor que  $0.7 R_L C$ , por lo tanto,

$$t_{off} \leq 0.7 CR_L$$

despejando C tenemos:

$$C \geq \frac{t_{off}}{0.7 R_L} \quad (3.8)$$

Tomando en cuenta estas consideraciones teóricas y a su vez realizando pruebas experimentales se escogió un valor de 5  $\mu$ f para  $C_2$ .

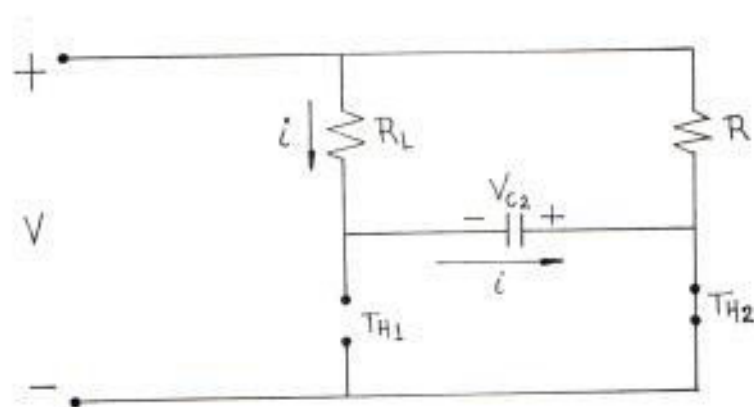


FIGURA 3.4.- CIRCUITO EQUIVALENTE CUANDO  $TH_2$  CONDUCE Y  $TH_1$  NO

## CAPITULO IV

### DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

#### 4.1 SELECCION DEL CIRCUITO DE CONTROL.-

El circuito de control se basa en un generador monoestable conformado por un circuito integrado 555 el cual producirá pulsos de un determinado ancho de acuerdo al requerimiento de voltaje en la carga para que la velocidad se mantenga constante.

El circuito se lo muestra detalladamente en la Fig. 4.2.

#### 4.2 DIAGRAMA DE BLOQUES.-

El diagrama de bloques del circuito de control es a grandes rasgos el siguiente:

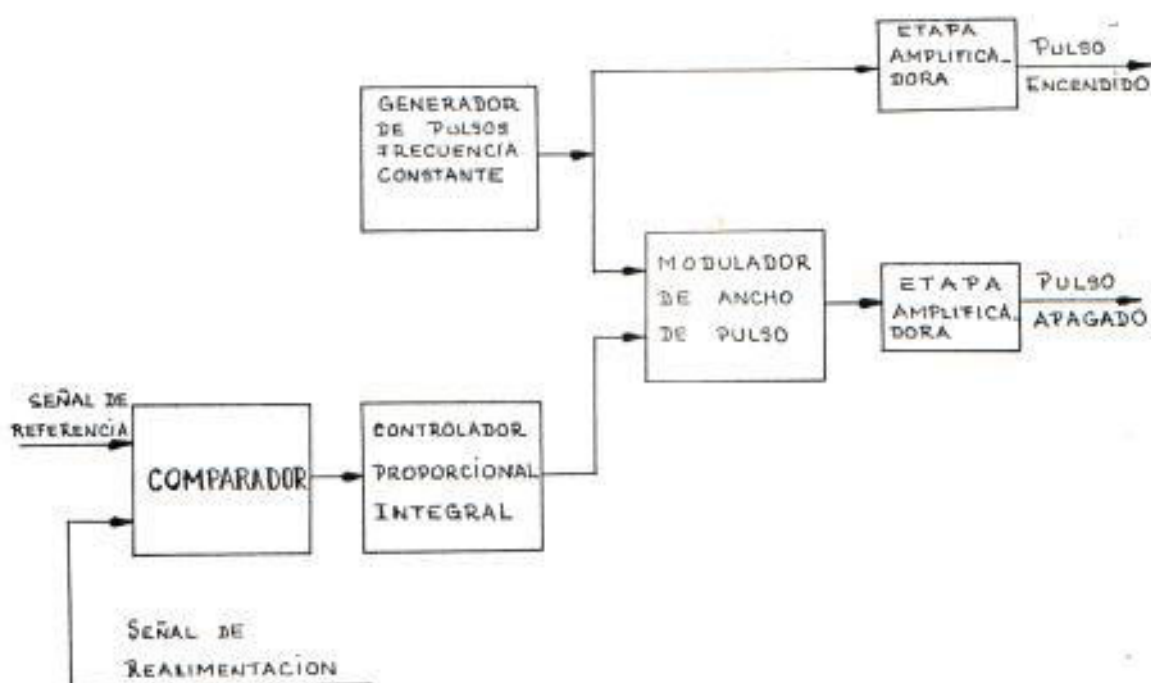


FIGURA 4.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES

#### 4.3 FUNCIONES DE CADA UNA DE LAS PARTES DEL DIAGRAMA DE BLOQUES.-

Primeramente es necesario mencionar la fuente de voltaje de  $-15$  y  $15$  voltios, la cual polariza a los transistores y a los circuitos integrados que se encuentran en el circuito de control. Su compo

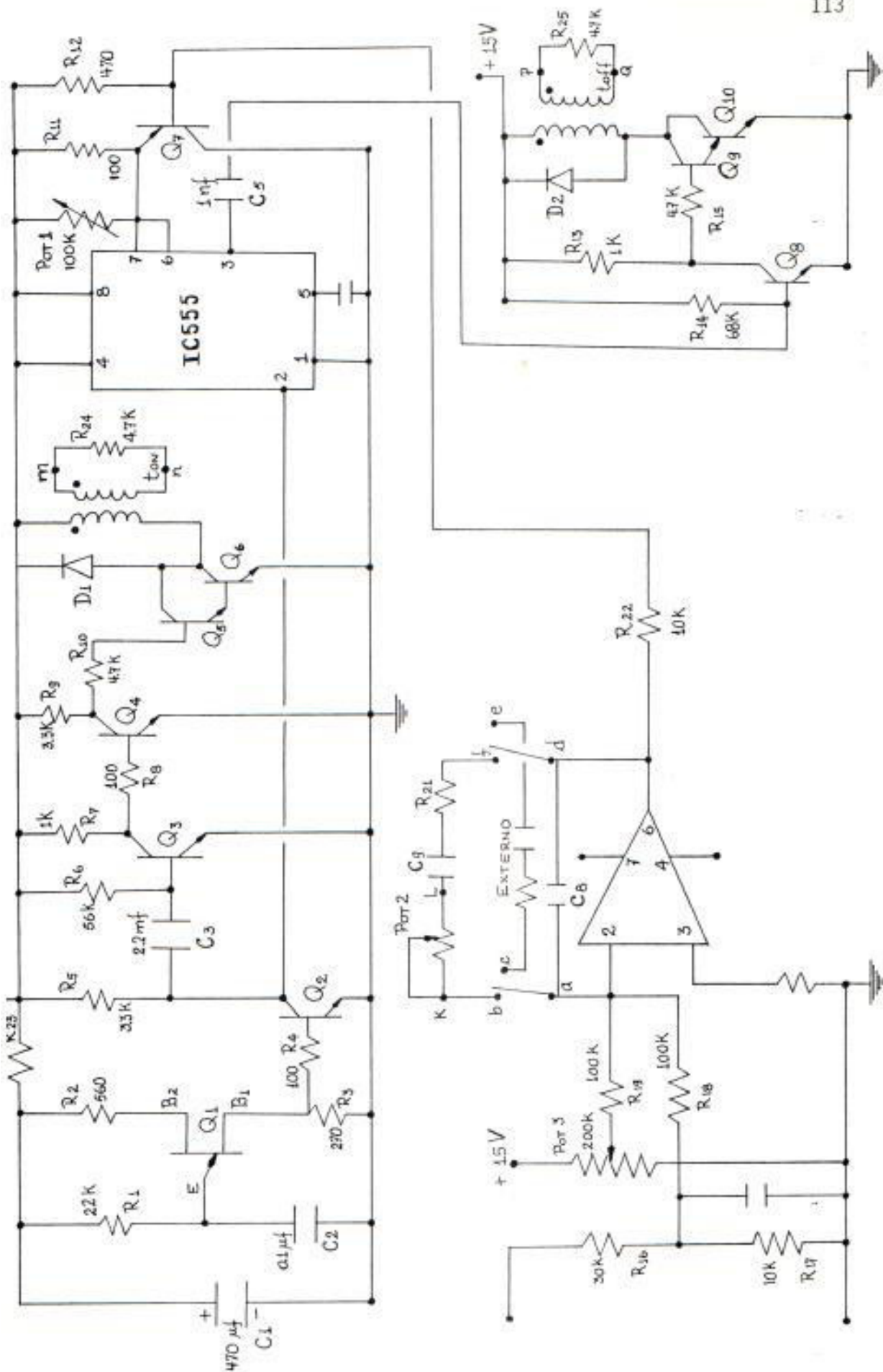


FIGURA 4.2.- CIRCUITO DE CONTROL



sición se la mostrará en la Fig. 4.3. Pasando ya al diagrama de bloques propiamente dicho, tenemos el bloque COMPARADOR el cual se lo realiza con un amplificador operacional y consiste en efectuar la diferencia entre la señal de referencia y la señal de realimentación que proviene del tacómetro acoplado a la máquina.

Esta señal de error pasa a través de un CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL el cual tiende a que el error en estado estacionario sea igual a cero. Esta señal es sumamente importante ya que va directamente al MODULADOR DE ANCHO DE PULSO, el cual consiste en un circuito integrado 555 en una configuración como generador monoestable. Al terminal número 2 de este circuito integrado llega una señal desde un generador de pulsos a una frecuencia constante; y a los terminales 6 y 7 está conectado el positivo de un capacitor mientras que el negativo está a la referencia general; este capacitor tiene dos formas de cargarse: la primera que es exponencial ocurre a través de una resistencia, mientras que la segunda que es lineal se produce por medio de un transistor p-n-p.

Es sumamente importante el tiempo que se demore -

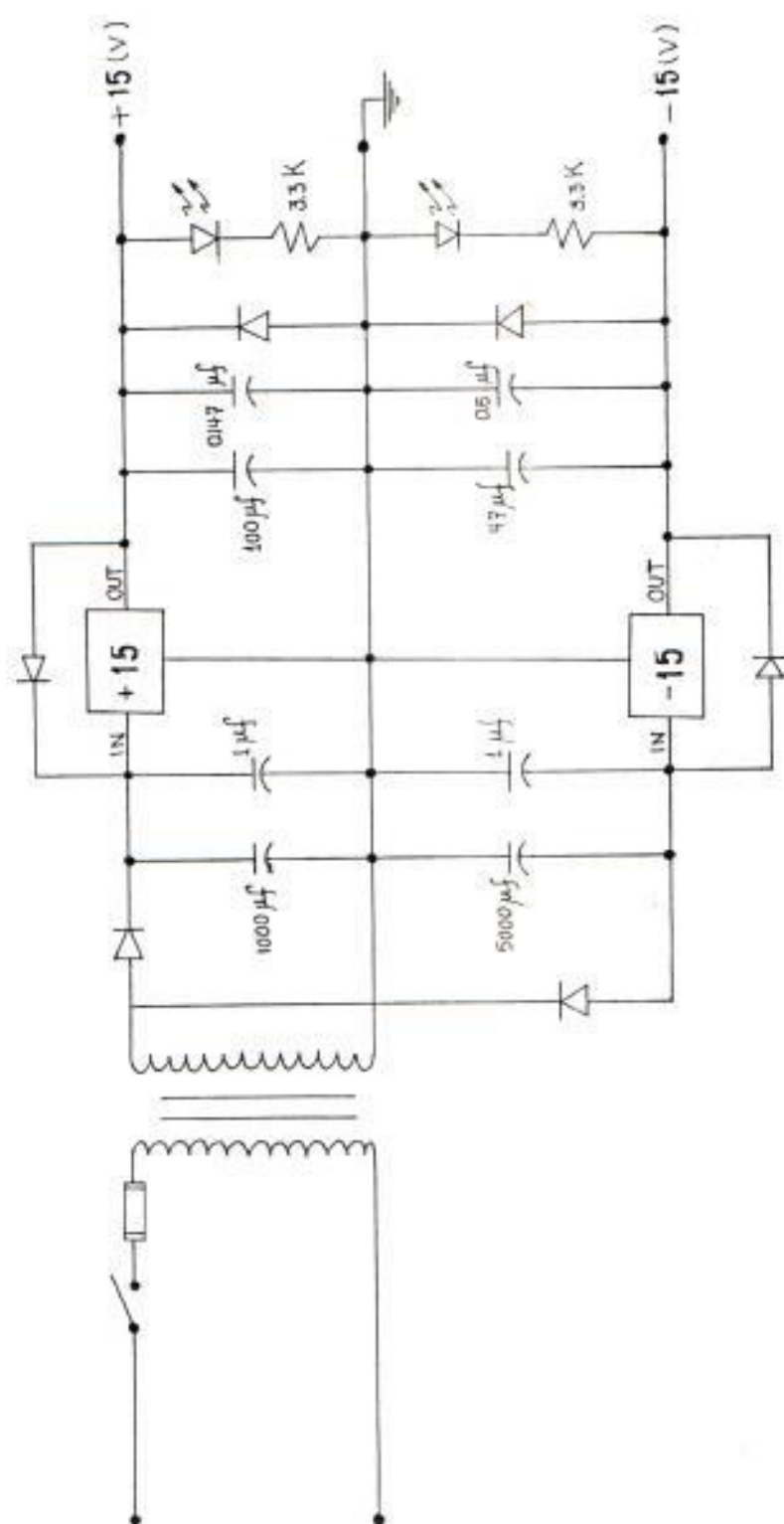


FIGURA 4.3.- FUENTE DE VOLTAJE DE CONTROL

este capacitor en cargarse hasta  $2/3 V_{cc}$ , ya que de esta manera determinará el ancho del pulso a la salida en el terminal número 3.

Por último tenemos las etapas amplificadoras que consisten en transistores n-p-n colocados como pares darlington, y luego de éstos los correspondientes transformadores de pulsos, los cuales se conectan a los terminales gate-cátodo de los tiristores principal y auxiliar.

#### 4.4 CARACTERISTICAS DE LOS ELEMENTOS UTILIZADOS Y JUSTIFICACION TECNICA.-

Primeramente vamos a considerar el circuito generador de pulsos, el cual utiliza un UJT 2647, que actúa como oscilador de relajación. Tenemos las resistencias  $R_1$  de  $22 K\Omega$ ,  $R_2$  de  $560\Omega$ ,  $R_3$  de  $270\Omega$ , el capacitor  $C_1$  de  $470 \mu f$ , el capacitor  $C_2$  de  $0.1 \mu f$ , y una resistencia  $R_{23}$  de  $100\Omega$ .

Luego para la etapa de inversión y ampliación de los pulsos de encendido tenemos los siguientes elementos:

$R_4$  de  $100\Omega$ ,  $R_5$  de  $3.3 K\Omega$ ,  $R_6$  de  $56 K\Omega$ ,  $R_7$  de  $1 K\Omega$ , -

$R_8$  de  $100\Omega$ ,  $R_9$  de  $3.3\text{ K}\Omega$ ,  $R_{10}$  de  $4.7\text{ K}\Omega$ . El capacitor  $C_3$  de  $2.2\text{ }\mu\text{f}$  y los transistores Q2, Q3, Q4, Q5 y Q6 que son ECG 128. Utilizando también un diodo D1 ECG 109 y un transformador de pulsos en cuyo secundario hemos colocado una resistencia  $R_{24}$  de  $4.7\text{ K}\Omega$

A continuación encontramos un circuito integrado 555 en configuración generador monoestable al cual se le han conectado los capacitores  $C_5$  de  $1\text{ }\mu\text{f}$ ,  $C_4$  de  $0.1\text{ }\mu\text{f}$ ,  $C_6$  de  $0.1\text{ }\mu\text{f}$ . Hacemos uso de un transistor p-n-p Q7 ECG 129, y los transistores n-p-n Q8, Q9 y Q10 ECG 128 para los cuales es necesario utilizar las resistencias  $R_{11}$  de  $100\Omega$ ,  $R_{12}$  de  $470\Omega$ ,  $R_{13}$  de  $1\text{ K}\Omega$ ,  $R_{14}$  de  $68\text{ K}\Omega$ ,  $R_{15}$  de  $4.7\text{ K}\Omega$ ; el potenciómetro POT 1 de  $100\text{ K}\Omega$ , el diodo D2 ECG 109 y el transformador de pulsos, al cual también se le ha conectado una resistencia  $R_{25}$  de  $4.7\text{ K}\Omega$  en el secundario.

En la parte correspondiente a la realimentación tenemos las resistencias  $R_{16}$  de  $30\text{ K}\Omega$ ,  $R_{17}$  de  $10\text{ K}\Omega$ ,  $R_{18}$  de  $100\text{ K}\Omega$ ,  $R_{19}$  de  $100\text{ K}\Omega$ ,  $R_{20}$  de  $12\text{ K}\Omega$ ,  $R_{21}$  de  $300\text{ K}\Omega$ , y  $R_{22}$  de  $10\text{ K}\Omega$ , los capacitores  $C_7$  de  $1\text{ }\mu\text{f}$ ,  $C_8$  de  $1\text{ }\mu\text{f}$  y  $C_9$  de  $0.3\text{ }\mu\text{f}$ , así como los potenciómetros POT 3 de  $200\text{ K}$  que sirve para colocar la

velocidad de referencia y el POT 2 de 100 K $\Omega$  que forma parte del control proporcional integral.

A todos estos elementos se suma un ECG 741 que es el que realiza el control de velocidad.

Es de anotar que las resistencias son de 1/4 o de 1/2 vatios, no necesitándose ninguna resistencia de mayor disipación.

#### 4.5 PROTECCIONES DEL CIRCUITO DE CONTROL.-

El circuito de control está protegido básicamente por fusibles, para evitar el daño de los dispositivos por una excesiva corriente.

Esta protección está localizada en la fuente de voltaje de +15 y - 15 voltios, la misma que consiste en un fusible de 1 amperio.

#### 4.6 RANGO DE FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO SELECCIONADO.-

Con este circuito se puede obtener un rango entre -

el 15% y el 85% aproximadamente del ancho máximo del pulso, como se indica en la figura

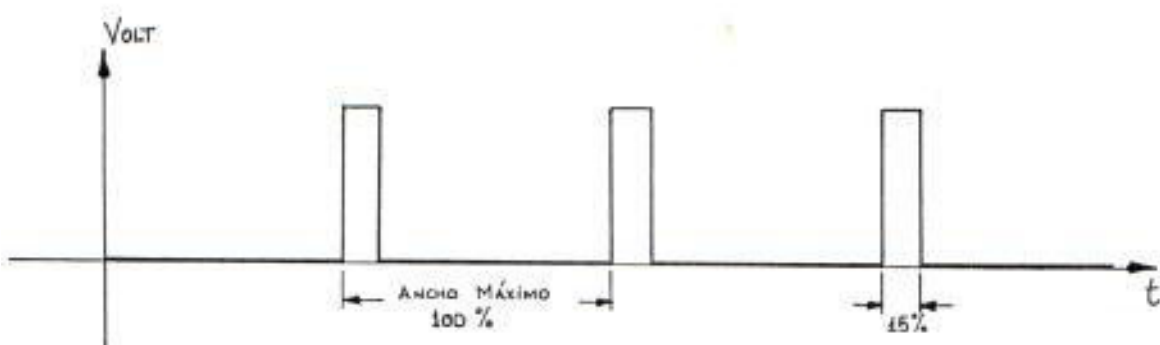


FIGURA 4.4.a MINIMO VALOR DE VOLTAJE

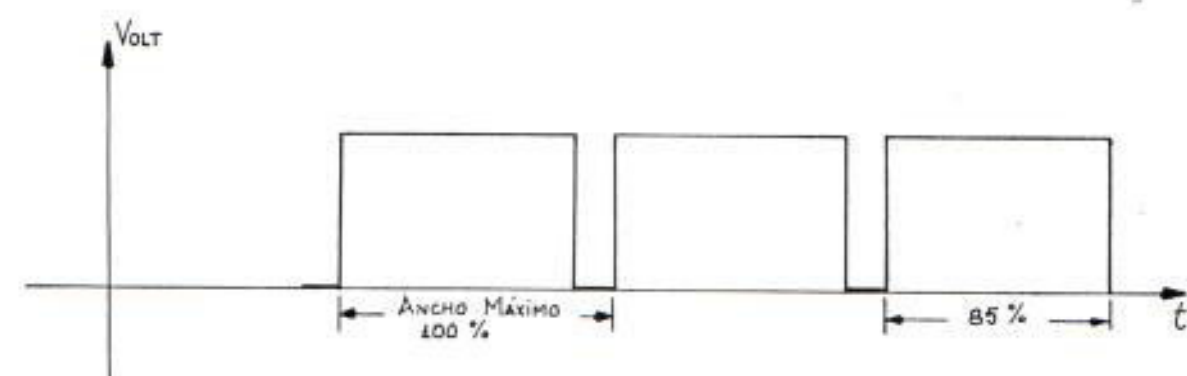


FIGURA 4.4.b MAXIMO VALOR DE VOLTAJE

## CAPITULO V

### ANALISIS DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA

#### 5.1 METODOS DE ANALISIS DE ESTABILIDAD.-

Es de sumo interés la respuesta transitoria de un sistema de control y una característica muy importante del funcionamiento transitorio de un sistema, es la estabilidad del mismo. Se dice que un sistema es estable cuando tiene una respuesta limitada, o sea que cuando está sujeto a una entrada o perturbación limitada, su respuesta es de magnitud limitada.

La respuesta a un desplazamiento, o condición inicial, dará como resultado en cualquier caso una respuesta decreciente, neutral o creciente. Específicamente, por la definición de estabilidad se deduce que un sistema lineal es estable sí y solamente si el valor absoluto de su respuesta a un impulso,  $g(t)$ , integrada sobre un rango finito, es finito. Es decir, en términos de

la integral de convolución, para una entrada limitada, requerimos que  $\int |g(t)| dt$  sea finita. La localización de los polos de un sistema en el plano  $S$  indica la respuesta transitoria resultante. Los polos en la parte izquierda del plano  $S$  dan como resultado una respuesta decreciente para entradas de perturbación. En forma semejante, los polos en el eje  $j\omega$  y en el plano de la derecha dando como resultado una respuesta neutral y una creciente, respectivamente para una entrada de perturbación.

En la Fig. 5.1 se muestra esta división del plano  $S$ . Evidentemente los polos de los sistemas dinámicos deseables deben caer en la parte izquierda del plano  $S$ .

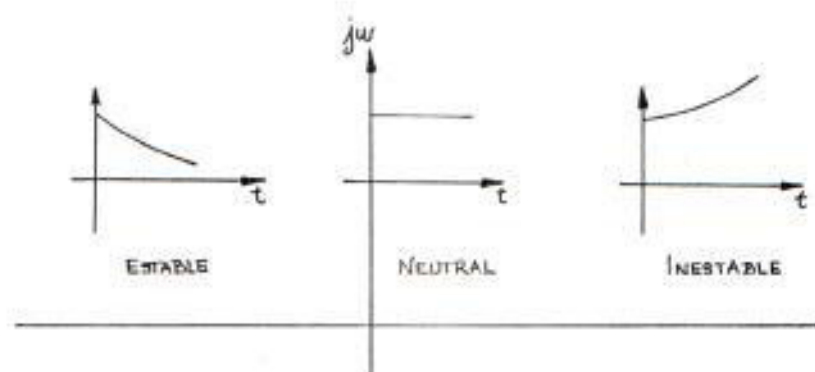


FIGURA 5.1.- FORMAS DE RESPUESTAS DE UN SISTEMA



Existen varios métodos para analizar la estabili  
dad de un sistema y entre estos tenemos:

- Método del lugar geométrico de las raíces
- Método de la respuesta de frecuencia
- Método de las variables del estado
- Criterio de estabilidad según Nyquist

El método usado en el análisis del presente tra-  
bajo es el del lugar geométrico de las raíces, ya  
que es conocido que la estabilidad y el funcio-  
namiento transitorio de un sistema de control de  
red cerrada están directamente relacionados con  
la localización en el plano  $S$  de las raíces de la  
red cerrada para la ecuación característica. En  
la misma forma frecuentemente es necesario ajus-  
tar uno o más parámetros del sistema para obte-  
ner las localizaciones adecuadas de las raíces.  
Por tanto, vale la pena determinar como se despla-  
zan en el plano  $S$  las raíces de la ecuación ca-  
racterística de un sistema dado, a medida que va-  
rían los parámetros.

Además mediante esta técnica gráfica se propor-  
ciona una buena medida de la sensibilidad de las

raíces del sistema para una variación en el parámetro que se considera.

## 5.2 ESTABILIDAD DEL GRUPO TROCEADOR-MOTOR-CARGA. \_

Para el presente análisis vamos a utilizar el siguiente Diagrama de bloques.

Utilizando los siguientes datos, tomados tanto del generador como del motor, tenemos:

$$K_{m_1} = 8.09 \times 10^{-3} \text{ V}/\frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$J = 9.8 \times 10^{-6} \frac{\text{N.m}}{\text{rad/seg}}$$

$$K_{m_2} = 8.30 \times 10^{-3} \text{ V}/\frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$B = 0.3576 \times 10^{-6} \frac{\text{N}}{\text{rad/seg}}$$

$$R_{a_1} = 3.86 \ \Omega$$

$$T_d = 7.2421 \times 10^{-3} \text{ N.m}$$

$$R_{a_2} = 4.8 \ \Omega$$

$$R_L = \text{resistencia de carga}$$

Para simplificación vamos a despreciar los términos  $SL_{a1}$  y  $SL_{a2}$  por representar transientes eléctricos (rápidos), y teniendo  $T_d = 0$ , el diagrama de bloques quedará de la siguiente manera:

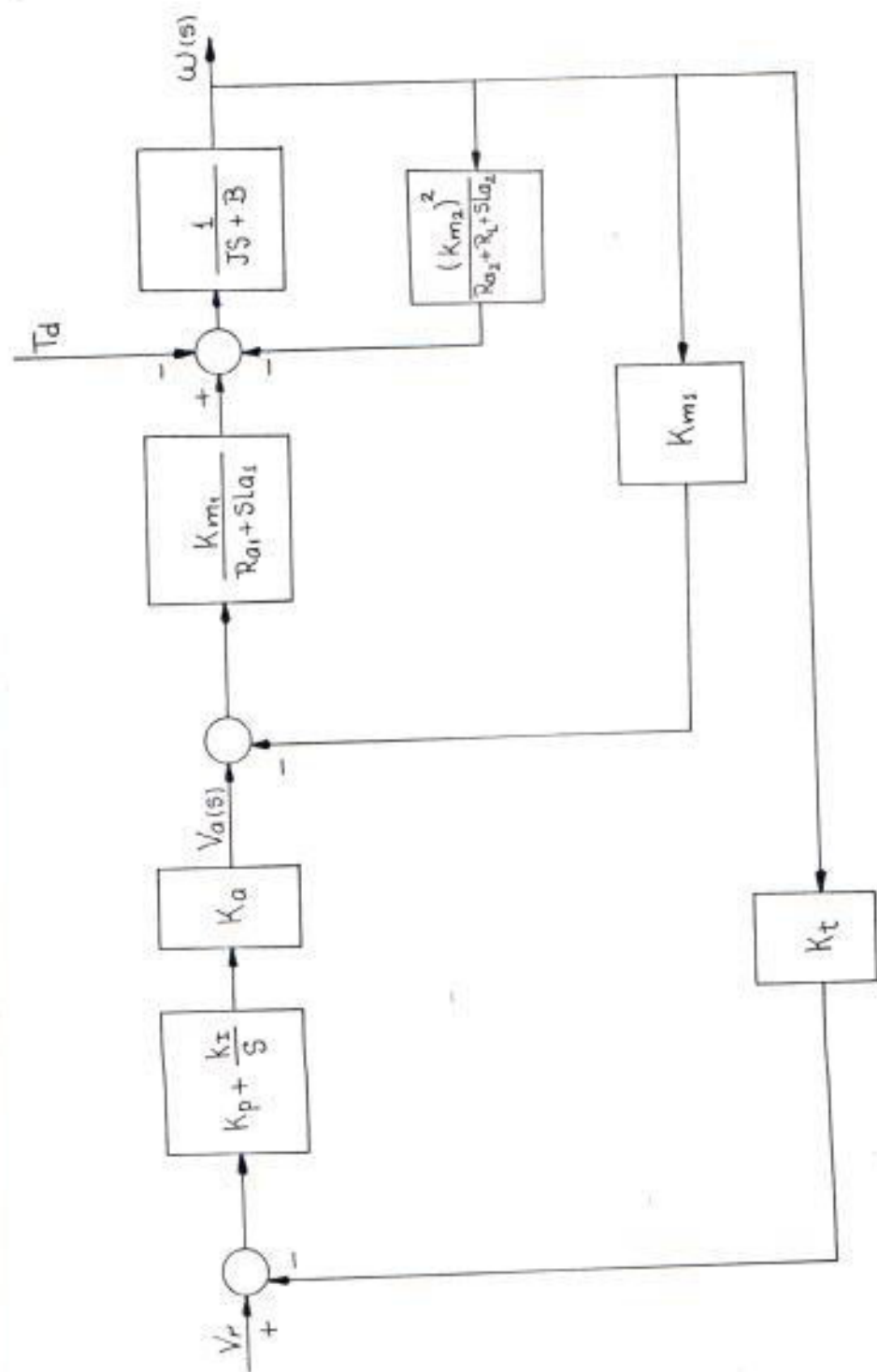


FIGURA 5.2. - DIAGRAMA DE BLOQUES DEL GRUPO TROCEADOR - MOTOR - CARGA

raíces del sistema para una variación en el parámetro que se considera.

## 5.2 ESTABILIDAD DEL GRUPO TROCEADOR-MOTOR-CARGA.

Para el presente análisis vamos a utilizar el siguiente Diagrama de bloques.

Utilizando los siguientes datos, tomados tanto del generador como del motor, tenemos:

$$K_{m1} = 8.09 \times 10^{-3} \text{ V} / \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$J = 9.8 \times 10^{-6} \frac{\text{N.m}}{\text{rad/seg}}$$

$$K_{m2} = 8.30 \times 10^{-3} \text{ V} / \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$B = 0.3576 \times 10^{-6} \frac{\text{N}}{\text{rad/seg}}$$

$$R_{a1} = 3.86 \ \Omega$$

$$T_d = 7.2421 \times 10^{-3} \text{ N.m}$$

$$R_{a2} = 4.8 \ \Omega$$

$$R_L = \text{resistencia de carga}$$

Para simplificación vamos a despreciar los términos  $S_{La1}$  y  $S_{La2}$  por representar transientes eléctricos (rápidos), y teniendo  $T_d = 0$ , el diagrama de bloques quedará de la siguiente manera:

raíces del sistema para una variación en el parámetro que se considera.

## 5.2 ESTABILIDAD DEL GRUPO TROCEADOR-MOTOR-CARGA.

Para el presente análisis vamos a utilizar el siguiente Diagrama de bloques.

Utilizando los siguientes datos, tomados tanto del generador como del motor, tenemos:

$$K_{m1} = 8.09 \times 10^{-3} \text{ V} / \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$J = 9.8 \times 10^{-6} \frac{\text{N.m}}{\text{rad/seg}}$$

$$K_{m2} = 8.30 \times 10^{-3} \text{ V} / \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$B = 0.3576 \times 10^{-6} \frac{\text{N}}{\text{rad/seg}}$$

$$R_{a1} = 3.86 \ \Omega$$

$$T_d = 7.2421 \times 10^{-3} \text{ N.m}$$

$$R_{a2} = 4.8 \ \Omega$$

$$R_L = \text{resistencia de carga}$$

Para simplificación vamos a despreciar los términos  $SL_{a1}$  y  $SL_{a2}$  por representar transientes eléctricos (rápidos), y teniendo  $T_d = 0$ , el diagrama de bloques quedará de la siguiente manera:

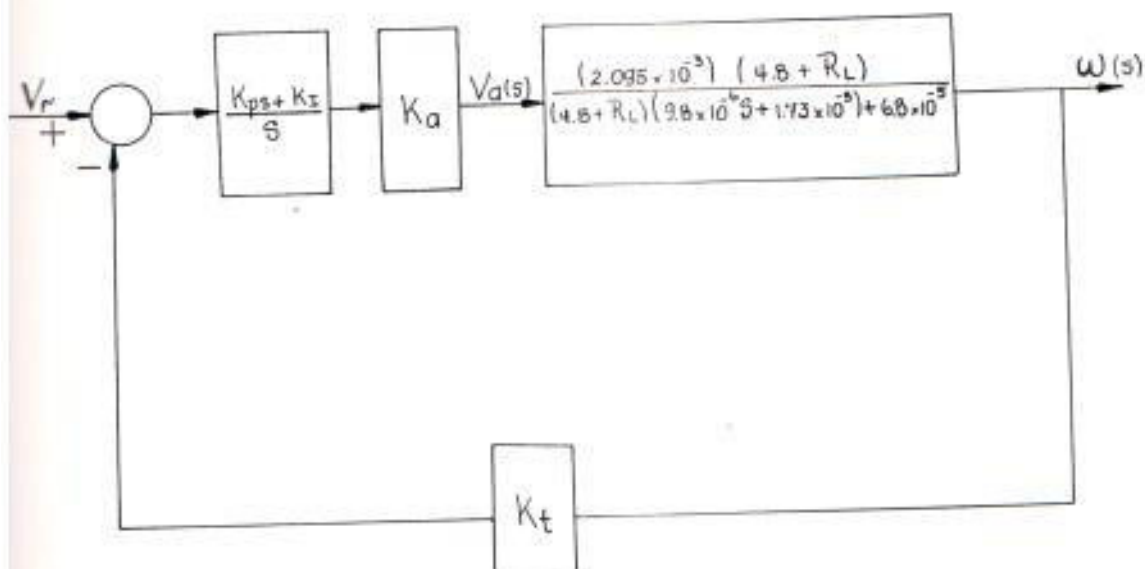


FIGURA 5.3.- DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO

ya que  $K_p K_a \approx 10$

asumimos  $K_a = 4$

$$K_p = 3, \quad K_I = \frac{1}{100 \times 10^3 \text{ C}}$$

$$K_I = \frac{1}{100 \times 10^3 (0.3 \times 10^{-6})} = 33.33$$

$$K_t = 24 \frac{\text{V}}{1000 \text{ RPM}} = 0.23 \frac{\text{V}}{\frac{\text{rad}}{\text{seg}}}$$

vamos a considerar la relación  $V_r$  con  $w$  tomando como parámetro  $R_L$  (resistencia de carga).

El polinomio característico es  $1 + G(s) H(s)$ , el cual lo igualamos a cero.

$$1 + \left( \frac{12s + 133.32}{s} \right) \left( \frac{4.82 \times 10^{-4} (4.8 + R_L)}{(4.8 + R_L) 9.8 \times 10^{-6} s + 1.73 \times 10^{-5} + 6.8 \times 10^{-5}} \right) = 0$$

Reordenamos la ecuación dejando a  $R_L$  como parámetro.

$$1 + \frac{R_L (9.8 \times 10^{-6} s^2 + 5.8 \times 10^{-3} s + 0.064)}{4.7 \times 10^{-5} s^2 + 0.0278s + 0.308} = 0$$

tomando  $R_L'$  como  $0.2085 R_L$  tenemos:

$$1 + \frac{R_L' (s^2 + 591.836s + 6530.61)}{(s^2 + 591.48s + 6553.19)} = 0$$

factorizando:

$$1 + \frac{(s + 11.2482)(s + 580.58)}{(s + 11.2948)(s + 580.194)} = 0$$

por lo que el lugar geométrico de las raíces sería:

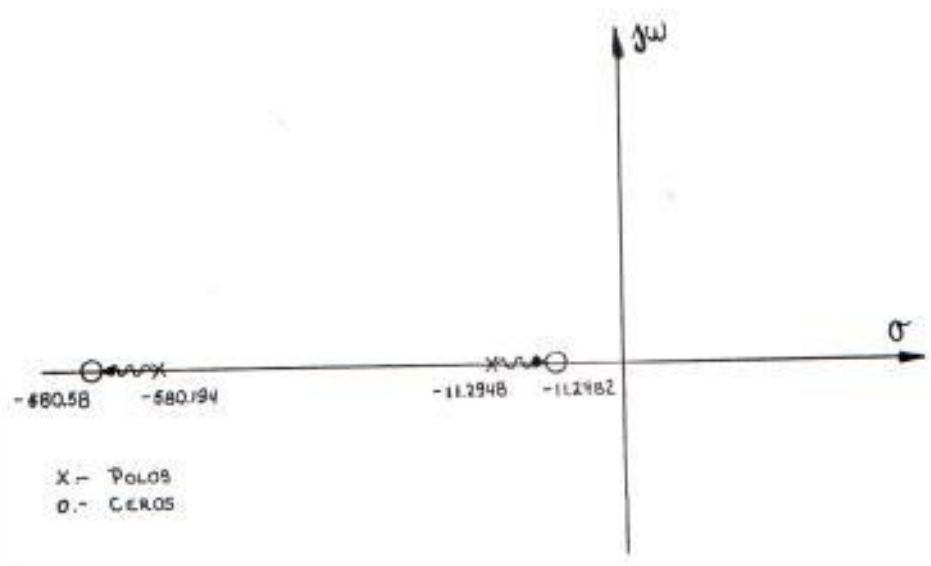


FIGURA 5.4.- LUGAR GEOMETRICO DE LAS RAICES CON  $R_L$  COMO PARAMETRO.

Ahora hacemos el análisis variando  $K_p$  considerando una carga  $R_L \approx 10\Omega$  y  $K_I = 33$ .

La ecuación característica para estas condiciones quedaría:

$$1 + \frac{0.124 (K_p s + 33) (0.23)}{s (1.45 \times 10^{-4} s + 3.24 \times 10^{-4})} = 0$$

reescribiéndola tenemos



Si tomamos a  $K_I$  como parámetro para variar y teniendo a  $K_p = 3$  y  $R_L = 10 \Omega$ .

El polinomio característico queda:

$$1 + \frac{0.02852 (3s + K_I)}{s (1.45 \times 10^{-4} s + 3.24 \times 10^{-4})} = 0$$

reescribiéndola tenemos:

$$1 + \frac{0.02852 K_I}{s (1.45 \times 10^{-4} s + 0.08588)} = 0$$

haciendo  $K_I' = 196.68 K_I$

$$1 + \frac{K_I'}{s (s + 592.27)} = 0$$

El lugar geométrico de las raíces es:

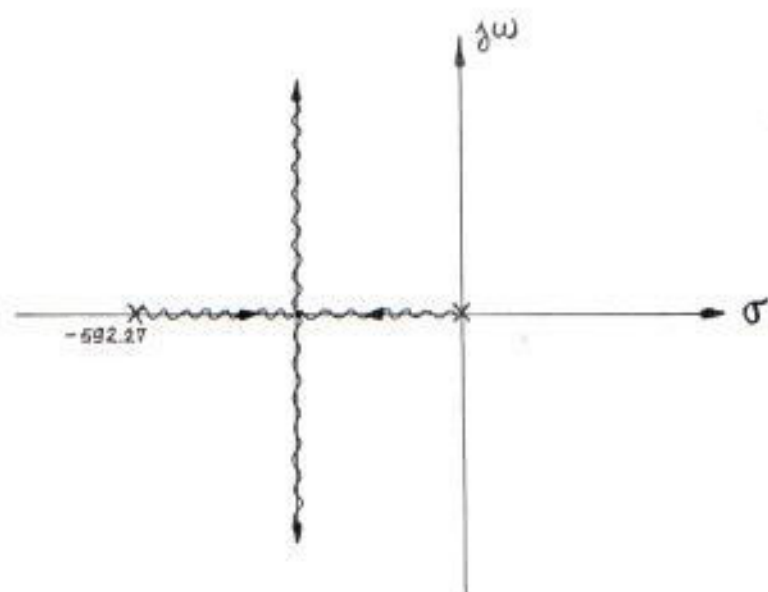


FIGURA 5.6.- LUGAR GEOMETRICO DE LAS RAICES CON  $K_f$  COMO PARAMETRO

### 5.3 CONDICIONES EXTREMAS DE FUNCIONAMIENTO.-

A partir del análisis de estabilidad que se ha realizado podemos anotar lo siguiente:

El sistema motor-generator es estable para cualquier valor de carga, ya que se observa que la trayectoria de las raíces tomando a RL como parámetro (Fig. 5.4) está situada a la izquierda del eje  $j\omega$ .

Ahora analizando la trayectoria de las raíces al tomar a  $K_p$  como parámetro (Fig. 5.5) se nota que para valores muy grandes de esta constante podría producirse inestabilidad, debido a que tenemos un cero en el origen.

Observando la Fig. 5.6 que corresponde al lugar geométrico de las raíces por variación de  $K_i$ , notamos en cambio que existiría inestabilidad si tomamos  $K_i = 0$ , ya que tenemos un polo en el origen.

Es decir, que no sería conveniente utilizar una combinación de constantes  $K_p$  y  $K_i$  en el primer caso muy grande y en el segundo muy pequeña, ya que el sistema tendería hacia la inestabilidad.

Como este dispositivo tiene la facilidad de que el usuario escoja entre utilizar las constantes  $K_p$  y  $K_i$  propias del equipo o colocarlas a su voluntad, es necesario tener en cuenta los criterios anteriores para no llevar al controlador a una región donde se produzca inestabilidad.

## CAPITULO VI

### CONSTRUCCION Y PRUEBAS EXPERIMENTALES

#### 6.1 CONSTRUCCION DEL TROCEADOR.-

El circuito completo es decir la parte de fuerza y la de control están montadas en una caja metálica con forma de paralelepipedo que tiene por dimensiones 45 cm x 35 cm x 25 cm.

El troceador incluye un circuito de fuerza, el cual se montó sobre un fondo falso en el interior de la caja antes mencionada, un par de resistencias de potencia detrás de este fondo falso y un ventilador que sirve como enfriador de estas resistencias.

Para la parte de control se ha utilizado dos tarjetas y un transformador, en una de estas tarjetas se ha realizado la fuente de voltaje +15 y -15 voltios, mientras que en la otra se ha realizado el circuito de control propiamente di-

cho. Estas tarjetas están montadas en la parte interior lateral de la caja metálica.

Es de anotar que las paredes laterales de la caja han sido perforadas con pequeños orificios con una separación de 2 cm. para que pueda existir circulación de aire y no se produzca almacenamiento de calor.

El cableado del circuito de fuerza se lo ha efectuado con cable # 14 y disponiendo de una bornera que se ha colocado en la parte inferior con el objeto de hacer la interconexión entre los elementos.

Tanto a los tiristores como a los diodos se los ha montado sobre disipadores de tal forma que no se calienten por encima de valores permitidos.

Sobre la tapa de la caja se ha colocado una placa que indica en forma muy general el comportamiento del circuito, también un amperímetro DC para cuantificar la corriente que está manejando el motor.

Tenemos el switch principal para encender el equipo, otro switch que se lo ha llamado S1, el cual permite la opción de utilizar el control proporcional externo, el potenciómetro que sirve para fijar una velocidad deseada; un par de terminales para colocar la armadura del motor en ellos, y otro par para poder colocar la entrada de voltaje directo.

## 6.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES.-

Para analizar los resultados experimentales previamente vamos a considerar el circuito de fuerza en sus dos etapas.

Cuando TH<sub>1</sub> conduce y TH<sub>2</sub> está abierto.

$$V_{DC} = V_{LOAD} = V_{R1} + V_{C1}$$

$$V_{TH1} = 0 \quad V_{TH2} = V_{DC} - V_{R1}$$

$$V_{TH2} = V_{C1}$$

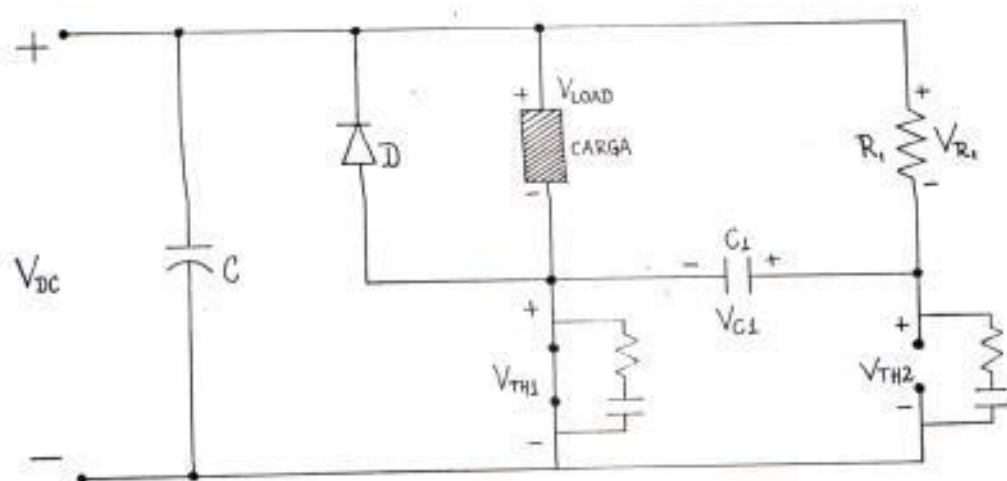


FIGURA 6.1.- CIRCUITO EQUIVALENTE CUANDO TH1 ESTA ENCENDIDO Y TH2 ESTA APAGADO.

Cuando  $T_{H2}$  conduce y  $T_{H1}$  está abierto

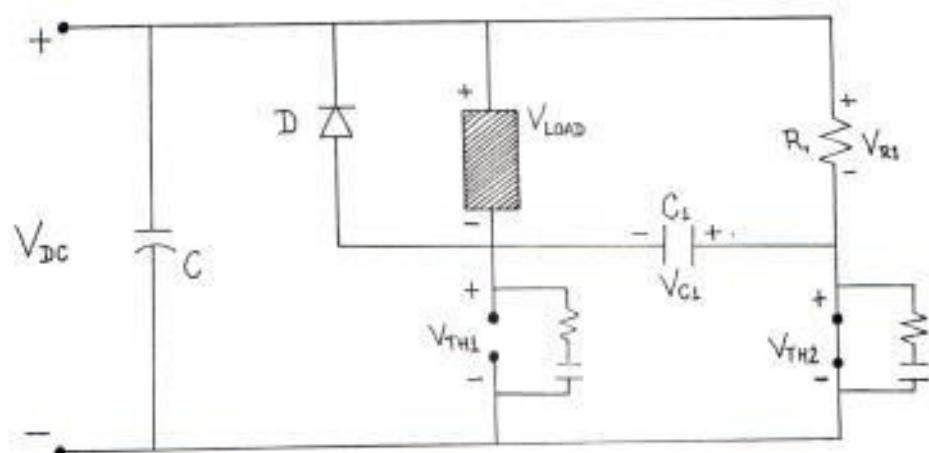


FIGURA 6.2.- CIRCUITO EQUIVALENTE CUANDO TH2 ESTA ENCENDIDO Y TH1 ESTA APAGADO.

$$V_{DC} = V_{R1} \qquad V_{LOAD} = V_{R1} + V_{C1}$$

$$V_{TH2} = 0 \qquad V_{TH1} = -V_{C1}$$

$$V_{LOAD} = 0$$

Cuando conducía  $T_{H2}$  el capacitor se cargó hasta  $V_{DC}$  con el positivo en el ánodo de  $T_{H1}$ .

Para este período 
$$V_{DC} = V_{LOAD} + V_{C1}$$

Cuando  $T_{H1}$  se enciende, la referencia de la fuente se pone a un potencial de  $V_{DC}$  con lo que la carga se coloque a un potencial de  $2 V_{DC}$  por un pequeño tiempo, luego de lo cual se apaga  $T_{H2}$  y el voltaje en el capacitor cambia de polaridad.



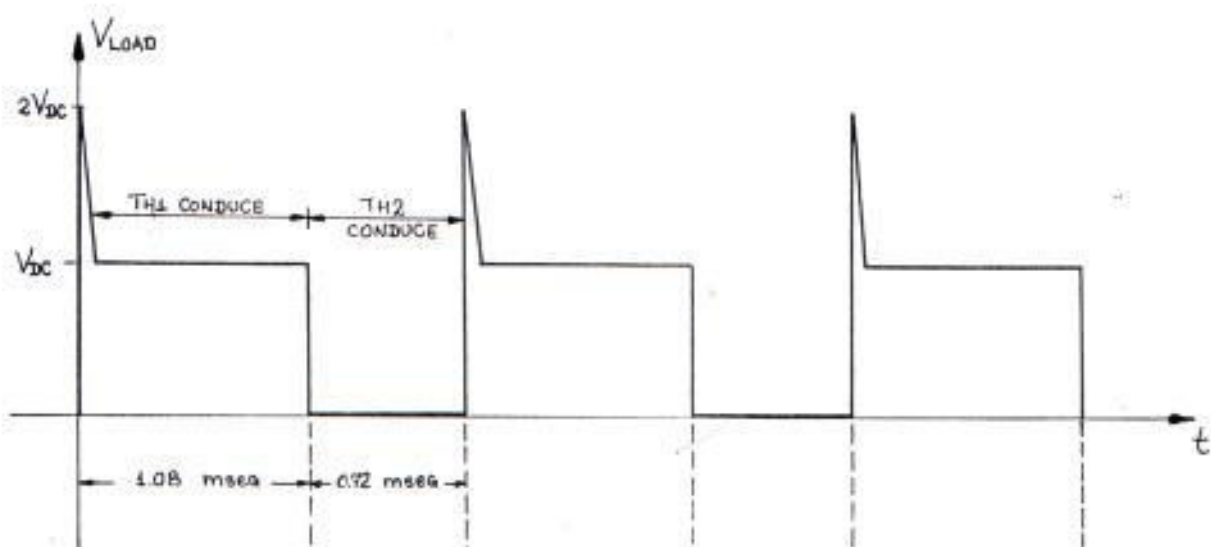


FIGURA 6.3. FORMA DE ONDA DE VOLTAJE EN LA CARGA.

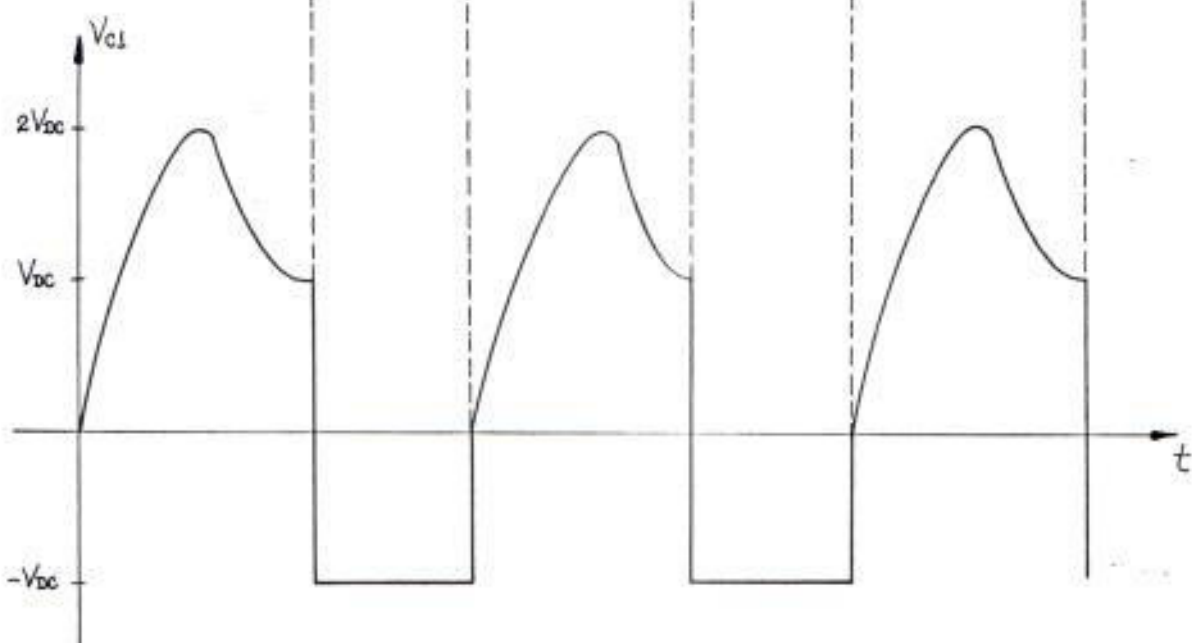


FIGURA 6.4.- FORMA DE ONDA DE VOLTAJE EN EL CAPACITOR C1.

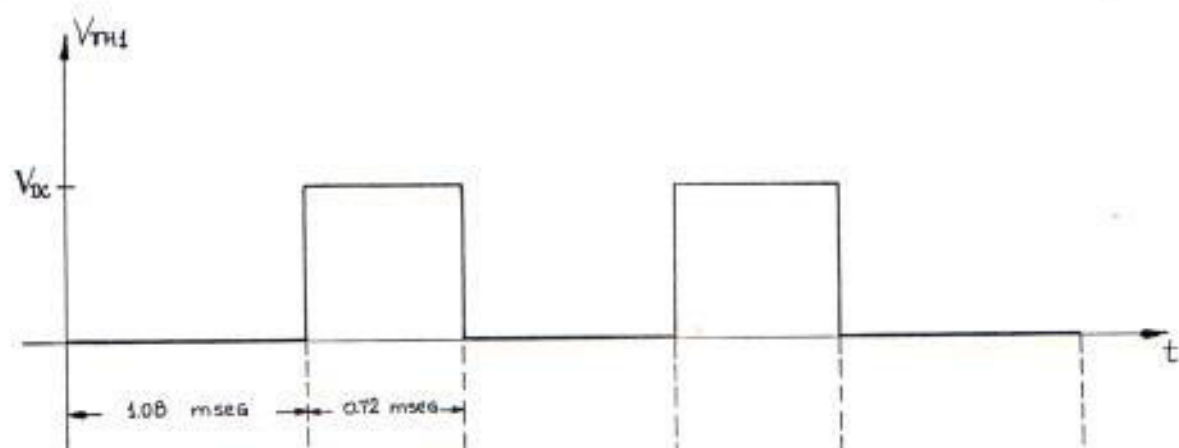


FIGURA 6.5.- FORMA DE ONDA DE VOLTAJE EN EL TIRISTOR T11.

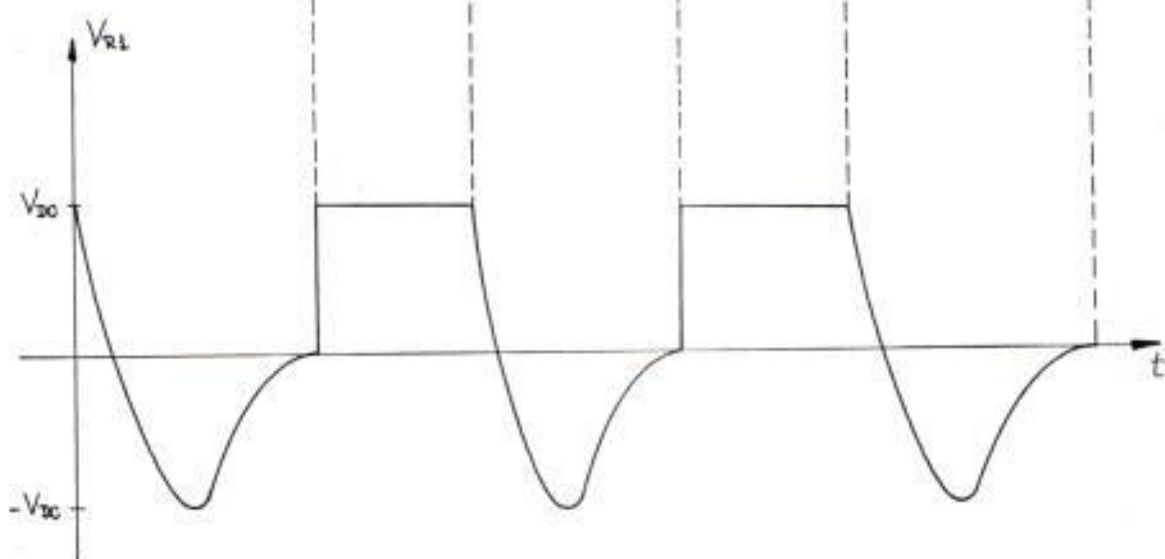


FIGURA 6.5.- FORMA DE ONDA DE VOLTAJE EN LA RESISTENCIA R1.

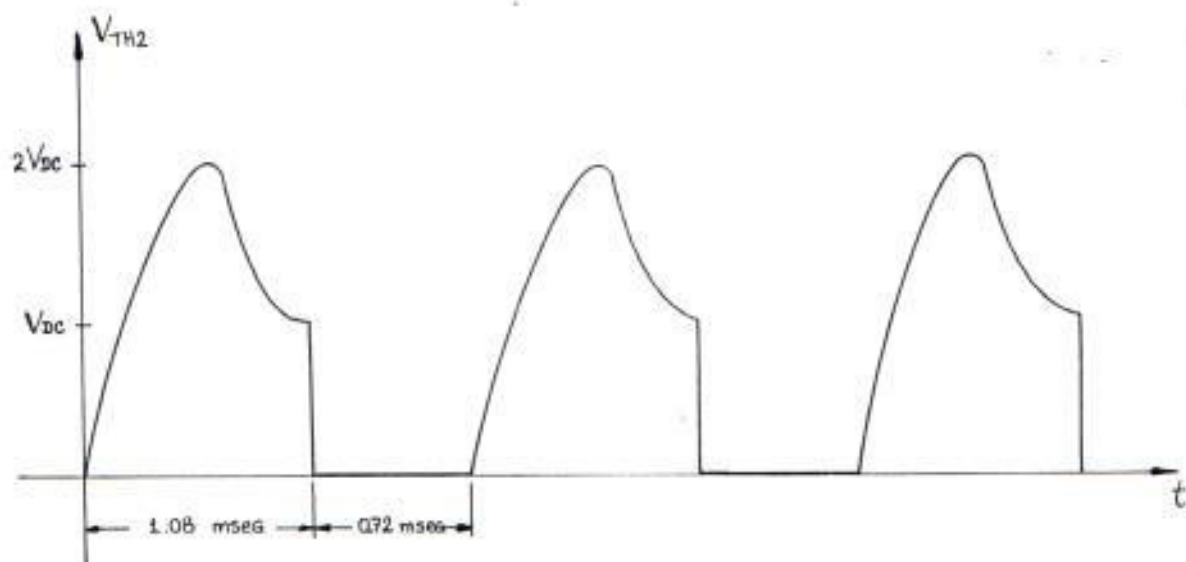


FIGURA 6.7.- FORMA DE ONDA DE VOLTAJE EN EL TIRISTOR TH2.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este trabajo podemos anotar como aspectos relevantes lo siguiente:

1. El equipo tiene la posibilidad de trabajar con constantes  $K_p$  y  $K_i$  internas, o en su defecto con constantes fijadas por el usuario, con lo que se puede realizar un análisis de la incidencia de estas constantes en la estabilidad del sistema y del control de velocidad.
2. Se puede entender fácilmente el funcionamiento de un circuito troceador que utiliza la conmutación por capacitor en paralelo, con sus ventajas y desventajas.

Dentro de las ventajas podríamos considerar que - su diseño no es muy complicado y no utiliza elementos sofisticados, aunque lleva un capacitor no polarizado con una capacitancia y un voltaje un poco difícil de conseguir en el mercado así como una - resistencia de bajo ohmio pero de alta disipación

de potencia. Esta resistencia y el capacitor antes mencionado determinan una constante de tiempo que representa un limitante dentro de la respuesta de frecuencia del equipo.

3. Como recomendación anotamos que se podría mejorar el diseño de la caja donde va el circuito de manera tal, que se puedan tomar ciertas formas de onda con el osciloscopio, para entender todas las etapas necesarias en este troceador; debido a que la idea es de que el equipo tenga una aplicación didáctica y se lo pueda utilizar en los laboratorios de la ESPOL.
4. Es importante analizar la técnica llamada conmutación forzada para el apagado de los tiristores del circuito que se necesita en este equipo.
5. Otra recomendación consistiría en estudiar la forma de cambiar en algo el diseño para que la realimentación de voltaje que se toma del tacómetro del motor, sea de otra manera y así no limitemos el uso de este equipo para motores que necesariamente tengan tacómetro acoplado.
6. En general el comportamiento del sistema es satis-

factorio con respecto a la estabilidad y al control de velocidad aunque en este aspecto tengan que ver, la carga con la que se trabaja y los valores de las constantes  $K_p$  y  $K_i$  que se haya escogido.

7. En realidad existen muchas modificaciones que se podrían realizar tanto en la parte eléctrica como en el montaje mismo del equipo, pero hay que considerar limitantes importantes como el factor económico y la falta de ciertos componentes eléctricos en el mercado nacional.

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

1. Dorf Richard, Sistemas Automáticos de Control. Teoría y Práctica. Fondo Educativo Interamericano, 1977.
2. Lilen Henri, Tiristores y Triacs, Marcombo Boixareu Editores, 1984.
3. Pearman Richard, Power Electronics Solid State Motor Control, Prentice Hall, 1980.
4. Ramshaw Raymond, Electrónica de Potencia, Marcombo S. A., 1977.
5. Séguier G., Electrónica de Potencia, Editorial Gustavo Gili, 1979.
6. Slemon G.R., Electric Machines, Prentice Hall, 1980
7. Controles Electrónicos Industriales, ESPOL, 1984
8. S.C.R. Manual, ESPOL, 1984



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

1. Dorf Richard, Sistemas Automáticos de Control. Teoría y Práctica. Fondo Educativo Interamericano, 1977.
2. Lilen Henri, Tiristores y Triacs, Marcombo Boixareu Editores, 1984.
3. Pearman Richard, Power Electronics Solid State Motor Control, Prentice Hall, 1980.
4. Ramshaw Raymond, Electrónica de Potencia, Marcombo S. A., 1977.
5. Séguier G., Electrónica de Potencia, Editorial Gustavo Gili, 1979.
6. Slemon G.R., Electric Machines, Prentice Hall, 1980
7. Controles Electrónicos Industriales, ESPOL, 1984
8. S.C.R. Manual, ESPOL, 1984



A N E X O S

## ANEXO A

## LISTA DE COMPONENTES DEL CIRCUITO TROCEADOR

Hemos dividido al equipo en tres partes que son: circuito de control, circuito de fuerza y fuente de voltaje +15 y -15; las cuales utilizan los siguientes elementos:

Para el circuito de control:

- 1 resistencia de  $22\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 1 resistencia de  $660\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 1 resistencia de  $270\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 3 resistencias de  $100\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 2 resistencias de  $3.3\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 1 resistencia de  $56\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 1 resistencia de  $1\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 2 resistencias de  $4.7\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 1 resistencia de  $30\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 2 resistencias de  $10\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 2 resistencias de  $100\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 1 resistencia de  $12\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .
- 1 resistencia de  $300\text{ K}\Omega$  de  $1/2\text{ W}$ .

- 1 capacitor de 470  $\mu\text{f}$  a 50 V.
- 3 capacitor de 0.1  $\mu\text{f}$  a 50 V.
- 1 capacitor de 2.2  $\mu\text{f}$  a 50 V.
- 3 capacitores de 1  $\mu\text{f}$  a 50 V.
- 1 capacitor de 0.3  $\mu\text{f}$  a 50 V.
- 1 UJT 2647
- 8 transistores ECG 128
- 1 transistor ECG 129
- 2 diodos ECG 109
- 2 transformadores de pulso
- 1 circuito integrado 555
- 2 potenciómetros de 100  $\text{K}\Omega$
- 1 potenciómetro de 200  $\text{K}\Omega$
- 1 circuito integrado ECG 741

Para el circuito correspondiente a las fuentes de voltaje +15 y -15 voltios:

- 1 circuito integrado 7815 A
- 1 circuito integrado 7915
- 1 transformador 120/24 Vac, 24 VA.
- 2 resistencias 3.3  $\text{K}\Omega$  de 1/2 W.
- 1 capacitor de 1000  $\mu\text{f}$  a 50 V.
- 1 capacitor de 5000  $\mu\text{f}$  a 50 V.
- 2 capacitores de 100 $\mu\text{f}$  a 50 V.
- 1 capacitor de 47  $\mu\text{f}$  a 50 V.

- 1 capacitor de 0.147  $\mu\text{f}$  a 50 V
- 1 capacitor de 0.5  $\mu\text{f}$  a 50 V.
- 6 diodos ECG 109
- 2 diodos led

Para el circuito de fuerza:

- 2 capacitores de 0.1  $\mu\text{f}$  a 400 V.
- 2 resistencias de 100 $\Omega$ , 5 W
- 1 capacitor de 2100  $\mu\text{f}$  a 600 V.
- 1 diodo de paso libre (ver características en sección 3.8).
- 2 SCR'S (ver características en sección 3.5)
- 1 resistencia de 7 $\Omega$  150 W.
- 1 capacitor no polarizado de 5  $\mu\text{f}$  a 400 Vac.

## ANEXO B

### MANUAL DE OPERACION

El equipo posee un amperímetro que mide la corriente que pasa a través del motor, para de esta manera saber si no se está excediendo del valor permitido; esto como una medida de precaución.

Para encender al equipo, previamente hay que revisar la existencia de los fusibles de 10 A, y de 1 A, en buen estado, los cuales están ubicados en la parte inferior derecha de la cubierta de la caja.

Luego de haber realizado el paso anterior, procedemos a conectar la fuente de corriente directa externa en los terminales titulares V. IN., teniendo en cuenta la polaridad correcta, es decir el positivo de la fuente al terminal rojo y el negativo al terminal negro.

Se conecta la armadura del motor en los terminales titulados V. ARM., considerando que en este caso la polaridad determinará el sentido de giro del motor.

No debe olvidarse de haber conectado también el voltaje de campo necesario para el motor, ya que la ausencia de éste, produciría que el motor adquiriera una velocidad muy alta y podría ocasionar daños en el mismo.

Después de esto, conectamos el tacómetro acoplado al motor en los terminales titulados V. TACO con el positivo del tacómetro al terminal negro; siendo más concretos diríamos que t-2 se conecta al negro y t-1 al rojo de V.TACO. Ahora determinamos mediante el switch S1, la utilización del controlador proporcional integral interno o externo. Si accionamos S1 se utilizará el control externo y si lo dejamos en su posición extendida utilizaremos el control interno.

En el caso de utilizar en control externo, es necesario que se coloque en los terminales titulados PI. - EXT. una resistencia y un capacitor en cada par de terminales.

Como una referencia, se puede comenzar con una resistencia de unos  $100\text{ K}\Omega$  y un capacitor de  $0.5\ \mu\text{f}$ , para a partir de estos valores comenzar a cambiarlos y observar la incidencia de los mismos en la estabilidad del sistema.



Una vez que tenemos todo lo anterior listo, procedemos a revisar el potenciómetro de V. REF. el cual debe estar en la posición completamente girado a la izquierda luego de lo cual podemos encender el equipo mediante el switch principal SW. PRINC., y haciendo girar el potenciómetro V. REF. a favor de las manecillas del reloj en forma lenta, se notará como la velocidad del motor se va incrementando.

Una vez encendido el equipo, la velocidad deseada dependerá de la posición en que se haya colocado el potenciómetro V. REF., y luego podremos hacer las pruebas que se deseen como variar la carga, las constantes, la velocidad y observar el funcionamiento del control de velocidad mediante un circuito troceador.

## ANEXO C

### MANUAL DE MANTENIMIENTO

A continuación vamos a dar una serie de medidas de -  
prevención que contribuirían al mantenimiento del equii  
po en buen estado y a la disminución de las posibili-  
dades de falla del mismo.

Periódicamente habrá que realizar una limpieza inter-  
na de tal forma que se eliminen residuos de polvo o de  
otro tipo que afecten el normal funcionamiento, sobre  
todo en la parte del control.

En caso que por algún motivo el equipo no encienda, -  
debemos revisar algunas de sus partes, que a continuaa  
ción ampliamos. Primeramente, comprobar que los fusi -  
bles están en buenas condiciones. Luego verificamos si  
la fuente de corriente directa de +15 y -15 voltios es-  
tá trabajando correctamente, para lo cual debemos abrir  
el equipo y medir voltaje en los terminales de salida  
de esta fuente.



Si luego de revisar lo anterior, el equipo no trabaja, debemos verificar si existen los pulsos de encendido de los tiristores, lo cual se puede hacer directamente en la compuerta y el cátodo de cada uno de los tiristores.

Si aún persisten los problemas, debemos comprobar el circuito de fuerza sobre todo el estado de los tiristores, del capacitor de conmutación y de la resistencia de cargado de este capacitor.

En todo caso, con esta revisión general se puede determinar en que parte está el problema, luego de lo cual debemos analizar más profundamente la causa de la falla para poder superar el inconveniente y habilitar el equipo para su normal funcionamiento.