

# UNIVERSIDAD AUTONOMA DE GUADALAJARA

INCORPORADA A LA UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA ELECTRICA



9<sup>2</sup>  
Ejemplar.

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

"MANUAL DE PRACTICAS DE CONTROLES DE VELOCIDAD  
ELECTRONICOS PARA MOTORES DE CD Y CA"

## TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A

RICARDO GRANADOS TIZNADO

GUADALAJARA, JALISCO. MAYO DE 1986



Universidad Nacional  
Autónoma de México



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

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

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

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

# C O N T E N I D O

Página

PROLOGO .....	1
---------------	---

## CAPITULO 1.

### TEORIA DE FUNCIONAMIENTO DEL SCR Y OTROS CIRCUITOS CON COMPUERTA DE CONTROL.

Introducción .....	3
1.1 El Tiristor .....	4
1.2 Familia de Tiristores .....	6
1.3 El Tiristor; Constitución y Símbolo .....	9
1.4 Principio de Funcionamiento (Cebado del Tiristor) .....	9
1.5 Curva Característica del Tiristor .....	14
1.6 Acción de la puerta .....	14
1.7 Terminología y Símbolos .....	17
1.8 Consideraciones Generales .....	22

## CAPITULO 2.

### METODOS DE CEBADO Y DESCEBADO.

Introducción .....	24
2.1 Circuitos de Disparo .....	26
<u>Práctica 1.</u> Circuitos de Control de Puerta..	35
2.2 Dispositivos de disparo .....	39
2.3 Funcionamiento de los Circuitos Semiconductores de Disparo .....	40
2.4 El Transistor Uniunión (UJT) .....	43
<u>Práctica 2.</u> Oscilador de Relajación .....	48
2.5 Uso del UJT en Circuitos de Disparo de los SCR .....	52
<u>Práctica 3.</u> Circuito de Retraso con UJT para el Disparo de los SCR .....	55

	Página
2.6 Disparo por SUS, SBS y DIAC .....	58
2.7 El Tiristor Triodo Bidireccional (TRIAC) ...	60
2.8 El Fenómeno de Histéresis .....	62
<u>Práctica 4.</u> Control de Potencia de C.A. mediante un Triac disparado por un Diac .....	64
2.9 Métodos de Descebado .....	68
<u>Práctica 5.</u> Autoconmutación LC en Derivación .....	75

### CAPITULO 3.

#### CONTROLES DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA.

Introducción .....	78
3.1 Regulación de Velocidad de Motores de C.D...	79
3.2 Regulación de los Motores C.D. en derivación	81
3.3 Control de Velocidad para un motor C.D. en Derivación .....	82
<u>Práctica 6.</u> Control de Velocidad para Motor C.D.- Derivación .....	86
3.4 El Motor Serie de C.D. ....	89
3.5 Control de Velocidad para un Motor Serie de C.D. ....	90
<u>Práctica 7.</u> Control de Velocidad para Motor C.D.- Serie .....	93
3.6 Motores Compuestos y Reversibilidad .....	96
3.7 Control de Velocidad Retroalimentado .....	97
<u>Práctica 8.</u> Control de Velocidad Retroalimentado .....	104.

CAPITULO 4.

CONTROLES DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA.

Introducción .....	107
4.1 El Motor Universal o Motor Monofásico Serie .....	108
4.2 Control de Velocidad para un Motor Universal en C.A. ....	110
<u>Práctica 9.</u> Control de Velocidad para un Motor Universal .....	112
4.3 Cambio de Frecuencia y de la Tensión Aplicadas a un Estator Polifásico .....	116
4.4 El Cicloconvertidor .....	117
4.5 El Inversor .....	120
4.6 Tabla que muestra las Comparaciones entre los equipos Inversores y Cicloconvertidores para el control de la Frecuencia-Tensión de Motores Polifásicos de C.A. ....	125
CONCLUSIONES Y COMENTARIOS .....	131
BIBLIOGRAFIA .....	132

## P R O L O G O

La electrónica de potencia concierne a los circuitos de tiristores, a su diseño y a su función en el control del flujo de potencia de un sistema. El control electrónico de los motores eléctricos ha aportado a los procesos industriales enormes ventajas, aumentando sus posibilidades y prestaciones, facilitando su automatización, reduciendo su mantenimiento y consumo de energía y aumentando su nivel de disponibilidad.

Hemos optado por abocar nuestro trabajo de tesis a esquematizar algunas de las prácticas más importantes que se refieren al control de velocidad de motores eléctricos. Siendo nuestro principal objetivo, que el presente trabajo venga a complementar las materias de electrónica de potencia y máquinas eléctricas de los últimos semestres de la carrera de I.M.E.

Nuestro trabajo de tesis se encuentra dividido en cuatro capítulos, en los cuales hemos incluido nueve prácticas. Se pretende a manera de comentarios previos, introducir al alumno en los principales conceptos que se van a manejar.

El primer capítulo trata sobre el tiristor y otros circuitos semiconductores con compuerta de control; en cuanto a funcionamiento y los principales parámetros que hay -- que considerar al diseñar algún sistema de tiristores. Después, en el segundo capítulo hemos considerado las principales técnicas de cebado y descebado de los SCR's. Cabe mencionar en este punto, que consideramos circuitos sencillos, de los cuales casi todos van a ser aplicados a los controles de velocidad. Es en el tercer capítulo donde se expli-

can las principales características de los motores de co --  
rriente directa, para después pasar a la explicación del --  
control de velocidad con el cual se va a llevar a cabo la -  
práctica. Hemos incluido un diseño de un control de veloci  
dad de U.S. MOTORS, el cual se refiere al control de veloci  
dad retroalimentado. En el cuarto capítulo consideramos --  
conveniente incluir una práctica sobre el motor universal,  
que por cuestiones especiales ha sido considerado en los --  
controles de velocidad de motores de c.a.

En cuanto al control de los motores trifásicos, --  
donde es necesario variar la frecuencia, se tratan los as -  
pectos fundamentales del cicloconvertidor y el ondulador.

La habilidad con que es manejado el osciloscopio -  
por el estudiante es muy importante, ya que la mayor parte  
de las comprobaciones se llevan a cabo mediante el oscilos-  
copio.

Se han hecho algunos comentarios previos a la prác-  
tica en el procedimiento; hemos utilizado un transformador  
de relación 1:1 en la mayor parte de los circuitos del capí-  
tulo dos, esto con el objetivo de contar con un neutro flo-  
tante, a la vez que el osciloscopio puesto a tierra.

Los módulos de control de velocidad considerados -  
a partir del capítulo 3, han sido diseñados para los moto-  
res con que cuenta el laboratorio de Conversión Electromag-  
nética de la escuela de I.M.E. de la U.A.G, de los cuales -  
la gran mayoría son de 1/4 de hp.

# C A P I T U L O 1

## TEORIA DE FUNCIONAMIENTO DEL SCR Y OTROS CIRCUITOS CON COMPUERTAS DE CONTROL

### INTRODUCCION

La era de los dispositivos de estado sólido empieza en 1948 con la aparición del transistor, que en muy pocos años revoluciona completamente el campo de la electrónica. Estos dispositivos no sólo reemplazan a los tubos de vacío o de gas, sino que vienen a abrir nuevas aplicaciones en cuanto a la técnica.

El tiristor que fuera obtenido por la firma General Electric hacia el año de 1960, resulta ser algo más que un simple sustituto mejorado del tiratrón. Sus características permiten utilizarlo en las formas más diversas con un máximo de confiabilidad y de precisión.

Una de las comparaciones que se logra para explicar el funcionamiento del tiristor, se refiere a una pareja de transistores de distintas polaridades con dos elementos en común, de los tres que componen el transistor (sec. 1.4).

En el presente capítulo nos abocaremos a conocer este dispositivo que ha revolucionado el campo de la electrónica de potencia. Algunas de las muchas aplicaciones con que cuenta este dispositivo, son mencionadas en la sección 1.1. Veremos también sus principios de funcionamiento y algunos de los parámetros más importantes que hemos considerado necesarios para la introducción al presente manual.

Todos los conceptos anteriormente mencionados nos



servirán de base para explicar el funcionamiento de algunos otros dispositivos semiconductores que han sido clasificados dentro de la familia de los tiristores.

Otro de los objetivos del capítulo 1, es dar a conocer la terminología, que aplicados a los tiristores, algunos, podrán ser aplicados a la mayoría de los miembros que componen la familia de los tiristores.

### 1.1 El Tiristor

El tiristor es un diodo controlado, formado por cuatro capas de material semiconductor y mediante el cual es posible, no sólo rectificar una corriente alterna, sino además controlar el paso de la corriente a través de él, y como consecuencia, a través de cualquier carga conectada en serie con él.

El tiristor fue concebido en un principio como un equivalente de estado sólido para reemplazar al tiratrón a gas. El tiratrón se dispara a un potencial apropiado de rejilla y permanece conduciendo, sin control de rejilla mientras la tensión de placa no se aproxime a cero.

Haciendo una comparación del tiristor con el tiratrón, veremos que el primero presenta una serie de ventajas debidas precisamente al hecho de que constituye un elemento de estado sólido; dentro de estas ventajas podemos mencionar la innecesidad de precalentamiento, un volumen reducido, fuerte resistencia a choque y aceleraciones, posibilidad de trabajo en todas las posiciones, insensibilidad a la sobrecarga, confiabilidad, vida media muy larga, una velocidad elevada de conmutación, caída de tensión directa muy baja, poca dependencia de la corriente, etc.

Las principales aplicaciones del tiristor se en --

cuentran dentro del control o conversión de potencia eléctrica, tales como:

- Potencia requerida para rectificación a c.c.; conversión de c.c. en c.a., regulación de fuentes de alimentación, carga de baterías, soldadura, procesos electroquímicos y generación de potencia a distancia.
- Para reemplazar dispositivos electromecánicos como relés, control de nivel lumínico, protectores de sobrecarga y controles de temperatura con cinta bimetalica.
- Control de velocidad de motores en aplicaciones industriales; desde motores de herramientas hasta motores en vehículos de tracción.
- Funciones lógicas tales como multivibradores de potencia, registros de desplazamiento, control de tiempo, contadores, circuitos de alarma y alumbrado de emergencia.

Los niveles de potencia en estas aplicaciones llegan hasta 100 MW en controles industriales que emplean conjuntos o tiristores individuales, capaces de funcionamiento continuo hasta de 250 KW.

A pesar de la gran demanda de estos dispositivos, no significa que hayan reemplazado a los transistores de potencia o de alta tensión. Por el contrario, los transistores de potencia son dispositivos lineales, incluso mejores, en aplicaciones de potencia moderada que requieren linealidad, tales como sistemas de control de alternadores para automóviles, amplificaciones de audio y alta frecuencia, y servo-amplificadores. Cuando están suficientemente saturados, los transistores de potencia también son excelentes conmutadores dentro de sus márgenes. Sin embargo, una desven-

taja de los transistores de potencia en aplicaciones de conmutación, es que requieren una corriente de base grande y continua para mantener la saturación. Por otra parte, la acción regenerativa del tiristor, permite mantenerlo en saturación con impulsos de disparo de baja potencia y corta duración.

Aunque los tiristores son básicamente conmutadores, pueden realizar funciones lineales cuando se considera el concepto de promedio. Con un tiristor apropiado y disparando convenientemente, la tensión promedio en la carga o la potencia, puede variarse aproximadamente desde cero a su máximo, variando el tiempo de cierre del conmutador.

Supongamos que representáramos al tiristor como un conmutador ideal. Un conmutador ideal no tiene caída de tensión en su resistencia interna cuando está cerrado y su resistencia es infinita; con corriente de pérdida cero, cuando está abierto. En aplicaciones de control, el dispositivo ha de ser capaz de trabajar a la potencia aplicada. Ningún tiristor (o conmutador de semiconductores) cumple los requisitos de un conmutador ideal; sin embargo, sus corrientes de pérdida abierto y su caída de tensión interna cerrado, son de microamperios a miliamperios y de 1 a 2 V aproximadamente.

Los tiristores conducen para una polaridad de tensión aplicada y se bloquean a la contraria. Esto es debido a las uniones pn que rectifican como en cualquier diodo de estado sólido. Sin embargo, hay un tipo de tiristor que conduce en ambas polaridades, como se mostrará posteriormente.

## 1.2 Familiar de Tiristores

El término tiristor designa a toda una familia de

elementos semiconductores cuyas características son similares, en principio, a las antiguas válvulas tiratrones. El nombre de tiristor proviene de la contracción de tiratrón y transistor.

El tiristor cuenta con dos estados estables que dependen de los efectos de la retroalimentación de las uniones en la estructura PNP; como se verá posteriormente. Estas uniones pueden ser dos o más, y los elementos pueden ser uni- o bilaterales, con dos o más terminales, distinguiéndose entonces entre diodos (dos terminales), triodos (tres terminales) y tetrodos (cuatro terminales).

En la tabla siguiente se muestran los principales tipos de tiristores, símbolos y gráficos que muestran su comportamiento.

Uno de los principales problemas que se presentan al usuario de tiristores es conocer bien las diferencias entre los distintos tipos, de manera que puede seleccionarse el óptimo para cada aplicación. Los tipos más clásicos son los SCR y el Triac, siendo el primero de mucha más potencia y frecuencia que el segundo, y éste superior en aplicaciones de control de onda completa de c.a. El orden en que se reseñan los tiristores es cronológico, y como tal se ve que muchos de los nuevos dispositivos son más versátiles que los SCR, en algunas aplicaciones específicas. Los cambios principales son la mejora en el control de encendido y la adición de dispositivos bidireccionales. Esto último demuestra el intento de ajustar los tiristores a los sistemas comerciales de potencia de c.a. En un futuro cercano son de esperar más mejoras y la integración en un simple encapsulado.

Grupo	Numero de terminales	Nombre oficial	Nombre comun	Simbolo	Diagrama	Disparo principal mediante	Valores maximos respectivos	Principales aplicaciones	Caracteristica corriente tension	Circuito equivalente	
Unidireccional (bloqueo inverso)	2 (anodo)	Tristor anodo de bloqueo inverso	Diodo (Shottky) de voltaje capes			Tension mas alta que la de ruptura del anodo	400 V 300 A pico de impulso	Disparador SCR, circuitos de temporizacion, generadores de impulsos			
	3 (triodo)	Tristor anodo de bloqueo inverso	Rectificador controlado de silicio (SCR)			Señal de puerta	1800 V 550 A media	Conversion de potencia, sustituyen do a dispositivos electromecanicos de control de velocidad de motor, control de fase de conmutacion			
		---	SCR con puerta amplificadora	---			Señal de puerta	1200 V 110 A	Inversores y traccionadores		
	3 (triodo)	Tristor anodo de bloqueo inverso	SCR activos por luz (LASCR)	---			Señal de puerta y/o radiacion	200 V 1 A media	Minitores de posicion, interruptores estaticos, interruptores de limite, circuitos disparadores, control de fotoelectricos	Igual que SCR	
		Tristor anodo de bloqueo inverso	Commutador con control de puerta (CCS)	---			Señal de puerta y/o radiacion	500 V 10 A	Commutadores de c.c. inversores, traccionadores, circuitos logicos	Igual que SCR	
		---	Commutador unilateral de silicio (SUS)	---			Tension mas alta que la de ruptura o señal de puerta	10 V 0,2 A	Circuitos de temporizacion, disparadores, detectores de umbral		
Bidireccional	4 (triodo)	Tristor anodo de bloqueo inverso	Commutador controlado de silicio (SCS)			Señal de puerta en cualquiera de ellas	200 V 1 A media	Enciendedores de temporizacion, circuitos logicos, control de seleccion y alarma	Igual que SCR		
	3 (triodo)	Tristor anodo bidireccional	Di-SCR			Tension mas alta que la de ruptura en cualquier direccion	400 V 40 A eficaces	Proteccion de sobretension en disparo de tiras, control de fase de c.c.			
		Tristor anodo bidireccional	Tri-SCR			Señal de puerta	1000 V 700 A eficaces	Commutacion y control de fase de suministro de c.a. de 60 Hz tal como en motores y calefactores de c.a.		Dos SCR en antiparalelo	
3 (triodo)	---	Commutador unilateral de silicio (SBS)	---		Los estructura SUS en antiparalelo en el mismo chip	Tension mas alta que la de ruptura en cualquier direccion, la señal de puerta	10 V 0,2 A	Detector de umbral, disparador de tiras		Dos SUS en antiparalelo	

### 1.3 El Tiristor; Constitución y Símbolo.

Básicamente el tiristor está constituido por cuatro capas de material semiconductor, que alternativamente son capas P y N. Esto es mostrado en la figura 1.1(b).

Las dos terminales principales son el ánodo y el cátodo, y la circulación entre ellos de corriente directa (electrones que van del cátodo al ánodo o corriente que va del ánodo al cátodo) está controlada por un electrodo de mando que es llamado puerta ("gate" en Inglés).

El tiristor es un elemento unidireccional; una vez aplicada la señal de mando a la puerta (tensión positiva), el dispositivo deja pasar una corriente que sólo puede tener un único sentido.

Este dispositivo cumple con varias misiones dentro de las cuales podemos mencionar la de rectificación, interrupción de corriente, regulación y amplificación.

Si consideramos el tiristor en cuanto a su constitución, como dos diodos, veremos que la señal de puerta es aplicada en el diodo electrodo de gobierno-cátodo. Existen también tiristores llamados complementarios, en los que el circuito de control está formado por el diodo ánodo-electrodo de gobierno. En este caso el símbolo utilizado para representarlo es el que se muestra en la fig. 1.1(c).

### 1.4 Principio de Funcionamiento (Cebado del Tiristor)

El cebado por puerta es el método más usual de disparo de tiristores. Para explicar esto más claramente nos referiremos a la figura 1.2.

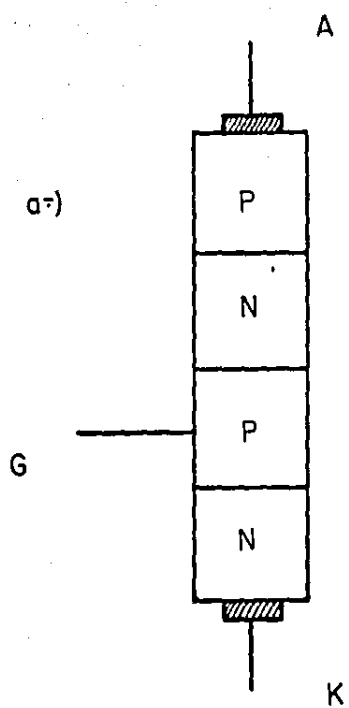
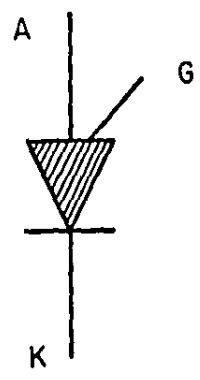
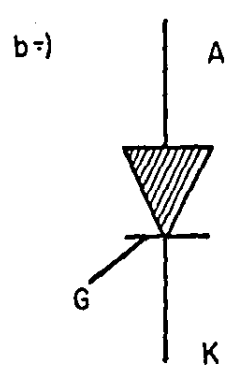


FIGURA I.I



Una vez que el tiristor es polarizado directamente (a favor), se inyecta un pulso positivo de mando en su puerta. Esta señal de mando es de corriente, denominándose  $I_g$ . El transistor NPN designado T1 recibe una corriente base  $I_g$ , con lo cual en el colector tendríamos una corriente  $I_g B1$ , donde B1 es la ganancia de corriente de este transistor en su configuración en emisor común.

La corriente  $I_g B1$  se inyecta a la vez en la base del transistor T2 (PNP) que entrega entonces una corriente  $I_g B1 B2$  (siendo B2 la ganancia del transistor 2). Esta corriente que aparece en el colector T2 vuelve a aplicar en la base de T1.

Cabe aquí mencionar que para que se lleve a cabo el cebado del tiristor es necesario que su producto  $B1 B2$  tienda a 1, de lo contrario el tiristor no se ceba. Hay que recordar que la ganancia B de un transistor de silicio depende en general de la corriente del emisor.

Habiendo comentado lo anterior podremos llegar a lo siguiente:

- Si la corriente de puerta es débil, el producto  $B1 B2$  es inferior a la unidad y no se ceba el elemento.
- Si el impulso de mando es suficiente, las corrientes de emisor son lo bastante elevadas para que el producto  $B1 B2$  tienda a 1.

En cuanto se produce el cebado, la retroalimentación hace que los dos transistores conduzcan a saturación (en cuanto la corriente de colector de uno se inyecta sistemáticamente a la base del otro).



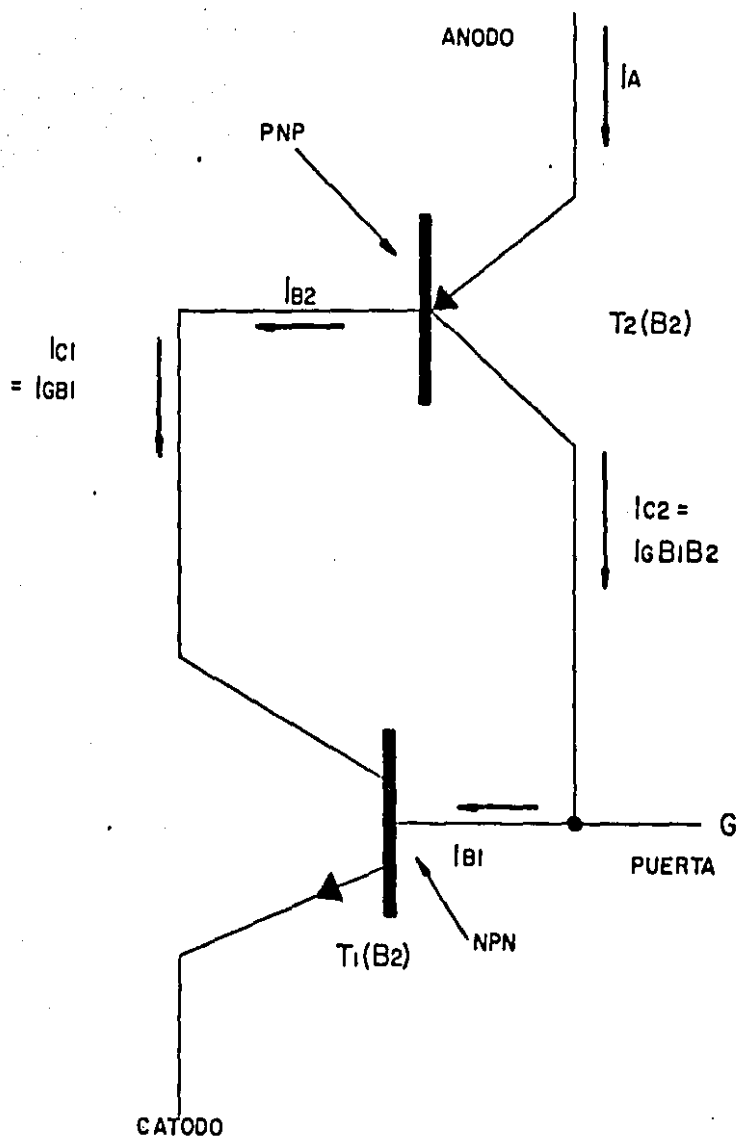


FIGURA 1.2

Montaje equivalente de un tiristor  
que explica el fenómeno de cebado.

El tiristor permanece en estado de conducción incluso después de desaparecer el impulso positivo entre el ánodo de gobierno y el cátodo que lo hizo pasar al estado de conducción. El descebado del tiristor sólo puede conseguirse reduciendo la tensión ánodo-cátodo por debajo de su nivel de mantenimiento, lo cual normalmente se consigue reduciendo la tensión ánodo-cátodo a cero.

Ya habíamos mencionado que la propiedad esencial del transistor de silicio, es la de poseer una ganancia de corriente que crece con la corriente de emisor. En base a este fenómeno, existen otros métodos para cebar un tiristor, provocando un aumento de la corriente  $I_e$ , y dentro de los cuales tendremos los siguientes:

- a) Aumentando la tensión ánodo-cátodo del tiristor llega un momento en que la corriente de fuga es suficiente para producir un brusco aumento de la corriente  $I_e$ . Esta forma de disparo es muy usual en los diodos de cuatro capas.
- b) La corriente inversa de fuga de un transistor de silicio aumenta al doble, aproximadamente, cada  $14^{\circ}\text{C}$ . (al aumentar la temperatura). Cuando la corriente alcanza un valor suficiente, se produce el disparo del tiristor por los mismos fenómenos que hemos comentado.
- c) Se sabe que la unión PN presenta cierta capacidad. Así pues, si se hace crecer bruscamente la tensión ánodo-cátodo, esta capacidad se carga con una corriente, que es proporcional a la capacidad y a la derivada de la tensión. Y, si esta corriente es suficientemente elevada, provocará el cebado del tiristor.
- d) La luz, otra de las formas de energía, puede provocar también el cebado del tiristor al crear pares electrón-

hueco. En este caso se emplea un tiristor, que es un tiristor con una "ventana" (esto se refiere a un lente que permite el paso de los rayos luminosos) en la región de la puerta.

### 1.5 Curva característica de un Tiristor

La figura 1.3 muestra la curva característica de un tiristor. Como podremos apreciar en esta curva, el tiristor se comporta como un interruptor que se cierra a sí mismo cuando la tensión aplicada en el sentido de paso alcanza un cierto valor, conocido bajo la denominación de tensión de operación. Cuando la corriente directa descende por debajo de un cierto valor, la llamada corriente de mantenimiento, entonces el diodo se abre de nuevo, debido a las que las corrientes internas se agotan. En el sentido inverso el tiristor se comporta como un diodo normal, y posee, al igual que el diodo zener, un acodamiento en la característica al cual, en servicio normal, no suele llegarse.

### 1.6 Acción de la Puerta

Si se aplica una señal de mando a la puerta del tiristor se modifica la tensión de cebado de éste, tal como se muestra en la figura 1.4.

Cuando es nula la corriente  $I_g$  de puerta, el tiristor no se ceba hasta que se alcanza la tensión de disparo entre ánodo y cátodo del elemento.

A medida que aumenta la corriente de puerta  $I_g$ , disminuye el valor de la tensión de disparo del tiristor. En el límite, el tiristor se comporta como un diodo, esto es, para una corriente de puerta suficientemente elevada, la menor tensión de ánodo provoca la conducción del tiristor.

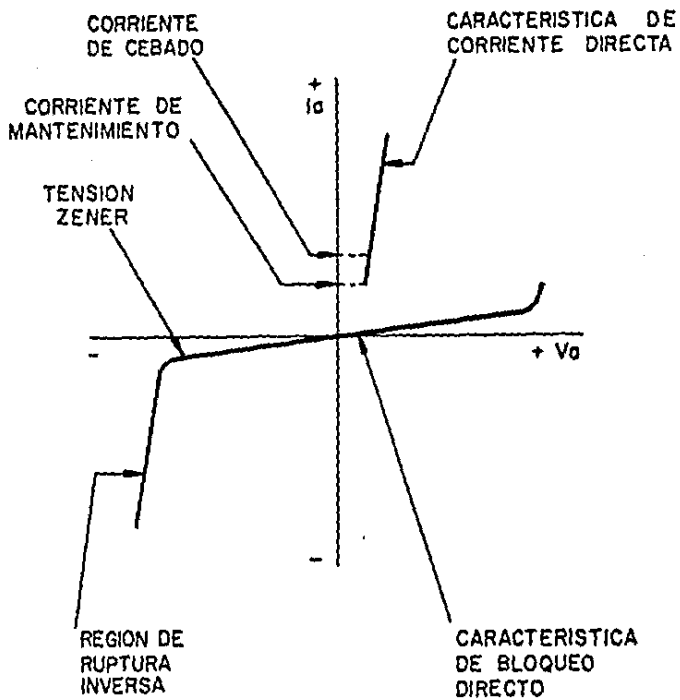


FIGURA 1.3

CURVA CARACTERISTICA DEL TIRISTOR.

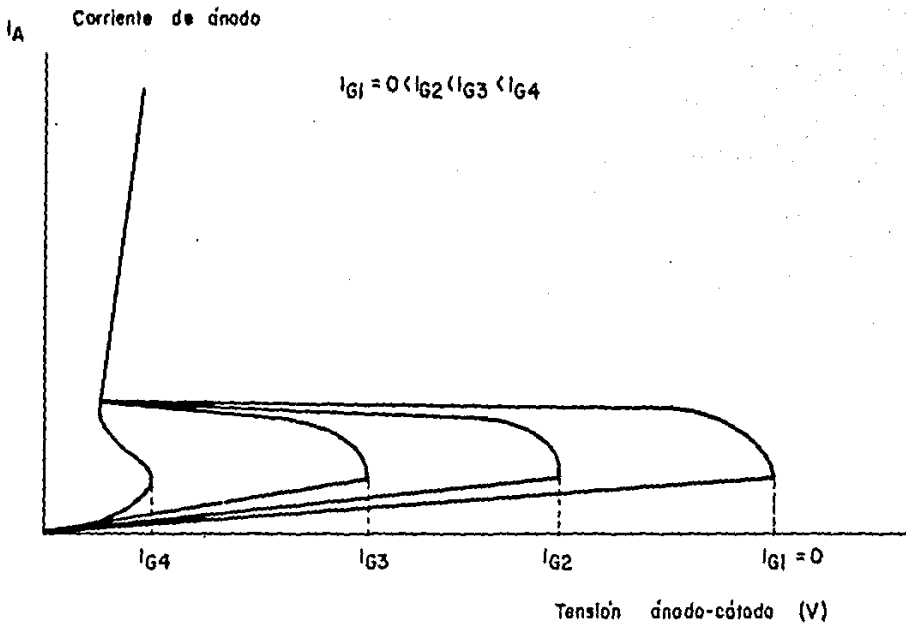


FIGURA 1.4

Para prevenir los posibles cebados esporádicos del tiristor se puede conectar un resistor en paralelo con la unión puerta-cátodo. Esto es especialmente interesante --- cuando la ganancia B del transistor NPN (del par equivalente) es elevada (por lo general suele ser más elevada que la ganancia B del transistor PNP).

Por otra parte, casi todos los fabricantes integran ya un resistor de difusión entre la puerta y el cátodo del tiristor; esta tecnología es la que se conoce como --- shorted emitter, con un corto circuito puerta-emisor. Al aumentar el valor de la corriente de puerta necesaria para el cebado del tiristor, este resistor en paralelo mejora -- las características del elemento de bloqueo, y aumenta la -- inmunidad ante transitorios parásitos. La resistencia de -- depende de la temperatura y de las tolerancias de fabricación y varía entre los extremos  $R_g(\text{mín})$  y  $R_g(\text{máx})$ .

Ahora, para el disparo del tiristor, el voltaje y la corriente de electrodo de gobierno y cátodo, su producto debe de estar en la zona delimitada por la curva característica de puerta de un tiristor de manera que la línea de carga no deba atravesar dicha zona.

### 1.7 Terminología y Símbolos

En la presente sección mostraremos la terminología y los símbolos relativos a la curva característica del tiristor y algunos otros símbolos que habremos de tomar en cuenta a lo largo de este manual.

A continuación mostraremos el significado de los subíndices de estos símbolos:

<u>SIMBOLO</u>	<u>SIGNIFICADO</u>
AV	Media
D	Continua
F	Sentido directo
G	Puerta
H	Mantenimiento
L	Enganche
M	Máxima
N	Negativa
P	Pico o cresta
R(1er lugar)	Inversa
R(2do lugar)	Recurrente
S	Accidental
W	De servicio

Los símbolos que mencionábamos anteriormente y su diferente terminología son los siguientes:

#### Corriente directa media

Se define así el valor medio de los valores instantáneos de corriente directa ánodo-cátodo en el tiristor, para un intervalo dado de tiempo. Su símbolo es Ifav.

#### Corriente accidental de pico

Es el valor que puede alcanzar una punta de corriente ánodo-cátodo en forma accidental, esto es, transitoriamente y no de modo recurrente. Su símbolo es Ifsm y define pues el valor máximo permisible de las extracorrientes, en el curso de regímenes transitorios aleatorios.

#### Corriente máxima de puerta

Su símbolo es Igfs, y es el valor máximo instantá-

neo que puede alcanzar una punta de corriente en el electrodo de mando del tiristor.

Este valor define también el valor máximo de la corriente de mando en régimen de impulsos de muy corta duración.

### Tensión directa de disparo

$V_d$  (o también  $V_{bo}$ ) es la tensión directa por encima de la cual se ceba el tiristor por disparo directo.

### Tensión inversa de ruptura

La tensión inversa que produce la ruptura del elemento y se designa como  $V_{rr}$ .

### Tensión inversa recurrente

$V_{rwm}$ , se define así el valor máximo que puede tomar la amplitud de la tensión inversa periódica aplicada entre el ánodo y el cátodo del tiristor.

### Tensión inversa recurrente de pico

La tensión inversa recurrente de pico es  $V_{rpm}$  y es el valor máximo que puede alcanzar las puntas recurrentes de tensión inversa.

Este valor es numéricamente superior al valor máximo de tensión inversa del tiristor (valor de pico máximo).

### Tensión inversa transitoria o accidental

La tensión inversa transitoria o accidental es ---



V<sub>rsm</sub>. Este valor limita la tensión inversa cátodo-ánodo a la que puede someterse el tiristor, durante un intervalo da do de tiempo.

### Tensión directa de pico en bloqueo

La tensión directa de pico en estado de bloqueo es V<sub>dwm</sub> (o también V<sub>fdm</sub>). Su valor fija un límite a la ten -- sión máxima aplicable entre ánodo-cátodo del tiristor, con puerta flotante, sin riesgo de disparo.

Esta tensión es pues ligeramente inferior a la ten sión de disparo en ausencia de señal de mando.

### Potencia total disipada

La potencia total disipada en el tiristor es P<sub>tot</sub>. En ella se consideran todas las corrientes directa, media e inversa (I<sub>fav</sub> e I<sub>rr</sub>); de fuga, directa e inversa (I<sub>fd</sub> e I<sub>r</sub>); de mando (I<sub>g</sub>); corriente capacitiva, etc.

Su valor nos permite calcular el disipador, si es que el tiristor precisa alguno.

### Potencia media disipable de puerta

La potencia media disipable de puerta es P<sub>gav</sub>. Es el valor de la potencia disipada en la unión puerta-cátodo. Nos define en gran parte, la curva de puerta de un tiristor.

### Potencia de pico de puerta

La potencia de pico de puerta es P<sub>gfs</sub>. Corresponde a la potencia máxima disipada en la unión puerta-cátodo en el caso de aplicarse una señal no continua. Su valor es

superior al de  $P_{gav}$ , y depende del cebado.

### Tiempo de integración

Es el tiempo en que se calcula el valor medio, o el eficaz, de la potencia disipada. Se designa por  $t_{int}$ .

En el caso de los tiristores, este tiempo suele fijarse en 20 ms. No obstante, será necesario tener en cuenta la relación existente entre el período de la señal y estos 20 ms para efectuar cualquier cálculo.

### Corriente de enganche

La corriente de enganche  $I_L$  es la corriente mínima que hace bascular el tiristor del estado de bloqueo al de conducción. Su valor es por lo general de dos o tres veces la corriente de mantenimiento.

### Corriente de mantenimiento

Para conservar su estado de conducción el tiristor debe suministrar una corriente de ánodo  $I_a$ , mínima que recibe el nombre de corriente de mantenimiento.

### Tensión de enganche

A la corriente de enganche  $I_L$  le corresponde una tensión de enganche  $V_L$ .

### Tensión de mantenimiento

Del mismo modo, se podría definir una tensión de mantenimiento  $V_h$  que sería la tensión que, aplicada al ánodo, permitiría el paso de la corriente  $I_h$  de mantenimiento.

### Corriente de puerta

La corriente de puerta se designa  $I_g$ . En una serie dada de tiristores —teniendo en cuenta la dispersión de las características— el valor máximo necesario para asegurar el cebado de cualquier elemento se designa  $I_{gt}$ .

### Tensión de cebado

A esta corriente  $I_{gt}$  le corresponde una tensión de cebado  $V_{gt}$ , que en los tiristores de mediana potencia se aproxima a 1 V.

### Tensión máxima en la puerta sin disparo

La tensión máxima permisible en la puerta sin provocar disparo se simboliza por  $V_{gd}$ . Esta tensión se define a la temperatura máxima, es muy inferior a la tensión de cebado.

## 1.8 Consideraciones Generales

Un SCR actúa de una manera muy similar a un interruptor. Cuando está conduciendo presenta un camino de baja resistencia para el flujo de corriente de ánodo a cátodo; por consiguiente, actúa como un interruptor cerrado. Cuando está bloqueado, no puede fluir corriente de ánodo a cátodo; por consiguiente actúa como un interruptor abierto. Debido a que es un dispositivo de estado sólido, la conmutación de un SCR es muy rápida.

Es un circuito en el que se controla la corriente que circula por la carga, si la fuente de alimentación es a.c. y sólo se cuenta con un solo SCR, permanece una cierta porción del período en el estado de bloqueo y la otra parte

del período en conducción. En una fuente a.c. de 60 Hz, el período es 16.67 msec. Son estos 16.67 msec los que deben repartirse entre el estado de conducción y el estado blo -- queado. La cantidad de tiempo que permanece en cada estado se controla por medio de la puerta.

Si el SCR permanece en estado de conducción durante una pequeña porción del período, la magnitud promedio de la corriente de la carga es pequeña. Si la señal de la --- puerta se cambia de tal manera que el SCR permanece en con - ducción durante una gran porción del período, entonces la - magnitud promedio será grande. En esta forma, la corriente por la carga puede variarse ajustando la magnitud de la por - ción del período en el cual el SCR está en conducción.

Como su nombre sugiere, el SCR es un rectificador, de modo que solamente permite el paso de la corriente duran - te el semiciclo positivo.

En las secciones anteriores habíamos comentado que el SCR es cebado por la inyección de un pulso de corriente en la puerta. La mayoría de los SCR requieren una corriente de puerta comprendida entre 0.1 y 20 mA para cebarse. Da - do que entre cátodo y puerta hay una unión pn estándar, el voltaje entre estas terminales ( $V_{gk}$ ) será ligeramente mayor que 0.6 V.

## C A P I T U L O 2

### METODOS DE CEBADO Y DESCEBADO

#### INTRODUCCION

Existen dos tipos generales de circuitos de disparo de un SCR: aquellos en que la señal de disparo se deriva de la misma fuente de alimentación que alimenta la carga y, aquellos que cuentan con una fuente independiente para el disparo. En cada caso el disparo y la fuente de potencia pueden ser de c.c. o c.a. El disparo puede realizarse con una señal de c.c. o de baja frecuencia, o por un impulso de alta frecuencia.

Habremos de comentar en el presente capítulo, aquellos circuitos de disparo que dependen de la misma fuente -- que alimenta la carga. En el capítulo 3 (sec. 3.3), al explicar el funcionamiento de un control de velocidad retroalimentado, mostraremos un tipo especial de circuito de disparo , el cual hemos considerado que no depende de la misma fuente que alimenta la carga, ya que es "separado" por un transformador de 127/35 V.

Otro de los temas que tratamos en este capítulo, es el uso de los dispositivos semiconductores de disparo, que permiten entregar pulsos a la puerta de los tiristores en el momento deseado, permitiendo con éste mejorar los circuitos de disparo al lograr anular casi en su totalidad la dependencia de la temperatura de los SCR's.

En la utilización del UJT para el disparo de los SCR's, no incluimos el cálculo para el circuito de relaja -

ción, ya que para este propósito existen las curvas correspondientes que según el UJT a utilizar (de acuerdo con las necesidades, en las que podemos incluir la de retroalimentación), nos dan los valores de las resistencias de  $r_{B1}$  y  $r_{B2}$ .

En el caso de la teoría de funcionamiento del triac al ser disparado por un diac, hemos comentado el fenómeno de histéresis y propuesto algunas de las formas que puede ser evitado, de manera especial con el uso del ST4 de G.E., el cual es un diodo asimétrico que ha sido obtenido especialmente para el disparo del triac y evitar este fenómeno.

Es el objetivo de este capítulo, mostrar al estudiante algunos de los circuitos de disparo más comunes para el encendido de los SCR's y TRIAC's; los cuales vamos a aplicarlos en su mayoría, a los controles de velocidad de c.d. y en alguna manera a los de c.a.

Hemos incluido algunos otros conceptos que aunque no son aplicados en su totalidad, sugieren otras opciones que dependen de las necesidades y de la creatividad del estudiante.

## 2.1 Circuitos de Disparo

En la figura 2.1(a) se muestra el circuito de disparo más sencillo, el cual es un ejemplo de utilización de la misma fuente de voltaje para alimentar tanto el circuito de la carga como el circuito de control de puerta.

En la figura 2.1(a), si la fuente es c.a., el funcionamiento del circuito es el siguiente: cuando el interruptor se encuentra abierto, no es posible la circulación de corriente hacia la puerta. El SCR nunca pasará a conducción, de manera que es esencialmente un circuito abierto con la carga. Por lo tanto la carga está desenergizada.

Cuando se cierra SW, habrá corriente hacia la puerta cuando la fuente de voltaje sea positiva. El ángulo de disparo está determinado por la posición de R2, la resistencia variable. Si R2 es baja, la corriente de puerta será suficientemente grande para cebar el SCR cuando la magnitud de la fuente de voltaje sea baja. Por lo tanto el ángulo de disparo será pequeño y la magnitud del promedio de la corriente que pasa por la carga será grande. Si R2 es alta, la fuente de voltaje debe de subir a un valor alto para poder entregar suficiente corriente de puerta para cebar el SCR. Esto aumenta el ángulo de disparo y reduce la magnitud del promedio de la corriente de la carga.

El propósito de R1 es el de mantener algún valor fijo de resistencia en el terminal en caso de que R2 sea puesta en cero. Esto es necesario para proteger la puerta de sobrecorrientes. R1 determina también el mínimo ángulo de disparo. En algunos casos se inserta un diodo en serie con la puerta para proteger la unión puerta-cátodo contra voltajes inversos altos.

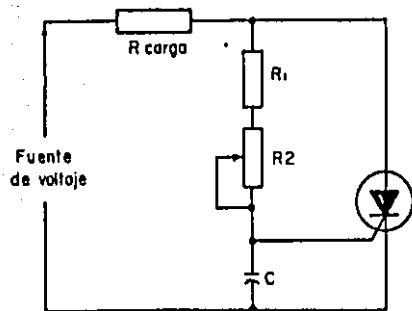
Una desventaja de este circuito de disparo simple es que el ángulo de disparo puede ajustarse solamente de 0 a  $90^\circ$ . Por tanto, sólo es controlable el 50% del semiciclo positivo porque las tensiones y corrientes de puerta y ánodo están en fase en circuito simple resistivo.

En el disparo con c.a., el medio más fácil de retrasar el disparo más de  $90^\circ$  es añadir un condensador de puerta a masa, como se muestra en la figura 2.1(b). La adición de un condensador proporciona un retardo en la tensión de puerta, de forma que el disparo puede retrasarse a ángulos mayores de  $90^\circ$ . Un inconveniente en este tipo de circuitos de disparo es que la tensión de puerta sube lentamente a  $V_{gt}$ . Esto produce disparos del SCR no muy repetibles debido a la dependencia de  $V_{gt}$  con la temperatura.

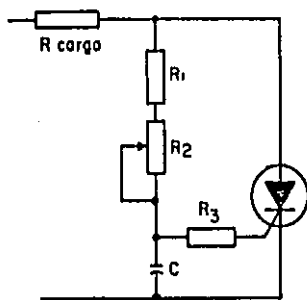
Las desventajas de los circuitos de disparo anteriores pueden reducirse empleando un dispositivo de disparo a gas o semiconductor para producir un impulso de disparo del SCR. Posteriormente mostraremos el uso de estos dispositivos en el disparo del SCR como también la teoría de funcionamiento.

Tratemos de entender ahora el funcionamiento del circuito de disparo de la figura anterior: Cuando la fuente c.a. es negativa, el voltaje inverso a través del SCR es aplicado al circuito de disparo RC, cargando el condensador con su placa superior negativa y su placa inferior positiva. Cuando la fuente entra a su semiciclo positivo, el voltaje directo a través del SCR tiende a cargar C en la polaridad opuesta. Sin embargo, la formación de voltaje en la dirección opuesta es retardada hasta que la carga negativa sea removida de las placas del condensador. Este retardo en la aplicación de un voltaje positivo a la puerta, puede extenderse más allá de  $90^\circ$ . Cuando mayor sea la





(a-)



(b-)

FIGURA 2.1

magnitud de la resistencia del potenciómetro, más tiempo toma C en cargar positivamente su placa superior, y más tarde se cebará el SCR.

La figura 2.2(a) muestra una doble red RC para el control de puerta. En este esquema, el voltaje retardado del C1 es utilizado para cargar a C2, resultando aún más retardo en la formación del voltaje de puerta. Los condensadores de esta figura generalmente se encuentran en el rango de 0.01 a 1 uF.

Para la magnitud dada de los condensadores, el mínimo ángulo de disparo (para máxima corriente de carga), se determina por medio de las resistencias R1 y R3; el máximo de disparo (para una mínima corriente de carga), se determina sustancialmente por la magnitud de la resistencia variable R2.

Los fabricantes de SCR's proporcionan curvas detalladas para ayudar a la selección de resistencias y condensadores para los circuitos de control de puerta. En términos generales, cuando estos circuitos de control utilizan una fuente c.a. de 60 Hz, la constante del circuito de la figura 2.1(b) debe de estar en el rango de 1 a 30 mseg. Es decir, para el circuito simple RC de esta misma figura, el producto  $(R1 + R2)C$ , debe de estar en este rango. Para el circuito de la figura 2.2(a)  $(R1 + R2)C1$  debe de encontrarse en este rango, lo mismo que  $R3C2$ .

Este método de aproximación siempre causará que la operación de cebado se suceda en un punto del rango. La operación de cebado exacta que se desee, puede conseguirse experimentalmente ajustando estos valores aproximados de los componentes.

Para entender mejor lo anteriormente explicado, -- trabajemos con el dispositivo S2003L, el cual es un SCR y - la disposición de sus patitas se muestra en la figura 2.2(b).

Supongamos que tenemos una resistencia de 1.2 K, - en serie con la puerta de este dispositivo como se muestra en la figura 2.2(c) y su corriente de puerta es de 0.2 mA.

Para poder cebar el SCR necesitamos un voltaje mayor al de la unión puerta-cátodo (que es prácticamente un - diodo de silicio P-N), de 0.6 V más la caída en la resisten - cia. El voltaje necesario para cebarlo debe ser aplicado - en el punto X, como muestra esta última figura.

La caída en la resistencia es de:

$$V_r = (0.2 \text{ mA})(1.2 \text{ K}) = 0.64 \text{ V}$$

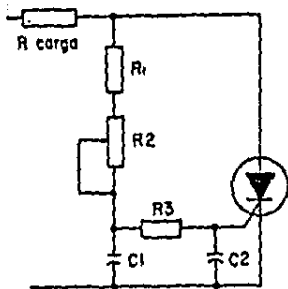
entonces

$$V_x = V_r + 0.6 \text{ V} = 1.24 \text{ V}$$

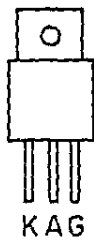
Como podemos ver en los resultados anteriormente - obtenidos, necesitamos un voltaje superior a 1.24 V para po - der cebar el SCR con una resistencia de puerta de 1.2 K.

Volvamos a la fig. 2.1(a); como ya habíamos comentado, en la terminal de puerta contamos con una resistencia R3, y se requiere por lo tanto que el condensador se cargue por encima de 0.6 V más la caída de voltaje en la resistencia R3. Por el hecho de tener esta resistencia al cargarse el capacitor a un voltaje más alto, tendremos un mayor re - tardo en el disparo. Por ahora dejemos la resistencia de - 1.2 K como R3.

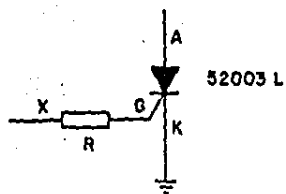
El paso siguiente es determinar los valores de R1



(a)



(b)



(c)

FIGURA 2.2

y R2 para obtener un rango amplio en el ajuste del cebado .

Habíamos comentado anteriormente que la constante - RC debe de estar entre los valores de 1 mseg y 30 mseg.

Tomemos por ahora los valores de 2 mseg a 30 mseg. La mínima constante de tiempo ocurre cuando R2 (el potenciómetro) se encuentra completamente fuera del circuito; entonces:

$$(R1 + 0)C = 2 \text{ mseg}$$

Supongamos que contamos con un capacitor de 0.15 - uF.

Considerando lo anterior podemos obtener R1:

$$R1 = 13.333 \text{ K}$$

Tomaremos el valor más cercano (comercial), que es el de 12 K.

Ahora, la máxima constante de tiempo (máximo ángulo de disparo o mínimo ángulo de conducción) ocurre cuando R2 está completamente dentro del circuito.

Llamemos RT a la suma del R1 + R2

$$RT(C) = 30 \text{ mseg}$$

donde:

$$RT = 200 \text{ K}$$

y considerando que  $R_2 = R_T - R_1$ , entonces:

$$R_2 = 188 \text{ K}$$

Con los datos obtenidos, contamos con los componentes necesarios para disparar el SCR.

En este tipo de circuitos, al ser aplicado un voltaje al circuito de disparo (en este caso es el mismo que alimenta la carga), el voltaje se retardará al tener un aumento de la resistencia que se encuentra en serie con la puerta, de igual manera al aumentar la capacitancia umentará la constante RC del circuito.

Si tenemos una red doble RC en el circuito de puerta, aumentará más el retardo de disparo.

Refirámonos a la figura 2.2(a); para la magnitud dada de los condensadores, el mínimo ángulo de disparo se determina por las resistencias  $R_1$  y  $R_3$  y el máximo ángulo de disparo por la magnitud del potenciómetro  $R_2$ . Si tenemos dos capacitores con los valores de:  $C_1 = 0.15 \text{ uF}$  y  $C_2 = 0.018 \text{ uF}$ , obtengamos ahora los valores de  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  para tener un rango amplio de ajuste del cebado.

Como un estimativo consideremos ahora un rango de ajuste de 2 mseg a 25 mseg.

$$R_1 C_1 = 2 \text{ mseg}$$

$$R_1 = 13.33 \text{ K; consideramos } 12 \text{ K}$$

ahora:

$$R_T = 166.66 \text{ K}$$

Se tomará el valor comercial más cercano.

Para el cálculo de R3C2, consideramos un valor cercano al menor rango de ajuste, tomemos por ejemplo 3 mseg.

Entonces  $R3 = 166.66 \text{ K}$

En el caso de no obtener con estos valores calculados de resistencia, ángulos de disparo pequeños, R1 y R3 deben disminuirse para poder conseguirlos, recomendando empezar bajando la resistencia R3 antes que R1.

## Práctica 1

### CIRCUITOS DE CONTROL DE PUERTA

#### Objetivo

- El alumno estudiará las principales características de -  
puerta de los rectificadores controlados de silicio.
- Comprobará el cálculo por el cual fueron determinados --  
los valores que intervienen en un circuito de control de  
puerta.
- Observará la operación y formas de onda de un SCR mane -  
jando una carga resistiva.
- Observará la estabilidad de estos dispositivos con res -  
pecto a la temperatura.
- Observará las características del ángulo de disparo al -  
contar con una red RC doble para el control de la puer -  
ta; así mismo la variación del ángulo de disparo para di -  
ferentes valores de capacitancia.

#### Material

- 1 Osciloscopio y puntas
- 1 Variac
- 1 Multímetro digital y puntas para multímetro
- 1 Tablero para conexiones
- 1 Lote de bananas
- 1 Lote de tuercas
- 1 Transformador de relación 1:1
- 1 SCR S2003L



- 4 Resistencias de 12 K, 270 K, 3.2 K y 6.8 K
- 1 Potenciómetro de 250 K
- 5 Condensadores de 0.15 uF, 0.018 uF, 0.22 uF, 4.7 uF y --  
10 uF.
- 1 Foco de 40 W y base para foco
- 1 Base para SCR's
- 1 Cautín

### Procedimiento

Arme el circuito mostrado en la figura 2.2(a) con los siguientes valores de resistencia y capacitancia:

$$\begin{aligned}
 R1 &= 12 \text{ K} \\
 R2 &= 250 \text{ K} \\
 C &= 0.15 \text{ uF} \\
 R3 &= 3.2 \text{ K}
 \end{aligned}$$

La fuente de c.a. puede ser de 117 V; conéctela - al variac y el variac al transformador de relación 1:1; es te procedimiento nos sirve para tener un voltaje alterno - variable y a la vez con neutro flotante (aislado de tierra física), en el circuito. Con neutro flotante en nuestro - circuito podremos observar los voltajes en cualquier punto en nuestro circuito por medio del osciloscopio que se en - cuentra conectado a tierra física.

Efectúe los ajustes necesarios para obtener a la salida del transformador un voltaje de 40 V rms.

1. Varíe el potenciómetro R2 a sus dos extremos y comente los resultados obtenidos. En caso de no obtener el en cendido de la bombilla eléctrica aumente un poco el -- voltaje aplicado.
2. Para los valores anteriores de resistencia y capacitancia

cia, mida y grafique los valores máximo y mínimo del ángulo de disparo mediante el osciloscopio conectado entre A y K de las terminales del SCR.

3. ¿En qué dirección debemos girar el potenciómetro para aumentar el ángulo de disparo? ¿Qué sucede con el voltaje en la carga? Dibuje el máximo y mínimo voltaje obtenido en la carga, observando sus curvas por medio del osciloscopio.
4. Varíe el potenciómetro y obtenga un ángulo de disparo intermedio. Dibuje la forma de onda tanto en la carga como en el SCR. Compare y comente resultados.
5. Coloque las puntas del osciloscopio en la resistencia R3 para observar el ángulo de disparo. Dibuje su forma de onda. ¿Qué sucede con este voltaje al variar la resistencia R2? Comente resultados.
6. Para un ángulo de disparo intermedio, acerque un caudín al SCR; esto para aumentar su temperatura. Observe y comente lo que sucede con el ángulo de disparo.

Conecte el circuito mostrado en la figura 2.2(a) con los siguientes valores de resistencia y capacitancia:

$$\begin{array}{ll} R1 = 12 \text{ K} & C1 = 0.15 \text{ uF} \\ R2 = 250 \text{ K} & C2 = 0.018 \text{ uF} \\ R3 = 270 \text{ K} & \end{array}$$

8. Mediante el osciloscopio observe el voltaje de la carga y el voltaje entre A y K de las terminales del SCR, haciendo variar la resistencia R2. ¿Qué cambios observa en el ángulo de disparo y en el ángulo de conducción?
9. Cambie el capacitor C2 por uno mayor de 0.22 uF. Dibuje

je los voltajes máximos y mínimos tanto en la carga como en el SCR. Comente los resultados obtenidos.

10. Realice el procedimiento anterior para distintos valores de capacitancia: 4.7  $\mu\text{F}$  y 10  $\mu\text{F}$ .
11. Volviendo al circuito 2.3 cambie la resistencia de 12 K por una resistencia de 6.8 K. Comente los resultados obtenidos.
12. Concluya en general sobre la práctica realizada.

## 2.2 Dispositivos de Disparo

Si bien los circuitos de disparo RC vistos en la sección anterior presentan la ventaja de su sencillez, también presentan algunos inconvenientes:

- La dependencia de los tiristores con la temperatura como se pudo demostrar en la realización de la práctica 1.
- La operación de cebado es inconsistente en varios SCR de un mismo tipo.
- Toda la corriente de cebado pasa por el resistor y disipa una potencia no siempre despreciable.

En cuanto a la primera desventaja, un SCR tiende a cebarse a más baja corriente a medida que aumenta la temperatura. Por lo tanto, con cualquiera de los circuitos discutidos anteriormente, un cambio en la temperatura produce un cambio en el ángulo de disparo y en consecuencia un cambio en la corriente que circula por la carga.

Los SCR al igual que los transistores, presentan desviaciones en sus características eléctricas, donde la corriente de puerta es la diferencia más seria.

Ahora bien, la solución inversa consistirá en acumular la energía útil, para suministrarla bajo la forma de impulso en el momento deseado, lo cual permitiría:

- Sobrealimentar la puerta, lo que se está autorizado en régimen de impulsos.
- Reducir la potencia consumida al valor de la potencia estrictamente necesaria.

- Esto puede ser logrado mediante el uso de componentes se miconductores sencillos. Este tipo de semiconductores - de disparo cuentan con otra característica muy importante que es muy pequeña su dependencia de la temperatura.

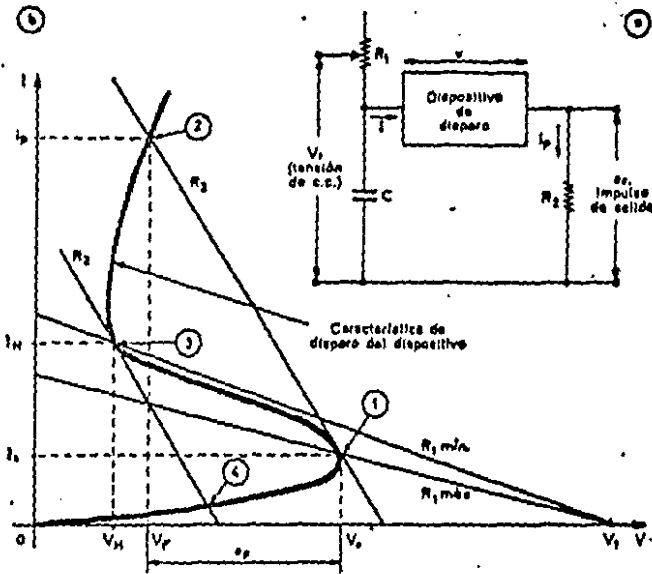
Mostraremos el funcionamiento general de este tipo de semiconductores de disparo y posteriormente mencionare - mos algunos de los más usuales.

### 2.3 Funcionamiento de los Dispositivos Semiconductores de Disparo.

Consideremos el circuito mostrado en la figura 2.3 donde el dispositivo de disparo cuenta con una tensión  $V_s$  - de disparo, una corriente  $I_s$  de disparo y una tensión y corriente de mantenimiento  $V_h$  e  $I_h$ .

Su curva característica se ha representado en b; - con dos rectas de carga correspondientes a dos valores diferentes de resistencia. Si aumentamos  $R_1$  al valor máximo -- que mantienen las oscilaciones, vemos que la recta de carga corta a la curva característica del dispositivo en el punto (1) en que la pendiente de resistencia negativa es igual a - la de la recta de carga  $R_2$ . Ese punto, situado muy cerca - de  $V_s$  e  $I_s$  no es, sin embargo, exactamente el mismo, ya que las especificaciones de estos parámetros se dan para el pun to preciso en que la pendiente de la curva es vertical, lo que representa una resistencia dinámica nula.

Cuando alcanza el punto de disparo (1), el punto - de trabajo se desplaza a (2), descargando así el condensa - dor en una punta de corriente  $I_p$  y produciendo una tensión  $E_p$ , en el resistor de carga  $R_2$  (en el que se incluye igualmente la impedancia presentada por la puerta del tiristor). La descarga del condensador lleva de nuevo el punto de tra-



— Principio del disparo de tiristores por generador de impulsos.

fig. 2.3

bajo (2) a (3) donde la pendiente de la resistencia negativa es otra vez tangente a la recta de carga. El punto de trabajo pasa entonces de (3) a (4); el condensador vuelve a cargarse a través de  $R_1$  y la oscilación prosigue.

Si se modifica  $R_1$  haciendo que tome el mínimo va - lor que permite la oscilación, su nueva recta de carga corta a la caracteriística del dispositivo en la parte (3). To do el valor inferior tiende a dejar el dispositivo en con - ducción, en un punto de funcionamiento situado entre (2) y (3). Por el contrario, si aumentara  $R_1$  por encima del va - lor máximo que permite la oscilación, el dispositivo queda en un punto de funcionamiento estable situado entre (1) y - el origen.

Un parámetro muy importante y que no está especifi - cado en muchas ocasiones es el tiempo de conmutación o tiem - po de subida. Un dispositivo que conmuta lentamente de (1) a (2), no llegará jamás a ese punto, ya que el condensador - se irá descargando gradualmente; el punto de trabajo corta - rá a la característica en algún lugar entre (1) y (2).

Este tiempo de conmutación puede ser un importante factor restrictivo si no resulta despreciable comparado con la constante de tiempo de descarga  $CR_2$ . Para valores grandes de  $CR_2$ , superiores a 10 veces el tiempo de conmutación, la tensión de impulsión  $E_p$ , es simplemente igual a la diferencia entre la tensión de disparo  $V_s$  y la caída de tensión directa en conducción  $V_f$ .

En estas condiciones, podemos determinar la ampli - tud de pico de impulsos de corriente examinando el punto de corte de la recta de carga  $R_2$  con la característica.

Cuando  $CR_2$  es pequeña, del orden del tiempo de con

mutación,  $E_p$  e  $I_p$  se ven reducidos simultáneamente por la resistencia aportada durante la conmutación por el dispositivo.

Como los efectos del tiempo de conmutación no aparecen siempre con claridad en las hojas para los dispositivos destinados al gobierno de los tiristores, se suele indicar la tensión de pico del impulso que aparece en  $R_2$ . El valor de  $R_2$  se escoge de manera que simule la impedancia de puerta; igualmente se especifica el valor del condensador que descarga sobre  $R_2$ .

De los dispositivos que pueden conectarse en la terminal de la puerta y producen este efecto, podemos encontrar entre ellos: el diodo de cuatro capas, el SUS (silicón unilateral switch), el SBS (silicón bilateral switch) el diac, el transistor monojuntura UJT, la lámpara de neón (actualmente no muy usual por los altos voltajes a la cual es disparada). De todos ellos excepto el UJT mostramos sus curvas características en un principio.

#### 2.4 El Transistor Uniunión (UJT)

El UJT es un dispositivo de conmutación del tipo ruptura. Cuenta con una sola juntura PN semejante a un diodo, como su nombre lo indica. Sin embargo, difiere del diodo en que el material N es una pieza de silicio con un contacto óhmico en cada extremo. Estos dos contactos se designan como base 1 (B1) y base 2 (B2). Para formar la terminal (E) y el material P de la juntura PN se alía un alambre de aluminio a la pieza de silicio.

El UJT no se utiliza como amplificador; se usa principalmente para los circuitos de tiempo, detección y generación de ondas, y más importante aún, en circuitos de



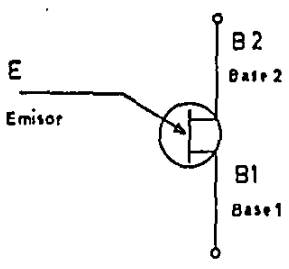
control de puerta para SCR y TRIAC.

En la figura 2.4(a) mostramos el símbolo del UJT y la localización de cada una de sus terminales. Los nombres de las terminales obedecen a su funcionamiento interno, el cual considera la acción de los portadores de carga, en esta sección no expondremos el funcionamiento interno ya que no es importante para el objetivo que se persigue en este manual.

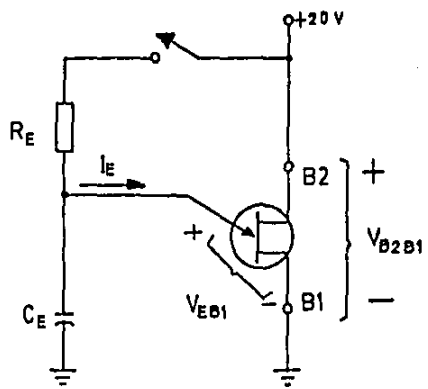
Para explicar el funcionamiento UJT, refirámonos a la figura 2.4(b).

- Cuando el voltaje entre emisor y base 1,  $V_{EB1}$  es menor que un cierto valor denominado voltaje de pico,  $V_p$ , el UJT está cortado, y no puede fluir corriente de E a B1 ( $I_E = 0$ ).
- Cuando  $V_{EB1}$  sobrepasa a  $V_p$  en una pequeña cantidad, el UJT se dispara o conduce. Cuando esto sucede, el circuito E a B1 es prácticamente un cortocircuito, y la corriente fluye instantáneamente de un terminal a otro. En la mayoría de los circuitos con UJT, el pulso de corriente de E a B1 es de corta duración, y el UJT rápidamente regresa al estado de corte.

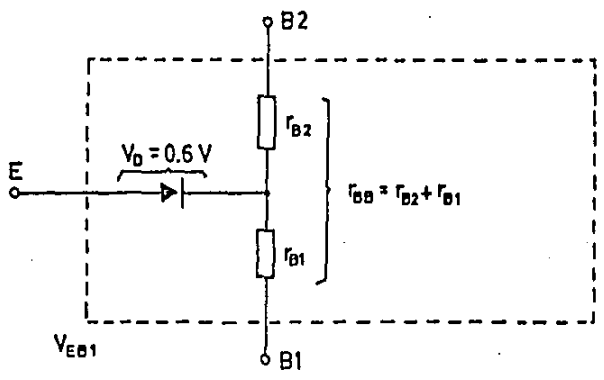
Como se muestra en la figura anterior, una fuente d.c. externa es aplicada entre B1 y B2, siendo B2 el terminal más positivo. Como se indica, el voltaje entre las dos terminales de base se simboliza por  $V_{B2B1}$ . Para un tipo dado de UJT, el voltaje pico es un cierto porcentaje fijo del valor  $V_{B2B1}$ , más 0.6 V. Este porcentaje fijo se denomina la relación entre contactos del UJT y se simboliza como ( $\mu$ ).



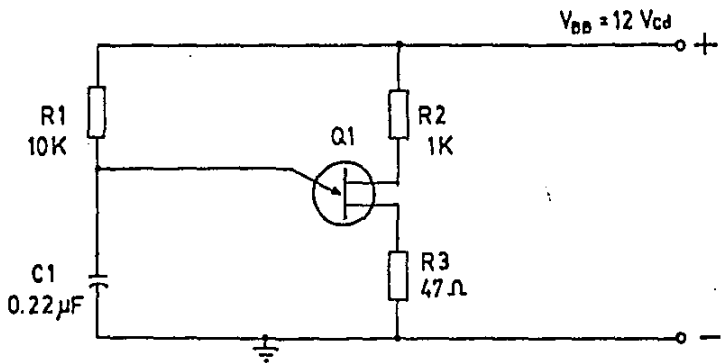
a) Símbolo del UJT



b) Circuito que muestra el principio de funcionamiento del UJT.



c) Circuito equivalente del UJT



d) Oscilador de relajacion con UJT

FIG. 2.4

Por tanto, el voltaje de pico de un UJT puede escribirse como:

$$V_p = V_{B2B1} + 0.6 V$$

donde los 0.6 V corresponden a la caída de voltaje en sentido directo de la unión PN de silicio que existe entre emisor y la base 1.

Volvamos al circuito anterior nuevamente. El condensador comenzará a cargarse a través de  $R_E$  en el instante mismo que se cierra el interruptor. Dado que el condensador está conectado entre E y B1, cuando su voltaje alcanza  $V_p$  el UJT se disparará. Esto permitirá que la carga almacenada en las placas de  $C_E$  se descargue rápidamente a través del UJT. En la mayoría de las aplicaciones con UJT, este pulso de corriente puede ser utilizado para disparar un tiristor, o para poner en conducción un transistor, o simplemente para producir un voltaje en borne de una resistencia intercalada entre la base 1 y la tierra.

Existe una cierta resistencia interna entre los terminales de la base B2 y B1. Esta resistencia es del orden de 5 a 10 K ohms en la mayoría de los UJT y se representa por  $r_{BB}$  como se puede apreciar en la figura 2.4(c). En la estructura física de un UJT, el terminal de emisor toca el cuerpo del UJT en un sitio entre el terminal B2 y el terminal B1. Por consiguiente, se forma un divisor de voltaje, dado que  $r_{BB}$  se encuentra dividido en dos partes,  $r_{B1}$  y  $r_{B2}$ .

De manera que:

$$\frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} = \frac{r_{B1}}{r_{BB}}$$

El oscilador de relajación es el corazón de la mayoría de los circuitos temporizadores y osciladores que utilizan un UJT. Es esencialmente el mismo circuito que se muestra en la fig. 2.4 (b), excepto que se adicionan resistencias en las terminales B2 y B1 para así obtener señales de salida. Estas resistencias externas son pequeñas comparadas con la resistencia interna del UJT. Las resistencias usualmente se simbolizan como R2 y R1.

La frecuencia de oscilación de un oscilador de relajación viene dada en forma aproximada por:

$$f = \frac{1}{T} \quad \text{donde } T = R_E C_E$$

La ecuación anterior es bastante aproximada, siempre y cuando el UJT tenga una relación de contactos intrínseca del orden de 0.63, lo cual es generalmente el caso. A medida que está por debajo o por encima de 0.63 la ecuación es menos precisa.

De la teoría básica de circuitos sabemos que un circuito RC se carga a un 63% del total del voltaje aplicado en una constante de tiempo. Si la relación intrínseca entre contactos es de 0.63 o del 63% se debe cargar a un 63% de  $V_s$  para poder disparar el UJT.

La relación entre contactos del UJT es bastante estable a cambios de temperatura. Los osciladores de relajación pueden construirse con una estabilidad en frecuencia del 1%, esto si se ajusta adecuadamente el valor de R2 en un circuito de oscilación de relajación.

Práctica 2

## OSCILADOR DE RELAJACION

Objetivo

- El alumno comprobará el funcionamiento y determinará la frecuencia de un oscilador de relajación con transistor uniunión.
- Determinará el efecto del cambio de los componentes sobre la frecuencia de oscilación en un oscilador de relajación con transistor uniunión.
- El alumno comprobará la independencia del período de oscilación a los cambios de voltaje, dado que la relación de mantenimiento intrínseca para un UJT determinado es constante.

Material

- 1 Osciloscopio y puntas
- 1 Fuente de voltaje de 0-12 V c.d.
- 1 Tablero para conexiones
- 1 Lote de bananas
- 1 Lote de tuercas
- 7 Resistencias de los siguientes valores: 1K; 10K; 100 K; 47; 1M; 7K; y 22 K ohms a 1 W.
- 1 Base para transistor
- 1 UJT 2N2646
- 1 Capacitor electrolítico de 25 uF
- 1 Capacitor de 0.22 uF

### Procedimiento

Conecte el circuito mostrado en la figura 2.4(d); el cual se refiere a un oscilador de relajación.

1. Ajuste  $V_{BB}$  a 12 V c.d.
2. Observe la onda a través de C1 utilizando el osciloscopio. ¿Qué tipo de onda se despliega y cuál es su amplitud? Grafique el tipo de onda obtenido.
3. Mida y anote el período de la onda desplegada en la pantalla del osciloscopio.
4. Calcule la frecuencia de oscilación.
5. Observe el tipo de onda a través de la resistencia R3 - de la base 1. ¿Qué tipo de onda se despliega y cuál es su amplitud? Grafique el tipo de onda en R3.
6. Observe el tipo de onda entre la base 2 y tierra. Describa y grafique este tipo de onda.
7. Calcule el período para el oscilador de relajación utilizando los valores de R1 y C1 y posteriormente calcule la frecuencia. Compare la frecuencia obtenida con la frecuencia que pudo observar en el osciloscopio.
8. Disminuya  $V_{BB}$  a 10 V c.d.
9. Mida el período del diente de sierra a través de C1.
10. Reduzca  $V_{BB}$  a 10 V c.d.

11. Mida nuevamente el período del diente de sierra a través del condensador C1.
12. Comente con sus compañeros si al disminuir  $V_{BB}$  ocurre algún cambio en el período del diente de sierra que se muestra a través de C1. Explique por qué.
13. Reemplace la resistencia R1 de 10 k del circuito anterior por una resistencia de 100 K.
14. Ajuste  $V_{BB}$  a 12 V c.d.
15. Mida el período del diente de sierra a través de C1 -- utilizando el osciloscopio y calcule la frecuencia.
16. Reduzca  $V_{BB}$  a 12 V c.d.
17. Reemplace la resistencia R1 de 110 K del circuito por una resistencia de 1 M ohm.
18. Ajuste  $V_{BB}$  a 12 V c.d.
19. Mida nuevamente el período del diente de sierra, a través de C1 y calcule la frecuencia.
20. Reduzca  $V_{BB}$  a cero.
21. ¿Qué sucede al aumentar la resistencia en el circuito de sincronía de un oscilador de relajación? Comente -- qué sucede con la constante RC del circuito y con la frecuencia.
22. Reemplace la resistencia R1 de 1 M del circuito por -- una de 10 K. Reemplace también el capacitor electrolítico de 25 uF en lugar del capacitor de 0.22 uF. Ase-

gúrese de observar la polaridad adecuada.

23. Mida el período de la onda a través del capacitor C1 y calcule la frecuencia de oscilación.
24. Reduzca  $V_{BB}$  a cero.
25. ¿Qué sucede al contar con estos nuevos valores tanto de resistencia como de capacitancia? ¿Qué sucede con la frecuencia?
26. Comente y discorra sobre los resultados obtenidos haciendo referencia a la bibliografía necesaria.



## 2.5 Uso del UJT en Circuitos de Disparo de los SCR

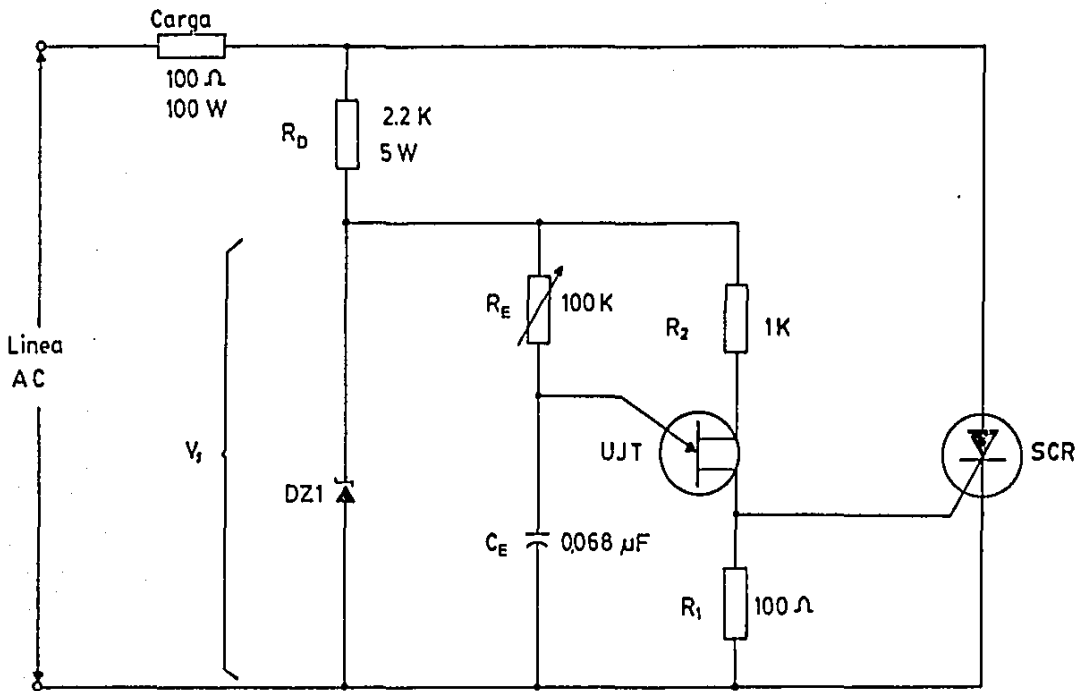
El UJT es casi el dispositivo ideal para el disparo del SCR, al igual que su teoría de funcionamiento se puede utilizar para disparar triac's.

Existen algunas razones que se refieren a la compatibilidad entre los UJT y los SCR:

- El UJT produce una salida tipo pulso, lo cual es excelente para efectuar con seguridad el paso a conducción de un SCR sin exceder la capacidad de disipación de potencia de la puerta.
- El punto de disparo del UJT es prácticamente estable en un amplio rango de temperatura.
- Los circuitos de disparo con UJT se facilitan para el control de la retroalimentación, lo cual veremos en el siguiente capítulo cuando veamos los diseños de controles de velocidad para motores de c.d.

En la figura 2.5 se muestra un circuito de retraso con UJT, el cual es un circuito muy simple y a la vez muy efectivo. La resistencia de carga puede ser un foco a 40 W. El diodo zener DZ1 recorta la forma de onda de  $V_s$  al voltaje zener (generalmente de 20 V para ser utilizado en una fuente a.c. de 120 V) durante el semiciclo positivo de la línea a.c. Durante el semiciclo negativo, DZ1 está directamente polarizado y mantiene a  $V_s$  cercano a 0 V.

Una vez que se ha estabilizado el voltaje de  $V_s$ , lo cual ocurre cuando la línea a.c. cruza por cero hacia positivo,  $C_E$  comienza a cargarse a través de  $R_E$ . Cuando  $C_E$  alcanza el valor pico del UJT, el UJT se dispara, produciendo



Disparo de un SCR mediante un  
oscilador de relajación con UJT

FIG. 2.5

do un pulso de voltaje a través de  $R_1$ . Este pulso ceba al SCR; y de esta manera hace que fluya corriente hacia la carga durante el resto del semiciclo positivo.

Este circuito proporciona una sincronización automática entre el pulso de disparo del UJT y la polaridad del SCR. Es decir, cada vez que el UJT entregue un pulso, existe la garantía que el SCR se encuentre con el voltaje de ánodo a cátodo en la polaridad correcta, para que pase al estado de conducción.

En cuanto a la potencia de carga, se controla por medio del potenciómetro  $R_E$ .

Práctica 3

## CIRCUITO DE RETRASO CON UJT PARA EL DISPARO DE UN SCR

Objetivo

- El alumno comprobará la operación de un circuito de re - traso utilizando un UJT para el disparo de un SCR.
- El alumno comprobará los cambios que se producen en los voltajes del circuito de retraso a los cambios de la --- fuente de poder que alimenta el circuito.
- Calculará y medirá el período de las ondas de un circui- to de retraso con un UJT para el disparo de un SCR.

Material

- 1 Osciloscopio y puntas
- 1 Variac
- 1 Multímetro y puntas
- 1 Tablero de conexiones
- 1 Lote de bananas
- 1 Lote de tuercas
- 1 Transformador de relación 1:1
- 1 SCR S2003L
- 1 UJT 2N4947
- 1 Base para SCR
- 1 Base para transistor
- 1 Diodo zener a 20 V; 1 W
- 2 Resistencias de 1 K; 100 ohms (a 1 W)
- 1 Resistencia de 2.2 K (5 W)
- 1 Condensador de 0.068 uF
- 1 Potenciómetro de 100 K

### Procedimiento

Monte el circuito mostrado en la figura 2.5 con los valores de resistencia que se indican.

La fuente de c.a. puede ser de 117 V; conéctela al Variac y el Variac al transformador de relación 1:1. Este procedimiento nos sirve para contar con un voltaje alterno variable y a la vez con un neutro flotante en el circuito. Con neutro flotante en nuestro circuito podemos observar los voltajes en cualquier punto del circuito por medio del osciloscopio que se encuentra conectado a tierra física.

En caso de no disponer de una resistencia de 2.2 K a 5 W, utilice una de 6.8 K a 2 W.

1. Efectúe los ajustes necesarios para obtener una salida de voltaje de 40 V rms.
2. Para un ángulo de disparo de  $45^\circ$  aproximadamente, por medio del osciloscopio estudie las formas de onda de  $V_{CE}$ ,  $V_{R1}$ ,  $V_{AK}$  y  $V_{CARGA}$ .
3. Grafique todas las formas de onda para el ángulo de disparo anteriormente mencionado.
4. Varíe el potenciómetro hasta obtener el máximo ángulo de disparo.
5. Grafique todas las formas de onda que se pedían en el apartado 2 para el máximo ángulo de disparo.
6. Varíe el potenciómetro hasta obtener el mínimo ángulo de disparo.

7. Por medio del osciloscopio obtenga y anote la frecuencia del tipo de onda que se puede apreciar en el condensador. ¿Qué tipo de onda se despliega?
8. Efectúe el procedimiento anterior para el máximo ángulo de disparo.
9. Para un mismo ángulo de disparo (un ángulo intermedio), aumente su fuente de voltaje a 60 V. Estudie las formas de onda que se piden en el apartado 2. ¿Hubo algún cambio respecto a las formas de onda? ¿Respecto a la frecuencia? ¿Por qué?

## 2.6 Disparo por SUS, SBS y DIAC

El conmutado unilateral (SUS) se utiliza para el disparo de los tiristores según el esquema de la figura --- 2.6(a). El SUS proporciona impulsos de salida de amplitud superior a 3.5 V (en las terminales de una resistencia de 20 ohms) capaces de disparar cualquier tipo de tiristor. -- Además, puede asegurarse la sincronización aplicando una se ñal positiva a la puerta.

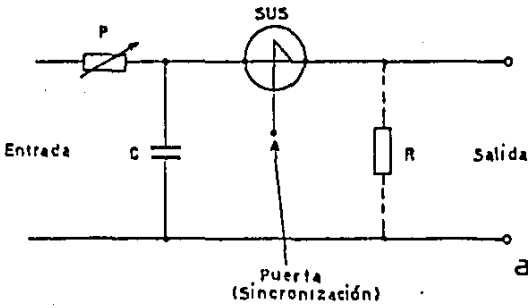
En la figura 2.6(b) se da un esquema práctico de montaje. La puerta del SUS vuelve a la línea superior de alimentación, lo que permite dispararlo en cada semiperíodo negativo de la onda de alimentación; al hacerlo, descarga el condensador que luego se cargará de nuevo a partir de un nivel fijo, durante los semiperíodos positivos.

El disparo por conmutador bilateral (SBS), no es sino la asociación en antiparalelo de dos SUS, el cual se basa en los mismos principios. La figura 2.6(c) muestra un esquema con SBS a la vez que su símbolo.

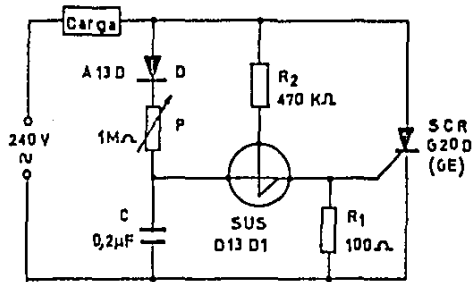
El disparo por diac se basa en los mismos principios y su empleo resulta muy simple, por lo que se conocen una gran variedad de esquemas de aplicación. En la figura 2.6(d) se muestra un circuito de disparo con diac. Cabe la aclaración de que el diac nos sirve lo mismo para el disparo de un SCR como de un TRIAC.

Hemos omitido el disparo por lámpara de neon y digdo shockley; el primero por los altos voltajes a los cuales es disparada y el segundo por lo complejo de sus montajes, aparte de no formar parte de los objetivos de este manual.

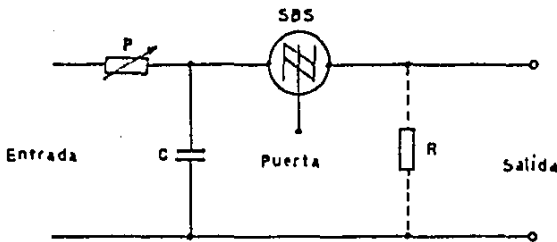
Aunque no hemos tratado todos los métodos de dispa



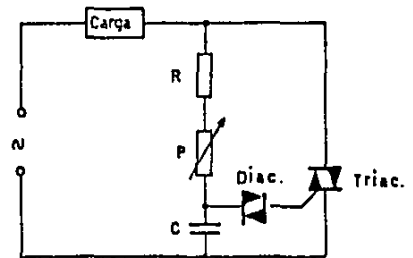
a) Utilización del SUS como circuito de disparo.



b) Circuito que muestra el disparo de un SCR mediante un SUS



c) Circuito de disparo con SBS



d) Disparo de un triac mediante un Diac.

FIG. 2.6



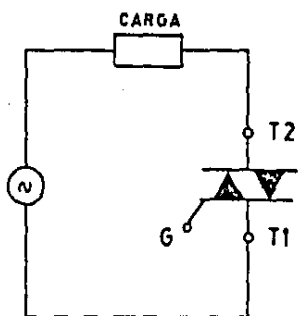
ro, se han considerado algunos métodos específicos de disparo en cuanto a sus principios y las necesidades que se presentan hasta llegar a los controles de velocidad tanto de corriente alterna como de corriente directa.

## 2.7 El Tiristor Triodo Bidireccional (TRIAC)

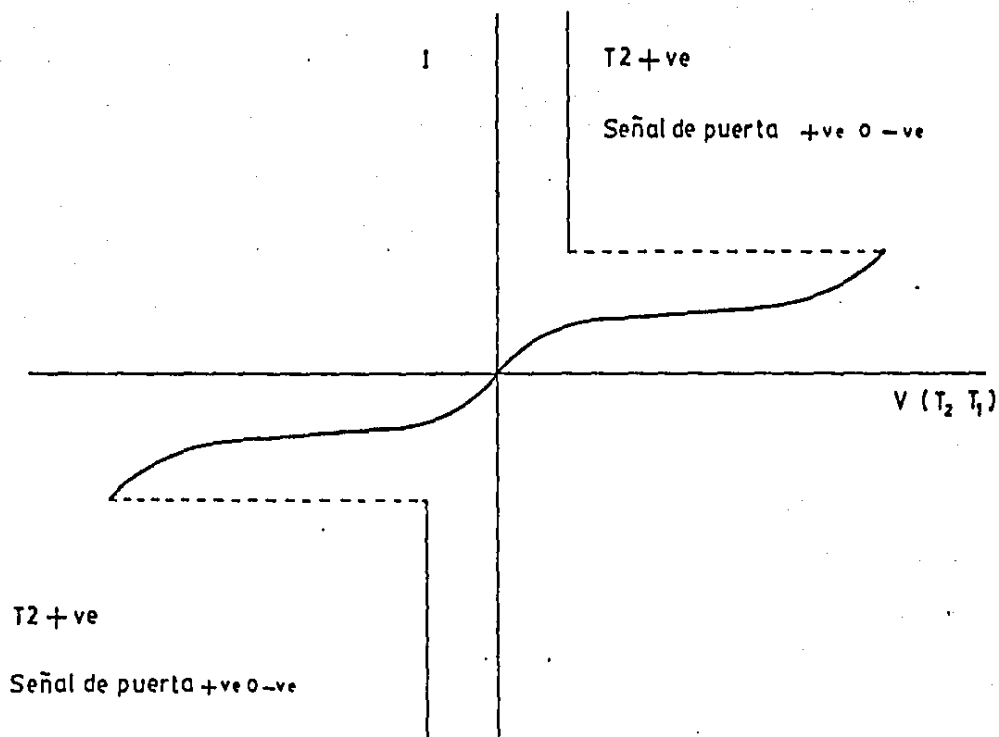
El tiristor conduce la corriente sólo en un sentido. Es un rectificador controlado. Para regular la corriente alterna en una carga con dispositivos semiconductores de potencia es necesario el uso de dos tiristores montados en antiparalelo. El triac se refiere en cierta manera a dos tiristores montados en antiparalelo. Sus características especiales que presentan algunas ventajas y algunas desventajas sobre el par de tiristores. En algunos casos éstos pueden ser reemplazados por este dispositivo de estructura única, pero no en todos los casos.

A este nuevo interruptor se le ha asignado un símbolo de circuito, representado en la figura 2.7(a) y el nombre comercial del triac, donde tri se refiere a un dispositivo de tres terminales; T2, T1 y G en la figura, y ac significa que el dispositivo actúa con corriente alterna y pue de conducir en cualquiera de los dos sentidos o ambos. Las terminales T2 y T1 representan el ánodo y el cátodo del tiristor, pero no es posible diferenciar el sentido de conducción con la misma terminología para el triac. El terminal G representa el mismo terminal de puerta.

Para que funcione el triac se introduce en la puerta un impulso de corriente de algunos miliamperes. Si el terminal T2 es positivo con respecto a T1, el triac se dispara (cambia desde la condición de impedancia infinita hasta la condición de impedancia nula) y la corriente convencional fluye desde T2 a T1. Si el terminal T1 es positivo con



a) Control de flujo de potencia de CA mediante un triac.



b) Característica del triac.

FIG. 2.7

respecto a T2 y se aplica una señal de puerta, entonces la corriente circula esta vez de T1 a T2. Por consiguiente se puede emplear el triac como contactor de alterna o por control de fase de la tensión alterna se lo puede utilizar para ajustar la potencia transferida desde la fuente hasta la carga. Esta característica del triac se encuentra representada en la figura 2.7(b). Cuando el triac es activado, la caída de tensión en él es, aproximadamente, 1 V y permanece casi indiferente a la intensidad de la corriente.

Mientras que el tiristor sólo se disparará si la señal de puerta es positiva respecto al cátodo y el ánodo es también positivo, para el triac la señal de puerta puede ser de cualquier polaridad. Esto constituye una ventaja adicional a causa de que los circuitos de impulsos son más sencillos si en ellos no hay que considerar la polaridad. Sin embargo, una característica del triac es que, cuando T1 es positivo respecto a T2, un impulso negativo requiere menos carga que un impulso positivo en la puerta al disparar el triac. Para máxima sensibilidad se debe utilizar un impulso negativo. Sin señal de puerta e incluso sin electrodo de mando de puerta se puede disparar este dispositivo por avalancha.

El triac cuenta con una aplicación más limitada -- que el tiristor y actualmente se utiliza para regular unidades de calefacción, iluminación y motores. Cuando intervienen altas frecuencias y una  $dv/dt$  alta, los tiristores en oposición no pueden ser reemplazados por el triac. En consecuencia, en la aplicación de los dispositivos semiconductores de potencia para regular motores eléctricos, los triac sólo se emplean ocasionalmente.

## 2.8 El Fenómeno de Histéresis

En un principio el diac fue creado para el disparo

del triac exclusivamente. El diac conduce y produce un im - pulso de corriente cuando su voltaje se excede en cualquiera de las direcciones.

Los circuitos de disparo por diac para un triac - con un simple circuito RC adolecen del fenómeno denominado - histéresis, el cual hace que para una misma potencia, el --- ajuste del potenciómetro difiera según se esté reduciendo o aumentando la potencia de la carga. Es la carga residual -- del condensador la que da lugar a este fenómeno.

Para evitar el fenómeno de histéresis sería neces - rio que la carga de partica C se mantuviera constante. Es - tos circuitos a los cuales me refiero, son los que circula - la misma corriente por la carga y por el circuito de dispa - ro. Algunos autores proponen un arreglo con diodos y SBS, - pero para que la carga de partica C se mantuviera constante basta recurrir a una doble constante RC de tiempo (como lo - observamos en la sección 2.2). De manera que cuando C2 dis - para el diac, C1 le suministra un refuerzo de la tensión que acerca considerablemente los puntos de disparo real y desea - do.

Otra forma de evitar o disminuir este fenómeno es lograr que el circuito de disparo dependa solamente de la -- fuente de voltaje de entrada; dicho de otra manera, que la - corriente que circula por la carga sea diferente a la que -- circula por nuestro circuito de disparo.

Ahora, para evitar este fenómeno de histéresis o - al menos reducirlo hasta hacerlo despreciable, la compañía - G.E. ha desarrollado un diodo asimétrico, el ST 4. Con el - uso de este elemento, el circuito se reduce en componentes - además de no presentar este fenómeno.

Práctica 4**CONTROL DE POTENCIA DE C.A. MEDIANTE  
UN TRIAC DISPARADO POR DIAC**Objetivo

- El alumno comprobará la operación de un circuito de control de fase básico con triac disparado por un diac.
- Llevará a cabo un método específico para reducir la histéresis en el circuito de control de fase con triac disparado por diac.

Material

- 1 Osciloscopio y puntas
- 1 Variac
- 1 Multímetro y puntas
- 1 Tablero para conexiones
- 1 Lote de bananas
- 1 Lote de tuercas
- 1 Transformador de relación 1:1
- 1 Diac (30 ó 40 V) ST 2
- 1 Triac SC136B (o equivalente)
- 1 Base para Triac
- 1 Capacitor de 0.1 uF
- 1 Resistencia de 22 K ohms (1 W)
- 1 Potenciómetro de 100 K ohms
- 1 Foco de 40 W y base para foco
- 1 Switch (interruptor comercial)

### Procedimiento

Monte el circuito que se muestra en la figura 2.8(á) sustituyendo la resistencia de carga por el foco de 40 W.

Utilice la misma fuente de voltaje de 117 V a.c. - que se utilizó en la práctica 3 siguiendo las mismas precauciones respecto a las conexiones del variac y el transformador de relación 1:1.

1. Ajuste el variac de manera que a la entrada de su circuito obtenga usted un voltaje de 40 V a.c.
2. Asegúrese de que el interruptor S1 esté abierto y ajuste R2 para la máxima resistencia.
3. Cierre S1 y disminuya lentamente R2. ¿El foco se enciende repentinamente brillante?
4. Aumente lentamente la resistencia R2 hacia el máximo. -- ¿Ocurre alguna disminución notable en la intensidad del foco antes de apagarse?
5. ¿Por qué el foco se enciende y se apaga con diferentes ajustes de la resistencia R2?
6. ¿Cómo se lleva a cabo el control de la intensidad lumínica del foco? Explique ampliamente.
7. Mida y anote el máximo y el mínimo ángulo de conducción.
8. Reduzca el voltaje de la fuente a cero.

Ahora cambie su circuito al de la figura 2.8(b).

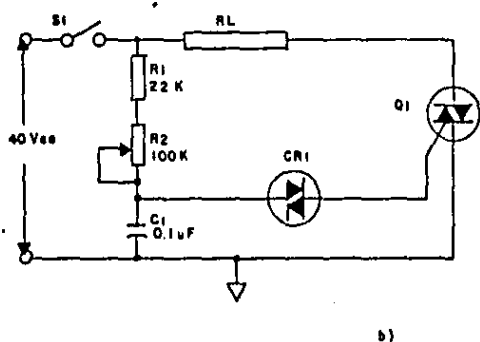
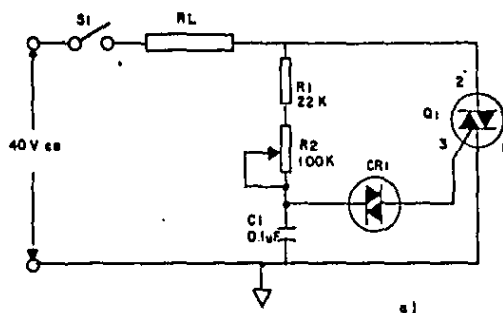


FIGURA 2.8 .

CIRCUITOS QUE MUESTRAN UNA FORMA ESPECIFICA DE EVITAR EL FENOMENO DE HISTERESIS.

9. Ajuste su fuente de voltaje de manera que a la entrada - del circuito obtenga usted 40 V a.c.
10. Disminuya la resistencia R2 hasta que encienda el foco y luego aumente la resistencia hasta que se apague. ¿Nota usted que la operación del circuito es más suave? Explique que ampliamente.
11. Mida y anote el máximo y mínimo ángulo de conducción.
12. Disminuya el voltaje de su fuente a cero.



## 2.9 Métodos de Descebado

En el capítulo 1 comentamos las diferentes maneras en que se puede hacer conducir un SCR. En la sección 2.1 -- mostramos el cálculo necesario para controlar el ángulo de disparo del SCR mediante circuitos de control de puerta. En la presente sección estudiaremos la forma en que se desceba un tiristor, es decir, cómo podemos lograr que el tiristor - pase al estado de bloqueo obteniendo de él el máximo rendimiento y mejores condiciones de trabajo.

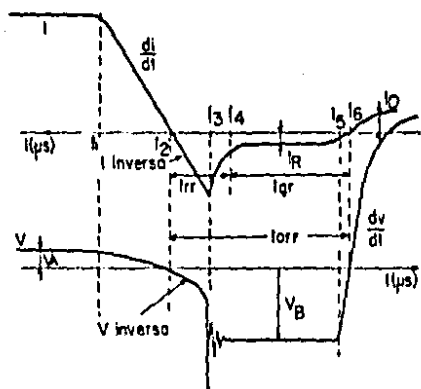
Sabemos que las condiciones para que un tiristor - pase al estado de bloqueo son: cuando la corriente disminuye por debajo del valor de mantenimiento (llamado también descebado natural) o cuando se invierte la tensión ánodo-cátodo).

En ambos casos el tiristor se ceba de nuevo s. se aplica de nuevo la tensión directa antes de que haya transcurrido un período de tiempo mínimo; esto se debe a que los -- portadores de carga que se encuentran en el tiristor en el momento del descebado, necesitan un tiempo determinado para recombinarse y desaparecer.

La inversión de la tensión ánodo-cátodo, también - denominada conmutación puesto que por ella se pasa del estado de conducción al estado de bloqueo, se puede conseguir -- por dos métodos principales: puede ser por conmutación natural o conmutación forzada.

Antes de entrar a los diferentes métodos de descebado, comentaremos un poco sobre tiempo de descebado y recuperación inversa.

Para explicar estos conceptos refirámonos a la figura 2.9 donde se muestran las características de extinción.



— Características de extinción.

FIGURA 2.9

Descebamos el tiristor en el momento  $t_1$ ; la  $c_o$  --- corriente disminuye siguiendo la pendiente  $di/dt$ ; la tensión - en el tiristor, que era  $V_a$  (un poco más de 1 V) disminuye -- también ligeramente.

En el instante  $t_2$ , se invierte la corriente; si el tiristor fuera perfecto se bloquearía instantáneamente; ahora bien, el tiristor se comporta como un corto circuito, durante el tiempo  $t_2-t_3$ , bloqueándose bruscamente en  $t_3$ .

En ese momento observamos un salto de tensión, y a menudo una sobreoscilación o una oscilación debida a las inductancias y capacidades repartidas. La unión inversa ha recuperado su poder de bloque, pero la concentración de portadores minoritarios es todavía demasiado importante en las me diciones de la unión directa para que ésta se haya recuperado también. Es preciso esperar hasta  $t_6$  para poder aplicar de nuevo tensión directa.

Así podemos considerar el tiempo de extinción --- ( $t_{off}$ ) como la suma del tiempo de recuperación inversa  $t_{rr}$  - (de reverse recovery time), de 1  $\mu s$  aproximadamente, por --- ejemplo, y del tiempo de recuperación de puerta  $t_{gr}$  (de gate recovery time).

Simbolizado también como  $t_q = t_{rr} + t_{gr}$ , el tiempo de extinción que varía desde 5  $\mu s$ , para tiristores rápidos, hasta 50  $\mu s$  para los tiristores clásicos e incluso 400  $\mu s$  pa ra los muy grandes. Esto depende también de un cierto número de factores dentro de los cuales se encuentra la influencia de la temperatura, la intensidad y la derivada de la corriente y la tensión inversa.

En cuanto a los diferentes métodos de conmutación, la conmutación natural consiste en interrumpir la corriente

en el tiristor por medio de un interruptor en serie o en paralelo. En la práctica la conmutación no es válida para la mayoría de aplicaciones en las que intervienen tiristores, por lo que se recurre a la conmutación forzada.

En la conmutación forzada la corriente es obligada a circular a través del tiristor en sentido inverso. El tiempo de descebado es más reducido en la conmutación forzada que en la natural, lo cual representa una ventaja.

Dentro de la denominación conmutación forzada cabe a su vez hacer distinción entre la autoconmutación y la conmutación por medios externos.

Cabe aclarar que en la presente sección nos abocaremos a la autoconmutación mediante circuitos LC, en la cual el tiristor se desceba automáticamente una vez que ha transcurrido un tiempo predeterminado después de ser aplicado el impulso de cebado. El período de conducción del tiristor viene determinado en este caso por un circuito de conmutación LC, serie o derivación, o una reactancia de núcleo saturable.

En la parte superior de la figura 2.10 se puede apreciar el circuito de conmutación forzada mediante autoconmutación LC en serie, consistente en una inductancia y un condensador en serie con el tiristor, y en la parte inferior las formas de onda de corriente y tensión en algunas partes del circuito.

Así, al aplicar un impulso de corriente al electrodo de gobierno del tiristor, éste comienza a conducir aumentando la corriente a través de él. Esta corriente circula a su vez a través del condensador C, apareciendo en bornes de él una tensión  $V_c$ . De todo ello depende que el circuito

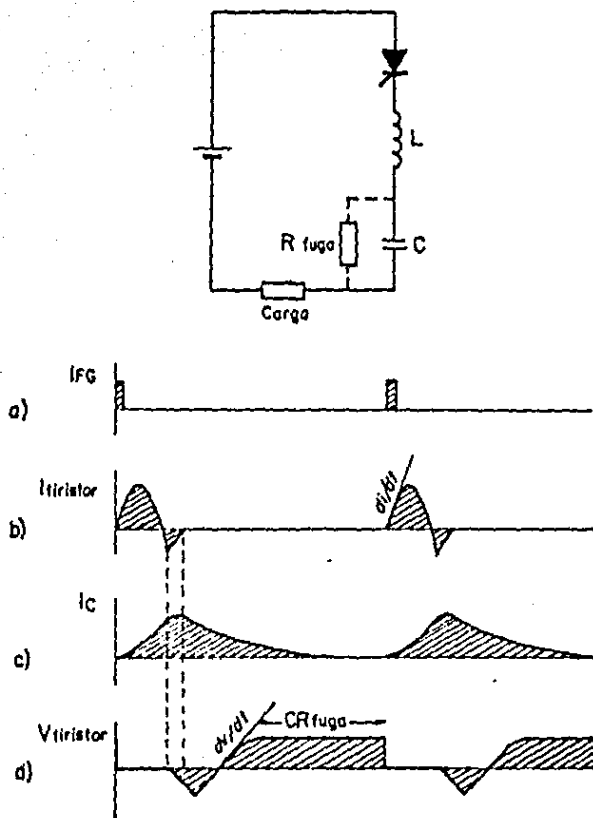


FIGURA 2.10

LC entre en resonancia, con una frecuencia tal que dependa de los valores de L y C.

Después de transcurrido un semiciclo de resonancia, el circuito LC invierte el sentido de la corriente, con lo cual el tiristor se desceba. El tiempo de conducción del tiristor es por tanto igual a la mitad de un ciclo de la frecuencia de resonancia.

En este circuito es esencial que el circuito oscilante tenga una amortiguación inferior al valor crítico.

En la figura 2.11 en su parte superior se puede ver el esquema de un circuito de conmutación forzada con autoconmutación mediante LC en derivación y en la parte inferior las formas de onda más importantes de dicho circuito.

Inicialmente el condensador C se carga a la tensión de la fuente de alimentación. Al aplicar entre electrodo de gobierno y cátodo del tiristor un impulso de corriente, éste se hace conductor y por la resistencia de carga circula una corriente. Al mismo tiempo que circula la corriente de carga se descarga el condensador C, puesto que el tiristor se encuentra desbloqueado.

Cuando se ha descargado C, después de transcurrido un semiciclo de la frecuencia de resonancia del circuito LC, empieza a cargarse en sentido opuesto, por lo que cuando la corriente de carga del condensador es mayor que la corriente directa del tiristor, éste se bloquea.

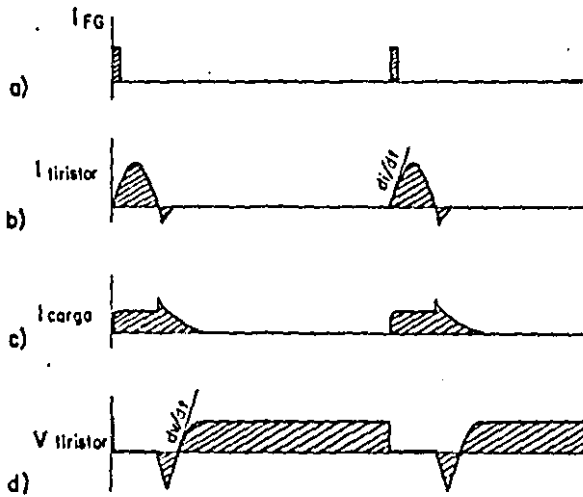
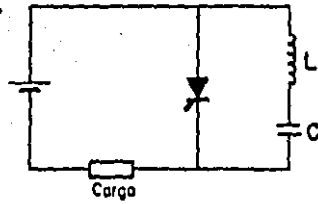


FIGURA 2.11

## Práctica 5

### AUTOCONMUTACION LC EN DERIVACION

#### Objetivo

El alumno comprobará el funcionamiento de un circuito con autoconmutación LC en derivación, para conmutar a corte un SCR.

Por medio del osciloscopio comprobará las formas de onda en varios puntos del circuito, incluyendo la carga; como así también la frecuencia de resonancia del circuito.

#### Material

- 1 Osciloscopio y puntas
- 1 Fuente de c.d. de 0-12 V
- 1 Tablero para conexiones
- 1 Lote de bananas
- 1 Lote de tuercas
- 1 SCR S2003L
- 1 Base para SCR
- 1 UJT 2N2646
- 1 Diodo zener, 6.8 V (1 W)
- 2 Capacitores de 0.15  $\mu$ F y 4  $\mu$ F
- 1 Diodo de silicio 1N4004
- 5 Resistencias de 270, 47, 100, 6.8K y 550 ohms
- 1 Inductancia de 16.5 mH

#### Procedimiento

Monte el circuito mostrado en la figura 2.12. La fuente de voltaje de 0-12 V c.d., conéctela a la entrada del



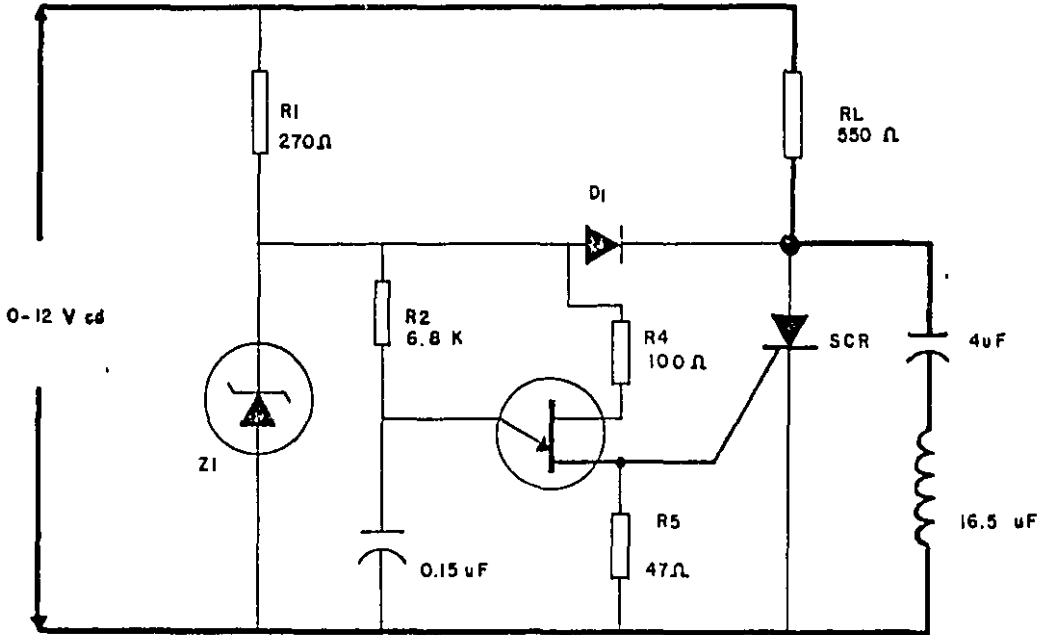


FIGURA 2.12.

AUTOCONMUTACION LC EN DERIVACION .

circuito (en una posición de 0 V).

1. Incremente su fuente de voltaje a 12 V c.d.
2. Observe el tipo de onda en la carga.
3. Observe el tipo de onda en el capacitor y a la salida -- del UJT.
4. En una hoja cuadrículada, dibuje los tipos de onda observados, a una misma escala. ¿Concuerdan con los tipos de onda esperados?
5. ¿Cuál es la frecuencia del circuito resonante? ¿A partir de qué instante empieza a cargarse el capacitor para entrar en resonancia?
6. Efectúe el cálculo analítico para encontrar la frecuencia resonante del circuito de autoconmutación. ¿Concuerda con el resultado obtenido por medio del osciloscopio? ¿Varía? Explique ampliamente.
7. Disminuya el voltaje de la fuente de 0 V.
8. Anote conclusiones y comentarios.

## Capítulo 3

### CONTROLES DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA

#### INTRODUCCION

La velocidad variable se presenta como una necesidad en la industria y el transporte, es la solución que permite el control de un proceso o sistema, con el gasto mínimo de energía y materia prima.

Corresponde al presente capítulo mostrar algunos de los diseños electrónicos más sencillos para el control de velocidad y reversibilidad de motores de c.d. En todos estos diseños intervienen tiristores, los cuales son conmutados por las técnicas mostradas en el capítulo anterior.

La máquina de c.d. ya se fabricaba antes del comienzo del presente siglo y en la actualidad se continúa fabricando un gran número de motores de c.d. a causa de que sus características se adaptan bien a muchas transmisiones de velocidad variable.

Los motores de c.d. tienen numerosos inconvenientes. Necesitan potencia especial en continua. Para una misma potencia dada estas máquinas son de dimensiones y de un costo mayor que los motores de inducción. Requieren de mayor mantenimiento y de medios especiales para el arranque, excepto en motores pequeños, a fin de limitar la sobrecorriente. La conducción de corriente entre los conductores fijos y los rotatorios implican la intervención de contactos deslizan-

tes que establecen e interrumpen la corriente en las bobinas del devanado. El resultado representa un cambio en frecuencia. Hay desgaste en las escobillas por rozamiento y por arco, y chisporroteo. La máxima tensión entre delgas de un colector debe ser aproximadamente 20 V para que la conmutación sea satisfactoria. En consecuencia, las máquinas de c.d. no admiten tensiones mucho mayores de 600 V. Los motores de inducción admiten hasta algunos KV aplicados entre bornes.

De la misma manera que tienen desventajas cuentan también con muchas ventajas con respecto a los motores de c.a. Sus características inherentes hacen que sean adecuados para los altos pares de arranque, tal como requiere la propulsión en la tracción. Su margen de velocidad es grande por encima y por debajo de los valores nominales. Finalmente, los procedimientos de regulación son más sencillos y económicos en la mayoría de los casos que los correspondientes a los motores de c.a. para obtener un resultado análogo. Estas ventajas compensan los inconvenientes a condición de que la aplicación no sea propulsión a velocidad constante.

### 3.1 Regulación de Velocidad de Motores de C.D.

Los parámetros que rigen el ajuste de velocidad de una máquina de corriente directa se deducen de las principales ecuaciones de régimen permanente.

La ecuación de velocidad viene dada por:

$$n = \frac{V_a - I_a R_a}{K I_f}$$

donde:

- $n$  = velocidad del inducido  
 $V_a$  = tensión de la red o tensión en bornes  
 $I_a$  = corriente del inducido  
 $R_a$  = resistencia total del inducido  
 $I_f$  = corriente del devanado de campo o inductor  
 $K$  = constante que depende de la curva de magnetización.

La corriente del inducido depende de la carga. Las magnitudes principales son  $V_a$ ,  $R_a$  e  $I_f$ . Estos tres parámetros son los que intervienen en la regulación de velocidad. Esta es proporcional a la tensión aplicada si la caída de tensión en el inducido es pequeña. Una reducción de velocidad es resultado de un aumento de la resistencia equivalente del inducido, o de una adición de resistencia en la línea. La disminución de la corriente del inductor da también lugar a un aumento de velocidad. Cada método tiene sus propias limitaciones, pero es posible combinarlos para satisfacer los requisitos de cualquier aplicación del control de la velocidad en lo referente al propio ajuste de velocidad con par constante, con potencia constante o con par y potencia variables. Además, la velocidad es directamente proporcional a la fuerza contraelectromotriz e inversamente proporcional al flujo del campo principal.

Existen tres tipos de motores de c.d.: con excitación en paralelo, compuesta o en serie. Todos tienen diferentes relaciones entre las variables tensión, corriente y flujo. Por consiguiente, las características par motor velocidad difieren. Es precisamente el número de variables regulables y el número de características diferentes lo que hace este tipo de motores una máquina tan versátil.

Ahora bien, cuando la velocidad de un motor varía

mucho con los cambios de la carga, se dice que la regulación es deficiente, mientras que si la velocidad es prácticamente constante para todas las cargas diremos que se tiene una buena regulación.

La regulación de velocidad de un motor de c.d. es la variación de la velocidad cuando la carga se reduce gradualmente desde la carga total nominal a cero, permaneciendo constantes la tensión de la línea y la corriente del campo.

### 3.2 Regulación de los Motores C.D. en Derivación

Para la regulación de los motores en derivación comentaremos dos métodos específicos: el control de la tensión del inducido y el control de la corriente del inductor.

El control de la corriente del inductor da velocidades definidas que son aproximadamente independientes de la carga, y todos los cambios de velocidad se efectúan sin disminuir su rendimiento. Como contrapartida, este método queda limitado a velocidades que son superiores a la velocidad fundamental que se tiene a pleno campo. Dentro de este margen de velocidades, proporciona una regulación que es prácticamente la ideal.

El método que proponemos para controlar la corriente del inductor, a diferencia de intercalar una resistencia en el inductor y controlar así la corriente, disminuye las pérdidas de potencia; esto es por la utilización conveniente de un circuito con tiristores para este procedimiento.

La regulación mediante el control de la tensión en el inducido es inferior a la anterior, porque reduce el ren

dimiento del motor en la misma proporción de la velocidad . Ahora ningún voltaje determinado corresponde a una velocidad definida, pues dicha velocidad queda determinada por la carga. Como contrapartida, el control de la tensión para controlar la velocidad proporciona un margen de velocidades importantes y valioso. La importancia reside en que un gran número de procesos en la industria dependen de velocidades inferiores a la nominal.

Al utilizar tiristores los cuales son conmutados por los métodos anteriormente vistos, aparte de disminuir la pérdida de potencia, en estos circuitos se utiliza la retroalimentación como veremos más adelante para lograr una mejor regulación , en este tipo de motores.

### 3.3 Control de Velocidad para un Motor C.D. en Derivación

La velocidad del motor en derivación es razonablemente constante, esto permite que el control de velocidad se pueda llevar a cabo por medio del control de voltaje aplicado a la armadura. Utilizando dispositivos semiconductores, una cantidad de retroalimentación, información de la velocidad al control que suministra el voltaje a la armadura, mejorará la regulación de la velocidad.

El circuito mostrado en la figura 3.1 se refiere a un control de velocidad para este tipo de motores. El circuito anterior utiliza un puente rectificador para suministrar la rectificación de la onda completa. El devanado del campo es conectado en forma permanente a través de la salida de c.d. del puente, por lo que obtendremos velocidades inferiores a la nominal.

El voltaje de armadura es suministrado a través del SCR y controlado por el encendido del SCR en varios pun

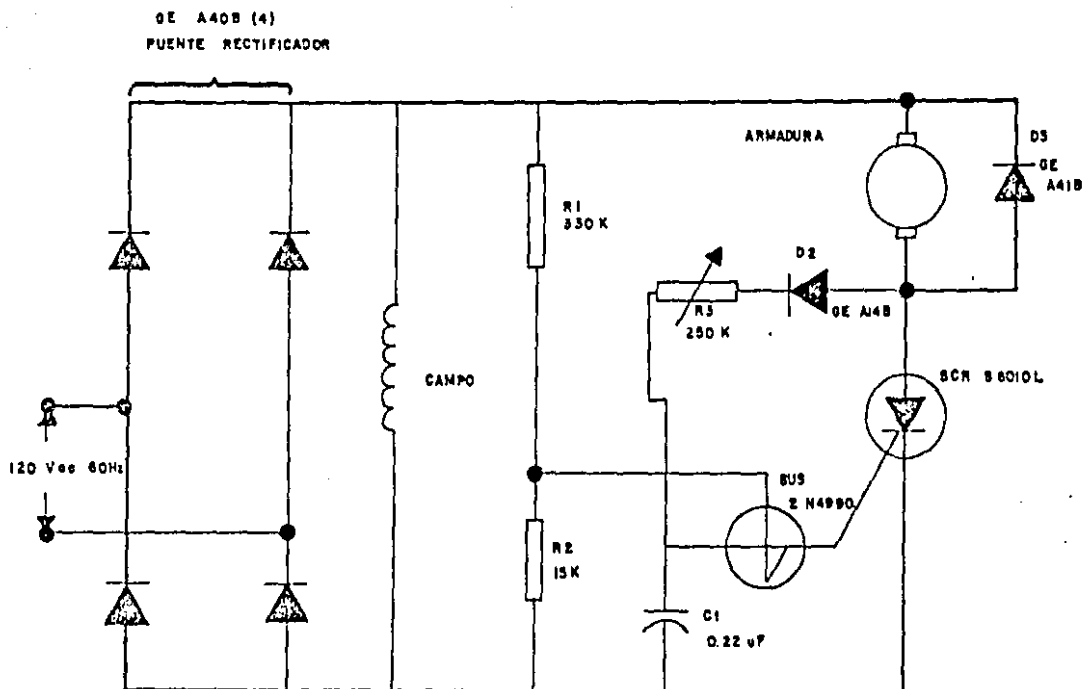


FIGURA 3.1

CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTOR CD- DERIVACION .

NOTA:

TOMADO DEL MANUAL

GENERAL ELECTRIC.

1981.



tos de cada medio ciclo. La corriente directa pulsante de salida del puente también se aplica al circuito del control del voltaje de la armadura. El condensador C1 se carga por la corriente que fluye hacia abajo a través de la baja resistencia del devanado de la armadura, a través de D2 y el potenciómetro de ajuste R3. El condensador se carga hasta que alcanza el voltaje de disparo del SUS. En este instante el SUS permite que parte de la carga del condensador se vacíe hacia la puerta del SCR, cebando el SCR. El ángulo de disparo se determina por la resistencia del potenciómetro R3. El disparo del SUS es sincronizado por el arreglo de su puerta con R2 y R1.

El diodo D3 suprime cualquier reacción de inducido que se produzca por el devanado inductivo de la armadura a la terminación de cada semiciclo. Cuando el SCR se bloquea al final de un semiciclo, continúa circulando corriente en la bucla armadura-D3 durante un corto período. Esto disipa la energía almacenada en la inductancia de la armadura.

El funcionamiento de este circuito involucra un sistema de retroalimentación que a continuación explicamos. Supongamos que se tiene trabajando el motor con una carga determinada y con cierta velocidad. Al aumentar la carga, lo primero que hace el motor es bajar la velocidad para admitir más corriente de armadura. Cuando esto sucede la FCEM del motor decrece un poco.

A medida que la FCEM disminuye, aumenta el voltaje disponible para cargar el condensador C1. Esto sucede debido a que el voltaje disponible para cargar el condensador es la diferencia entre el voltaje aplicado (pulsante) y la FCEM creada por la armadura.

Ahora bien, con más voltaje disponible para cargar

C1, se obtendrán ángulos de disparo más pequeños y por lo tanto mayor corriente circulando por la carga. Esto corrige la tendencia del motor a girar más lento y lo tiende a llevar de regreso a la misma velocidad. Esto es cierto para pequeños cambios en la carga.

Práctica 6CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTOR  
C.D.- DERIVACIONObjetivo

El alumno comprobará el funcionamiento de un control de velocidad para un motor c.d. con campo en derivación, controlando el voltaje aplicado a la armadura.

Discutirá acerca de las formas de onda que se presentan al trabajar con cargas inductivas.

Comprobará el proceso de retroalimentación que se lleva a cabo en este circuito debido a la FCEM del motor al aumentar la carga.

Comprobará un método específico para invertir el sentido de rotación de un motor c.d. en derivación.

Material

Módulo de fuente de alimentación (0-120 V c.a.)

Módulo de electrodinamómetro

Módulo motor/generador de c.d.

Osciloscopio y puntas para osciloscopio

Módulo de control de velocidad motor c.d.- derivación

Tacómetro de mano

Banda

Cables para conexión

Procedimiento

El módulo de control de velocidad para motor c.d.-

derivación, se refiere al circuito mostrado en la figura -- 3.1; el cual ha sido diseñado para un motor de 1/4 de hp.

Conecte el campo y la armadura del motor como se muestra en la figura y, posteriormente a la entrada del circuito, la fuente de voltaje de 0-120 V c.a. (en una posición de 0 V).

Acople el electrodinamómetro al motor por medio de la banda. No aplique carga en este momento.

1. Aumente la resistencia del potenciómetro R3 a su máximo.
2. Incremente el voltaje de la fuente a 70 V c.a. Notará que el motor empezará a girar (en este procedimiento registre el sentido de rotación del motor); en caso contrario disminuya la resistencia del potenciómetro R3 hasta lograrlo. Por medio del potenciómetro R3 logre que el motor gire a una velocidad de 1/3 de la nominal (600 rpm). Verifique con el tacómetro.
3. Por medio del osciloscopio observe la forma de onda en la armadura, el tiristor, el capacitor (en el capacitor registre la frecuencia). ¿La forma de onda que se muestra en la armadura es la esperada? ¿A qué se debe este tipo especial de onda? Grafique todos los tipos de onda observados.
4. Varíe el potenciómetro R3 para obtener el máximo y el mínimo ángulo de disparo del SCR. Anote los ángulos obtenidos. ¿Cómo cree usted que puedan ser modificados estos ángulos para que el motor empiece a girar desde una velocidad de 0 rpm?
5. Aumente el voltaje de la fuente a 120 V c.a.

6. Por medio del potenciómetro R3 logre que el motor gire a una velocidad de 1800 rpm. Compruebe por medio del tacómetro.
7. Observe el tipo de onda que presenta la armadura. Registre la frecuencia del voltaje que aparece en el capacitor al igual que su amplitud. Vuelva las puntas del osciloscopio a la armadura del motor.
8. Aumente la carga del motor a 1 lb.plg. ¿Qué sucede con el voltaje de la armadura? Registre la velocidad del motor. ¿Es aproximadamente la misma?
9. Observe la frecuencia del voltaje en el capacitor. ¿Nota usted algún cambio? Explique ampliamente.
10. Aumente la carga del motor a 2 lb.plg. Posteriormente a 3 y 4 lb.plg. Comente lo que sucede.
11. Disminuya la fuente voltaje a 0 V al mismo tiempo que la carga del motor.
12. Intercambie las terminales del inductor en el control de velocidad. Aplique un voltaje de 70 V c.a. a la entrada del circuito. ¿Qué sucede con el sentido de rotación del motor?
13. Anote conclusiones y comentarios.

### 3.4 El Motor Serie de C.D.

En los motores de excitación serie, el inductor está conectado en serie con la armadura. El flujo total del inductor depende de la corriente del inducido.

La velocidad de un motor serie resulta ser:

$$n = \frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{k I_f}$$

donde  $R_s$  es la resistencia del inductor.

La resistencia del inductor serie se suma en este caso, a la resistencia del inducido. Tanto la corriente de la armadura como la del inductor son las mismas. Esta corriente varía con la carga.

Al crecer la carga, la caída de tensión es el inductor y en el inducido aumentan, siendo dicha caída proporcional a la corriente. Por lo tanto la FCEN y el numerador de la ecuación anterior decrecen aunque en un porcentaje -- muy pequeño. No obstante, el aumento del flujo en el inductor es casi directamente proporcional a la de la intensidad de la corriente. Resulta de ello que si aumenta la intensidad de corriente, se reduce el numerador pero aumenta el denominador y la velocidad del motor disminuirá cuando aumente la carga.

Si se suprime totalmente la carga, el flujo del inductor se reduce extremadamente, con lo que la velocidad se hace muy grande. Es peligroso dejar sin carga los motores serie, porque es casi seguro que sus inducidos alcanzarán velocidades para las cuales la fuerza centrífuga puede hacerlos saltar en pedazos.

Los motores serie se utilizan para los casos en -- que se exige un gran par de arranque como en los tranvías y las locomotoras. Además del par de arranque, tienen otra - característica que los hace especialmente adecuados para la tracción. Al absorber una gran cantidad de corriente disminuyen la velocidad pero se incrementa el par aproximadamente al cuadrado del aumento de la corriente.

La reducción de la velocidad permite desarrollar - un gran par con aumento moderado de potencia. La potencia demandada por un motor serie en casos de tracción, es menor que la de un motor shunt para el mismo caso.

### 3.5 Control de Velocidad para un Motor C.D. en Serie

La figura 3.2 muestra un control de velocidad de - un motor serie de onda completa, el cual requiere que las - conexiones de la armadura del motor y el inductor se encuentren separadas.

El puente de onda completa suministra potencia a - las redes en serie del campo del motor, al SCR, a las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  y a la armadura.

Básicamente, el circuito trabaja con el mismo principio que el control de la figura 3.1; utilizando el voltaje de la FCEM como una señal de retroalimentación.

Cuando el motor empieza a trabajar, el SCR es conmutado (encendido) tan pronto como el voltaje de referencia a través de la rama donde se encuentra  $R_2$  excede la caída directa del diodo 1 y la caída directa de puerta a cátodo - del SCR. El motor empieza a acelerarse, y así al incrementarse la FCEM la velocidad del motor se ajusta de acuerdo a la regulación de  $R_2$  de la misma forma que el circuito de la

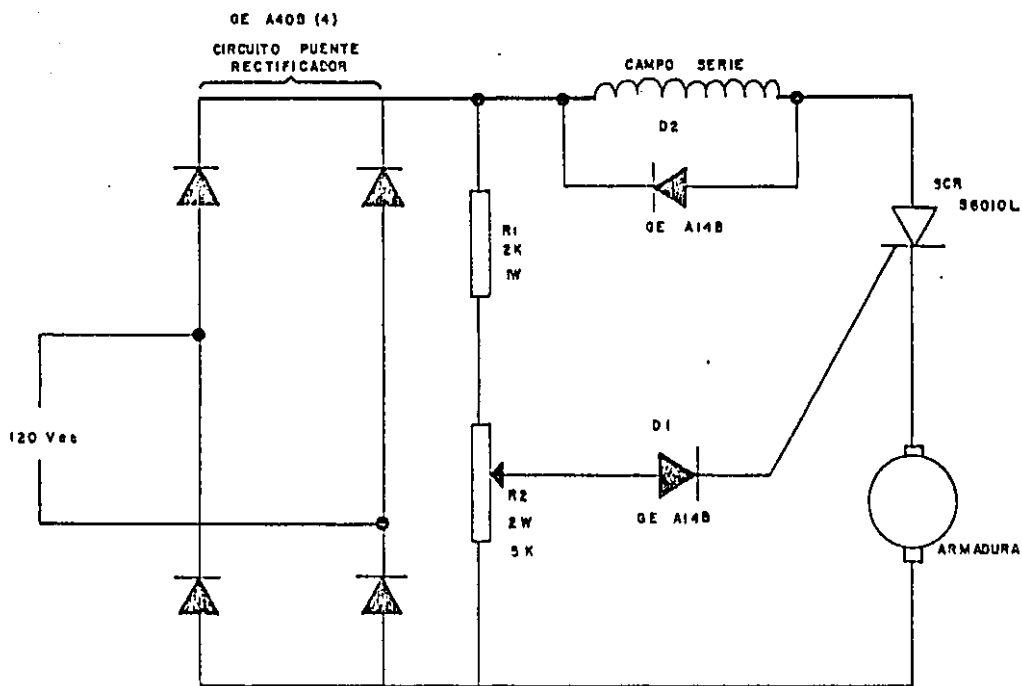


FIGURA 3.2.

CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTOR CD-SERIE.

NOTA /

TOMADO DE:

SCR MANUAL

GENERAL ELECTRIC 1981.



figura 3.1.

Una de las desventajas de este circuito es que a baja velocidad el voltaje de ánodo a cátodo del SCR, puede que no sea lo suficientemente negativo en un rango de tiempo en el cual el SCR no pueda apagarse debido al decremento de la FCEM. Cuando esto sucede el motor recibe plena potencia por el subsecuente medio ciclo y el motor comienza a oscilar.

Otra de las desventajas de este circuito es que se encuentra limitado, por la desventaja que el SCR no puede dispararse después de los  $90^\circ$ .

Un capacitor en la rama R2 no es la solución a esto, ya que no habría cambio de fase en la referencia debido a la carga de onda completa rectificadas.

De la misma manera que este circuito es aplicado para el control de velocidad para motores pequeños (donde el arranque es en forma directa), puede ser utilizado para el arranque de este tipo de motores controlando el voltaje aplicado y después desconectado por un arreglo de relés, sobre todo cuando la potencia es considerable. De la misma manera que el circuito de la figura 3.1 en el caso de motores grandes.

## Práctica 7

### CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTOR C.D.-SERIE

#### Objetivo

El alumno comprobará el funcionamiento de un control de velocidad para un motor serie.

Observará y registrará los tipos de ondas que se despliegan en el osciloscopio al aplicar sus puntas en diferentes puntos del circuito.

Comprobará un método específico para invertir el sentido de rotación de un motor c.d. en derivación.

#### Material

Módulo de fuente de alimentación (0-120 V c.a.)  
Módulo de electrodinamómetro  
Módulo motor/generador de c.d.  
Osciloscopio y puntas para osciloscopio  
Módulo de control de velocidad motor c.d.- serie.  
Tacómetro de mano  
Banda  
Cables para conexión

#### Procedimiento

El módulo de control de velocidad c.d.-serie se refiere al circuito mostrado en la figura 3.2; el cual ha sido diseñado para un motor de 1/4 de hp.

Conecte el campo y la armadura del motor como se muestra en la figura (asegúrese de que el campo eléctrico del módulo motor/generador sea el correcto). Posteriormente conecte a la entrada del circuito la fuente de voltaje de 0-120 V c.a. (en una posición de 0 V).

Acople el electrodinamómetro al motor por medio de la banda y aplique una carga de 3 lb.plg.

1. Aumente la resistencia del potenciómetro R2 a máxima resistencia. ¿Cuál cree usted que sea el objetivo de este procedimiento?
2. Incremente la fuente de voltaje a 70 V c.a. Notará que el motor empezará a girar (en este procedimiento registre el sentido de rotación del motor). En caso contrario disminuya la resistencia del potenciómetro R2 hasta lograrlo. Por medio del potenciómetro establezca la velocidad del motor a 1,000 rpm. Compruebe esta velocidad con el tacómetro de mano.
3. Por medio del osciloscopio observe las formas onda en la armadura, en el inductor, en el SCR y en el diodo D1. Explique ampliamente sobre las formas de onda en estos puntos anteriormente mencionados. Grafique todos los tipos de onda.
4. ¿Qué diferencia nota usted con respecto al control visto en la práctica 7? ¿Cómo podemos incrementar el rango de velocidades de este tipo de motor?
5. Aumente la fuente de voltaje a 120 V c.a.
6. Incremente la carga del motor de manera que logre que el motor gire a una velocidad de 1,800 rpm. El poten -

- ciómetro R2 se debe encontrar en una posición interme -  
dia. Anote la carga obtenida para este procedimiento.
7. Para diferentes valores de carga, incremente en 1 lb. -  
plg. hasta obtener el doble de la carga del procedimiento anterior, registre la velocidad. Posteriormente cal  
cule la regulación de velocidad para cada uno de los va  
lores de velocidad obtenidos.
  8. Realmente, de acuerdo con la definición de regulación -  
de velocidad ¿se puede hablar de regulación de velocii -  
dad en un motor serie?
  9. Disminuya la fuente de voltaje a 0 V c.a. Aplique una  
carga de 3 lb.plg al motor.
  10. Intercambie las terminales del inductor en el circuito  
que controla la velocidad del motor. Comente ampliamen  
te lo que sucede con el sentido de rotación del motor -  
al aplicarle potencia a la entrada del circuito. Aumente  
su voltaje a 70 V c.a.
  11. En su opinión personal, ¿qué sugiere para mejorar el --  
control de velocidad en cuanto al rango de velocidades  
y la regulación de velocidad?
  12. Anote conclusiones y comentarios.

### 3.6 Motores Compuestos y Reversibilidad

El motor compuesto constituye un término medio entre el motor en derivación y el motor en serie.

Al variar las proporciones de las fmm de los campos en derivación y serie, se pueden diseñar los motores compuestos con características de velocidad y par de arranque intermedias entre los motores derivación y serie. En muchas ocasiones se proporciona sólo el campo en derivación suficiente para garantizar una velocidad estable sin carga, en cuyo caso el motor se puede llamar motor en serie estabilizado. A los motores de potencia inferior a un caballo, diseñados para aplicaciones de velocidad relativamente constante, suele dárseles un pequeño grado de composición, por lo que pueden arrancar conectándolos directamente a la red. La composición asegura un arranque rápido y elimina prácticamente la quemadura del colector que de otra manera puede producirse.

Los grandes motores en derivación que funcionan a velocidades elevadas están sujetos a grandes variaciones de la corriente del inducido cuando varía la tensión de la línea, en especial si la carga que mueven tiene momentos de inercia elevados. Un descenso súbito de la tensión de la línea puede anular con facilidad la corriente del inducido o llegar a hacerla momentáneamente negativa. Del mismo modo, aumento rápido de la tensión de la línea llega a producir violentas oscilaciones de la corriente del inducido, las cuales se reducen considerablemente añadiendo un pequeño campo en serie. Un motor en derivación con una ligera composición para estabilizar la absorción de potencia se denomina generalmente motor en derivación estabilizado.

Visto algunas de las funciones de estos motores y

comprobado los métodos de control de velocidad para los motores serie y en derivación, pueden llegar a combinarse para controlar la velocidad de un motor compuesto.

Aunque ya hemos comprobado un método específico de obtener la reversibilidad en los motores de c.d. invirtiendo la polaridad del circuito inductor, existe otra forma que es: invirtiendo la corriente que circula por la armadura -- (por la ley de la mano izquierda de Fleming).

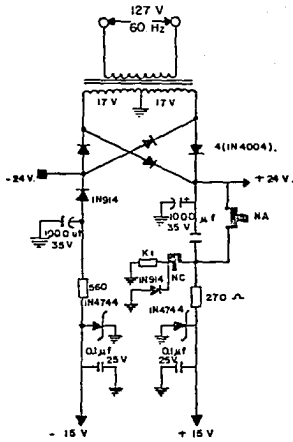
En el caso de necesitar velocidad variable en un proceso, es ésta la forma idónea de lograrlo.

Ahora bien, a pesar de que la forma en que se ha logrado ha sido manual, se puede llegar a automatizar este cambio utilizando tiristores para controlar la corriente -- del campo al invertir la rotación. Esto, con el conocimiento de que se tiene que reducir la velocidad del motor a cero para lograr este cambio, si es que se quiere lograr con dispositivos semiconductores exclusivamente.

### 3.7 Control de Velocidad Retroalimentado

El control de velocidad que se muestra en la figura 3.3 ha sido tomado de uno de los diseños con que cuenta U.S. MOTORS para un motor de c.d. en derivación de 1/4 a 3/4 de hp.

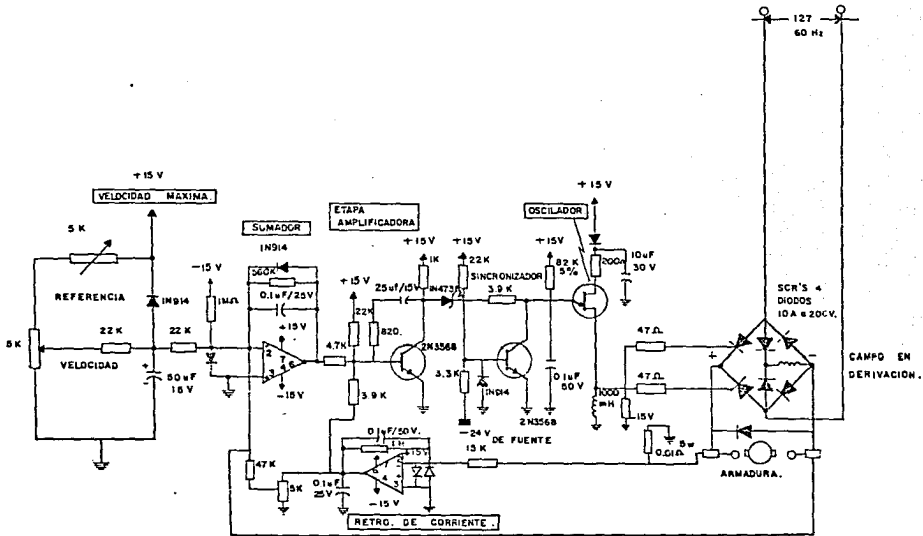
Para explicar de una manera más sencilla el funcionamiento de este control de velocidad, hemos dividido su estructura total en módulos que se pueden apreciar en esta misma figura así como también la interrelación entre ellos.



FUENTE DE PODER.

FIGURA 3.3

CONTROL DE VELOCIDAD RETROALIMENTADO.



## Fuente de Poder

La fuente de poder es alimentada a 127 V c.a. ( 60 Hz ), reduciendo su voltaje por medio de un transformador a 34 V en el secundario con derivación central. Este transformador alimenta un puente de diodos para rectificación de onda completa. En la salida de este puente se tienen dos condensadores para reducción del factor de rizo.

A la salida del puente rectificador tenemos, en el tap positivo, pulsos de +15 V con respecto a tierra. En el tap negativo tenemos pulsos de -15 V con respecto a tierra y una frecuencia de 120 Hz. Estos pulsos negativos son necesarios para la sincronización del oscilador de control. Finalmente los condensadores de 0.1 uF a 25 V, se encargan de filtrar las frecuencias altas de la onda, para que de esta manera tengamos un nivel de voltaje con un factor de rizo más bajo. Los diodos zener son los encargados de mantener los voltajes de +24 V y de -24 V con respecto a tierra.

## Referencia

Tiene como objetivo la regulación de voltaje de entrada; está formado por una resistencia de 22 K, dos potenciómetros de 5 K, un condensador de 50 uF a 15 V y un diodo.

Este circuito es utilizado para que las variaciones de corriente en un circuito conectado a la fuente, no produzca variaciones en otros pasos conectados a la misma fuente de alimentación.

El potenciómetro se encarga de regular el voltaje, la resistencia evita que el capacitor se descargue y controla la corriente. El capacitor impide voltajes de pico y al inicio de la operación del circuito ayuda con el aumento de



corriente. El diodo funciona como una válvula; si la carga no varía, pero si por algún motivo varía la tensión de la fuente de alimentación, el diodo mantiene constante la tensión a través de la carga. En consecuencia el diodo actúa como un filtro, suministrando a la carga una tensión constante cuando la fuente produzca una tensión c.c. variable.

### Circuito Sumador

El circuito sumador nos da una salida que es proporcional a la suma de señales de baja frecuencia que provienen de:

- Una red de retroalimentación de corriente que nos proporciona un voltaje representativo de la corriente que se está consumiendo, y a su vez esta corriente representa la carga mecánica que está moviendo el motor.

El voltaje  $I_a R_a$ , es representativo de la carga o par del motor, y cuando aumenta el par, aumenta la corriente y disminuye la velocidad, por lo que se debe aumentar el voltaje aplicado a la armadura del motor.

- Una red de retroalimentación de voltaje de salida, que nos proporciona un voltaje representativo del voltaje aplicado a las terminales del motor, y por lo tanto de la velocidad sin carga.
- Una referencia, con la que se establece la velocidad nominal del motor.
- El diodo que se encuentra en las entradas diferenciales del amplificador, asegura que el voltaje entre estas terminales no vaya más arriba de 0.6 V, protegiendo así el circuito integrado, a su vez, asegura la tierra virtual

de la entrada inversora.

El condensador de 0.1 uF, nos sirve para que el -- circuito nos responda a las frecuencias bajas y no al ruido, evitando de esta manera la inestabilidad del sistema.

Las resistencias nos proporcionan las ganancias de lazos cerrados, mientras que el diodo de retroalimentación junto con el cual se encuentran en las terminales de entrada, limita el voltaje de salida positivo del amplificador a 1.2 V c.d. limitando así el voltaje de salida entre 1.2 y -15 V de c.c.

### Etapas Amplificadoras

Consta de un transistor 2N3568, 5 resistencias de 4.7 K, 3.9 K, 22 K, 1 K y 820 ohms, un capacitor de 25 uF a 50 V. Amplifica las señales provenientes del sumador y de la retroalimentación de corriente, para ser enviadas al oscilador, aumentando o disminuyendo la frecuencia del circuito RC del oscilador de relajación con UJT.

### Sincronizador

Consta de un transistor 2N2568, una resistencia de 22 K conectada a +15 V, un diodo 1N914 y una resistencia de 3.3 K. Este circuito actúa como un descargador del condensador mediante un transistor que trabaja como un switch, y manda su señal al oscilador para sincronizar los disparos de los SCR's.

### Oscilador

Es el circuito de control de velocidad donde se generan los pulsos que recibe el puente para efectuar el control proporcional de potencia mediante los SCR's. Es prác-

ticamente un oscilador de relajación con UJT, del cual comprobamos su funcionamiento en la práctica 2. La sincronía de estos pulsos la recibe del circuito sincronizador y la salida de este circuito va a la puerta de los SCR's.

### Circuito Puente

El voltaje que recibe la armadura pasa por el puente formado por los diodos y los SCR's, de esta manera se controla el voltaje aplicado a la armadura. El voltaje que recibe el campo, como se muestra en la figura, es constante.

Del mismo puente que alimenta a la armadura, tomamos una señal de corriente (proporcional a la carga con que trabaje el motor) para retroalimentación.

### Retroalimentación de Corriente

Cuenta con una resistencia de entrada, la cual limita la corriente que entra al opam. Los diodos de entrada tienen como función principal, proteger al opam contra sobretensiones que puedan dañarlo. La función de la resistencia de retroalimentación es dar, junto con la resistencia de entrada, la ganancia, mientras que el capacitor ayuda a mantener la estabilidad. El amplificador operacional es un 741, conectado en configuración inversor básico. Es el elemento central del bloque de retroalimentación de corriente. La salida de este circuito consta de un potenciómetro de 5 K y un capacitor de 0.1 uF a 25 V. El pre-set dado por el potenciómetro nos da el nivel de salida deseado al sumador, lo cual implica que afecta directamente la relación de retroalimentación del control de velocidad. El capacitor da estabilidad a la salida que va al amplificador del control.

Como podemos observar en este circuito la retroalimentación es producto de varios factores directos: el par con que trabaja el motor, el voltaje de alimentación y de la referencia con que se quiere trabajar.

En la fuente de poder podemos apreciar dos contactores, NC(normalmente cerrado) y NA(normalmente abierto), los cuales son utilizados para poner en marcha y apagar el control de velocidad al igual que el motor.

Para accionar este dispositivo, es necesario presionar el contactor NA, como se puede comprobar en la figura.

## Práctica 8

### CONTROL DE VELOCIDAD RETROALIMENTADO

#### Objetivo

El alumno comprobará el funcionamiento de un control de velocidad con retroalimentación para un motor c.d. en derivación.

El alumno comprobará por medio del osciloscopio, la forma en que se lleva a cabo la retroalimentación de velocidad en el presente control.

El alumno discutirá con sus compañeros y el instructor sobre la forma en que se lleva a cabo la retroalimentación de velocidad en el presente control.

#### Material

Módulo de fuente de alimentación (0-120 V a.c.)  
 Módulo de electrodinamómetro  
 Módulo de motor/generador de c.d.  
 Módulo de control de velocidades retroalimentado  
 Osciloscopio y puntas para osciloscopio  
 Tacómetro de mano  
 Banda  
 Cables para conexión

#### Procedimiento

El módulo de control de velocidad retroalimentado, se refiere al control de velocidad para un motor c.d. en derivación mostrado en la figura 3.3. Este control fue dise-

ñado para motores que varían entre 1/4 y 3/4 de hp.

Conecte el campo y la armadura del motor como se muestra en la figura y, posteriormente a la entrada del circuito, la fuente de voltaje de 0-120 V c.a. (en una posición de 0 V).

Acople el electrodinamómetro al motor por medio de la banda. No aplique carga en este momento.

1. Aumente la fuente de voltaje de 120 V c.a. El potenciómetro de control deberá estar en una posición intermedia.
2. Presione el interruptor NA, para la puesta en marcha del control y del motor. El motor empezará a girar.
3. Por medio del primer potenciómetro de la referencia, realice los ajustes necesarios para obtener una velocidad del motor de 1,400 rpm.
4. Observe la magnitud y frecuencia de la onda de voltaje que se visualiza en el capacitor del oscilador, y en la salida del circuito sumador. Registre estos datos.
5. En forma gradual, aumente la carga del motor (en 1 lb. plg) hasta 6 lb.plg. Para cada paso anterior, lleve a cabo los pasos vistos en el procedimiento 4.
6. Comente ampliamente los resultados obtenidos en el procedimiento 5.
7. Varíe la fuente de voltaje de 120 V c.a. a 115 V c.a. Observe la amplitud de la onda a la salida del amplificador, y la amplitud y frecuencia del capacitor del cir

cuito oscilador. ¿Qué sucede? Registre la velocidad del motor. ¿Es la misma? Explique ampliamente.

8. Aumente la fuente de voltaje de entrada a 120 V c.a.
9. Anote conclusiones y comentarios, previa discusión con sus compañeros y el instructor.

## C A P I T U L O 4

### CONTROLES DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA

#### INTRODUCCION

El estudiante de 7º semestre de la carrera de I.M.E. a estas alturas, ya estará familiarizado con las relaciones de par de los tipos de motores polifásicos de c.a., el motor polifásico síncrono y el motor polifásico asíncrono. El primero cuenta con una velocidad constante (par variable), doblemente excitado y cuyo inducido estático se excita con corriente alterna polifásica de una frecuencia determinada y cuya excitación rotórica es un electroimán de c.c. o un imán permanente. La velocidad del campo giratorio del motor síncrono (y la velocidad del motor de inducción asíncrono) es función directa del número de polos y de la frecuencia de la fuente polifásica de c.a. ( $S = 120 f/P$ ). Las únicas maneras de cambiar la velocidad de un motor síncrono polifásico son: (1) Variar la frecuencia de la tensión aplicada al estador, o (2) variar el número de polos del rotor y del estator.

El motor de inducción polifásico asíncrono también es un dínamo de c.a. doblemente excitado, cuyo inducido estatórico se excita con corriente alterna polifásica de una determinada frecuencia y cuyo devanado rotórico se excita mediante tensión de c.a. inducida, de frecuencia variable. La velocidad del motor de inducción polifásico es una velocidad asíncrona que puede variarse: (1) Cambiando la frecuencia aplicada al estator, (2) cambiando el número de polos, tanto del estator como del rotor, (3) mediante la in -



roducción de tensiones aplicadas al rotor de frecuencia de seadas, (4) mediante el control de deslizamiento rotórico - por medio del control reostático del rotor o (5) mediante el montaje del estator sobre cojinetes y conduciéndolo (gobernándolo) con un motor auxiliar.

En este capítulo antes de pasar a la aplicación de la electrónica de potencia al control de velocidad de estos dos tipos de motores, haremos una pausa en un motor especial (el cual lo hemos considerado de esta manera), por la gran gama de aplicaciones con que cuenta, la facilidad y sencillez de funcionamiento y otras características que expondremos más adelante; el motor universal.

#### 4.1 El Motor Universal o Motor Monofásico Serie

Este motor está devanado y conectado como un motor serie de c.d. estando las bobinas de excitación en serie -- con arrollamiento del inducido, aunque son necesarios algunos cambios en su estructura para conseguir una máquina que funcione con c.a.

El motor universal de c.a./c.d. se utiliza en herramientas portátiles tales como taladros, sierras, pulidoras eléctricas, etc., y también en aparatos caseros tales como aspiradoras, batidoras, licuadoras, etc., en las que la alta velocidad, mucha potencia y un tamaño pequeño constituyen una ventaja.

Básicamente es más semejante al motor de c.d. que al de c.a. y tienen desventajas que se pueden evitar en motores de inducción de c.a. La principal desventaja consiste en que necesita conmutación y escobillas.

El motor universal es fundamentalmente un motor --

de c.d. diseñado especialmente para funcionar con c.a. debido especialmente a dos razones:

- a) La alta reactancia de los devanados de armadura y el campo limitan la corriente de c.a. a un valor menor que c.d. (para un mismo voltaje de línea).
- b) Si se utiliza acero sólido para el marco o yugo del estator, el flujo de c.a. producirá grandes corrientes parásitas de él, y por lo tanto se calentará.

La reactancia del devanado de la armadura puede reducirse colocando un devanado de compensación en el estator, de tal modo que los flujos se opongan o se anulen entre sí. Este mismo devanado de compensación se puede conectar en serie con el de la armadura. En este caso se dice que el motor está conductivamente compensado. En estas condiciones el motor universal tendrá características de operación similares, ya sea que funcione en c.a. o c.d.

El devanado de compensación puede conectarse en corto circuito para que se comporte como el secundario de un transformador en corto circuito (el devanado de la armadura actúa como primario). La corriente inducida de c.a. en el devanado de compensación produce un flujo que se opone o neutraliza al de la corriente de la armadura y se dice que el motor se encuentra inductivamente compensado. La reactancia del devanado de campo se puede mantener en un bajo valor limitando el número de vueltas.

El par de arranque de un motor universal, queda determinado por la corriente que fluye a través de los devanados de armadura y de campo. Debido a la reactancia inductiva de estos devanados, la corriente de arranque de c.a. será siempre menor que la corriente de c.d. (con el mismo voltaje

de fuente). Un motor universal no compensado pierde casi toda su potencia. Al mismo tiempo, aumenta considerablemente el chisporroteo en las escobillas.

Este motor, cuando funciona con c.d., las características de par y velocidad son las mismas que de un motor serie de c.d.

En la introducción a este capítulo, habíamos mencionado que incluimos este motor porque era especial, y también mencionamos su gran gama de aplicaciones, aparte de -- las razones anteriormente mencionadas podemos incluir la facilidad de obtener c.a. para aplicaciones caseras. Ahora, surge la siguiente pregunta: ¿Por qué no fue incluido en el capítulo de c.d.? La respuesta a esto es que el circuito para controlar un motor de este tipo resulta más conveniente desde el punto de vista económico.

#### 4.2 Control de Velocidad para un Motor Universal en C.A.

El esquema que a continuación explicamos, se aplica a motores universales de poca potencia (en este caso particular a un motor de 1/4 de hp).

Como podemos apreciar en la figura 4.1, hemos introducido un quadrac. El quadrac está constituido por la asociación de un diac y un triac, todo ello en un solo elemento.

El circuito de esta figura, ha sido provisto de -- una red RC en paralelo con el semiconductor, en razón a la carga inductiva.

El control de la velocidad se lleva a cabo por el control del voltaje aplicado al conjunto del motor, bajo --

las mismas características de funcionamiento vistas anteriormente.

Práctica 9CONTROL DE VELOCIDAD PARA UN  
MOTOR UNIVERSALObjetivo

El alumno comprobará el funcionamiento de un control de velocidad para un motor universal.

Observará y registrará los tipos de onda de que se despliegan en el osciloscopio al aplicar las puntas en diferentes puntos del circuito.

Comprobará el funcionamiento del quadrac en este control de velocidad.

Material

Módulo de fuente de alimentación (0-120 V a.c.)  
Módulo de electrodinamómetro  
Módulo de motor universal  
Módulo de control de velocidad de Motor-Universal  
Osciloscopio y puntas  
Tacómetro de mano  
Banda  
Cables para conexión

Procedimiento

El módulo de control de velocidad Motor-Universal, se refiere al circuito mostrado en la figura 4.1, el cual ha sido diseñado para un motor de 1/4 de hp. El quadrac -- utilizado en este circuito es el 2N6346A.

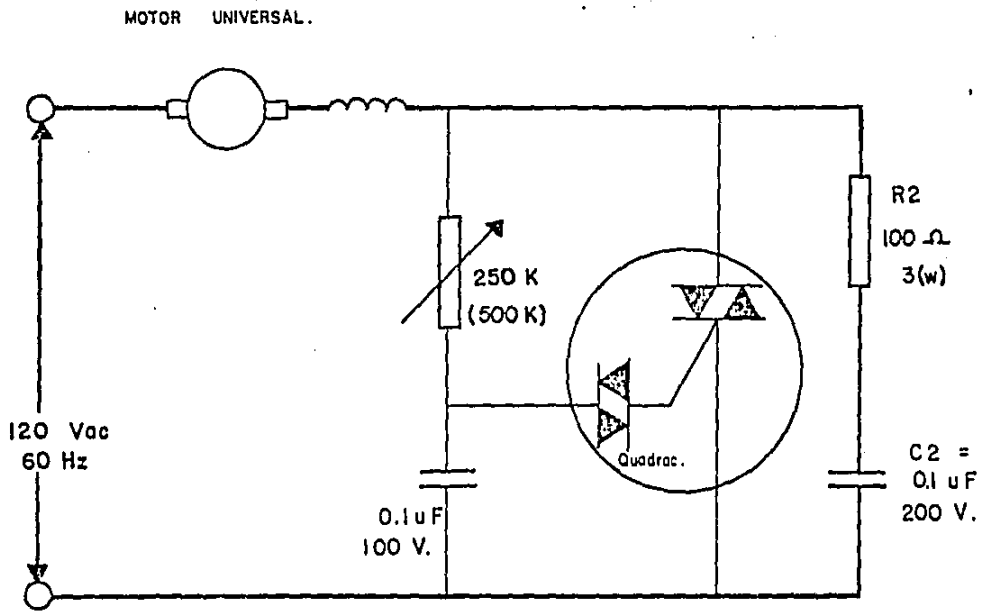


FIGURA 4.1

CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTOR UNIVERSAL.

Conecte el campo y la armadura del motor como se muestra en la figura. Posteriormente conecte a la entrada del circuito la fuente de voltaje de 0-120 V c.a. (en una posición de 0 V).

Acople el electrodinamómetro al motor por medio de la banda.

1. Haga girar la perilla del potenciómetro de control de manera que obtenga la máxima resistencia.
2. Incremente la fuente de voltaje a 70 V c.a. Notará que el motor empezará a girar. En caso contrario disminuya la resistencia del potenciómetro hasta lograrlo. Registre la velocidad del motor para una posición intermedia del potenciómetro.
3. Por medio del osciloscopio observe las formas de onda en la armadura del motor, en el capacitor del circuito de disparo y en el capacitor que se encuentra en paralelo con el quadrac. ¿Cuál cree usted que sea el objetivo de este circuito paralelo? Explique ampliamente.
4. Grafique los tipos de onda observados en el apartado anterior.
5. Para un valor intermedio de la resistencia del potenciómetro, varíe gradualmente el voltaje (en 10 V a.c.), hasta 120 V c.a. y al mismo tiempo registre la velocidad a cada paso. ¿Qué sucede con la velocidad del motor? ¿Qué sucede con el tipo de onda en la armadura?
6. Varíe el potenciómetro de manera de obtener una velocidad de 1,000 rpm. Compruebe con el tacómetro de mano. Observe la frecuencia del voltaje del capacitor de control.

7. Varfe el potenciómetro a su máxima resistencia para obtener la velocidad mínima del motor. Registre esta velocidad. Posteriormente disminuya la resistencia del potenciómetro hasta obtener de nuevo la velocidad de -- 1,000 rpm. Observe de nuevo la frecuencia del voltaje del capacitor de control. ¿Notó usted algún cambio? -- Explique ampliamente.
  
8. Haga girar la perilla del potenciómetro hasta obtener una velocidad de 1,800 rpm. Aplique en forma gradual carga al motor (en lb.plg), hasta un valor de 6 lb.plg. Para cada una calcule la regulación de velocidad del motor.
  
9. ¿Cómo cree usted que puede mejorar el funcionamiento de este control de velocidad?
  
10. Anote conclusiones y comentarios.



#### 4.3 Cambio de la Frecuencia y de la Tensión Aplicadas a un Estator Polifásico.

La velocidad síncrona de un motor polifásico de -- c.a. sea síncrono o de inducción, que tiene un número determinado de polos, varía directamente a la frecuencia de la tensión aplicada a su estator. Si la tensión de alimentación se mantiene constante cuando, por ejemplo, se reduce la frecuencia, aumenta la densidad de flujo permisible. Al modificar la frecuencia, por tanto, es necesario variar la tensión aplicada de la misma forma y en la misma magnitud para mantener el mismo grado de saturación y común densidad de flujo en el entrehierro. Por tanto, es necesario disponer de una fuerza motriz aparte para accionar un alternado independiente a una velocidad variable para modificar la -- frecuencia y la tensión aplicadas al estator polifásico ( o monofásico ). Este método se emplea mucho en la propulsión naval, y presenta la ventaja de control de la velocidad sin etapas sobre una amplísima gama de velocidades (es denominada conducción turboeléctrica).

También es posible emplear un cambiador de frecuencia rotativo denominado convertidor de frecuencia de inducción, particularmente donde se deseen velocidades mucho más elevadas que las de sincronismo. En ambos casos, las características del motor de inducción polifásico o síncrono gobernado, determinan las correspondientes del motor primario y de su fuente de generación de frecuencia.

En la actualidad, en el campo de la electrónica de potencia, han aparecido dos clases generales de dispositivos de gobierno de los motores polifásicos síncronos y de inducción, mediante c.a. y reguladores estáticos de la frecuencia, el cicloconvertidor y el ondulador.

El cicloconvertidor, es un convertidor de frecuencia estático para transformar una frecuencia elevada a una inferior sin acoplamiento de c.c. Este dispositivo, puede utilizarse con motores de inducción polifásicos de jaula de artilla y de rotor bobinado a la vez que con motores síncro nos.

El inversor, es un dispositivo de frecuencia estático que asocia un cambio de c.c. en c.a. Este dispositivo puede utilizarse en los motores de inducción anteriormente mencionados.

Hasta este punto, nos abocaremos a explicar el funcionamiento de estos tipos de convertidores estáticos, sin meternos a analizar profundamente alguno de los diseños que hasta ahora existen. Tenemos algunas razones bastante poderosas para tomar esta decisión, de las cuales mencionaremos algunas: a) Los disparos de los SCR's que intervienen, exigen un análisis bastante profundo, a la vez que existen bastantes alternativas, de las cuales podemos proponer que se lleve a cabo tanto por electrónica digital (dispositivos digitales), o microprocesadores, b) para poder explicar en forma clara el diseño de un circuito como éstos es necesario hacer un análisis de armónicos. Lo cual, como podemos apreciar, surte material para dos o más trabajos de tesis, según sea la aplicación que se le quiera dar, aparte de que resulte económicamente factible.

#### 4.4 El Cicloconvertidor

El cicloconvertidor se muestra esquemáticamente en la figura 4.2. En la aplicación mostrada en la figura, se utiliza para suministrar frecuencia variable y amplitud de tensión más pequeñas, desde una fuente trifásica de 60 Hz, al estador de un motor de inducción (ya sea de rotor devana

do o jaula de ardilla), o motor síncrono. El disparo o desfase adecuados de las entradas  $a_1$ - $a_2$ ,  $b_1$ - $b_2$  y  $c_1$ - $c_2$ , respectivamente, en los bancos de las tres fases permite la reducción simultánea de la frecuencia de salida y de la forma de onda de la tensión. El motor polifásico, por tanto, puede llevarse de la velocidad de sincronismo a velocidades inferiores de una forma suave y con buena regulación de la velocidad a cualquier valor deseado de la misma, inferior aproximadamente a un tercio de la frecuencia de entrada, a velocidad nula.

Una segunda aplicación posible del cicloconvertidor se halla dondequiera que un alternador es accionado mediante un motor primario de velocidad variable, tal como un motor de avión, una turbina, o un motor de combustión interna.

El cicloconvertidor mantiene una tensión constante, prescindiendo de las variaciones de la velocidad del motor primario. Los SCR's se desfasan o se retardan en el disparo en proporción a la variación de la velocidad del motor primario, con lo cual se mantienen constantes la tensión y la frecuencia de salida del sistema de potencia del avión o vehículo.

Accionando el cicloconvertidor desde una fuente de alimentación de c.a. de frecuencia regulable, la configuración mostrada en la figura 4.2 origina frecuencias desde 20 Hz hasta cero, utilizando un mínimo de 18 SCR's. Sin embargo, debido a la configuración de semionda, no se tienen inversiones de secuencias de fases, ni frecuencias superiores a 20 Hz.

Estos inconvenientes se superan con la utilización de doble número de SCR's (36) en la configuración de onda -

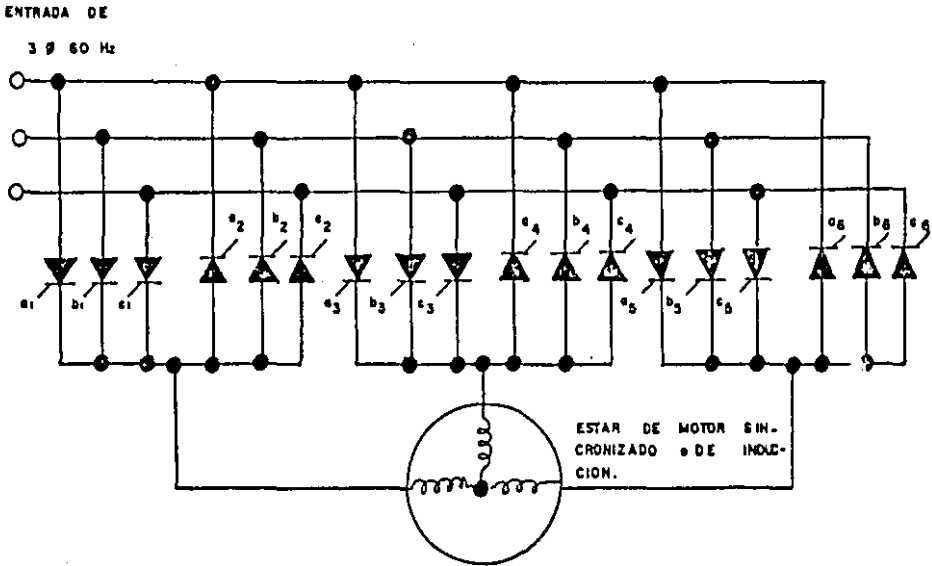


FIGURA 4.2.

CICLO CONVERTIDOR CON 6 SCR'S POR FASE.

completa mostrada en la figura 4.3. El convertidor de onda completa permite el control de frecuencias desde +30 Hz a cero y hasta -30 Hz. Esto no sólo permite una variación más amplia de la frecuencia sino que también posibilita inver -- sión de la rotación, regeneración de potencia y frenado diná mico.

Sin embargo, el cicloconvertidor de onda completa no resulta carente de inconvenientes, entre los cuales podemos encontrar un doble número de SCR's, incrementando el cos to de manera apreciable, transformadores equilibrados o la ad quisición de un motor especial que tenga ambos terminales de cada devanado de fase del estator puestos al exterior para aislar las salidas del inversor. A pesar de estos inconve -- nientes, la ventaja de la regeneración y las posibilidades de plena inversión, asociadas al elevado rendimiento y al -- control suave sin etapas, han respaldado la amplia aparición de estos grupos particularmente en la gama de 1 a 25 CV. Ade más, se observará que comparado con los convertidores de fre cuencia rotativos, el convertidor estático de estado sólido se caracteriza por las siguientes ventajas: funcionamiento silencioso, seguridad de funcionamiento de estado sólido, -- rendimiento elevado, mantenimiento reducido, necesidad de po co espacio y larga vida.

#### 4.5 El Inversor

Contrariamente al rectificador (transformación de c.a. en c.c.) y al convertidor (transformación de c.a. en -- c.a.), el inversor contiene los dispositivos y las conexio -- nes para transformar c.c. en c.a.

Dos configuraciones básicas de un inversor trifásico se muestran en la figura 4.4, alimentados desde una fuente de c.c. El inversor de semionda de la figura 4.4(a), uti liza sólo tres SCR's pero desgraciadamente produce una

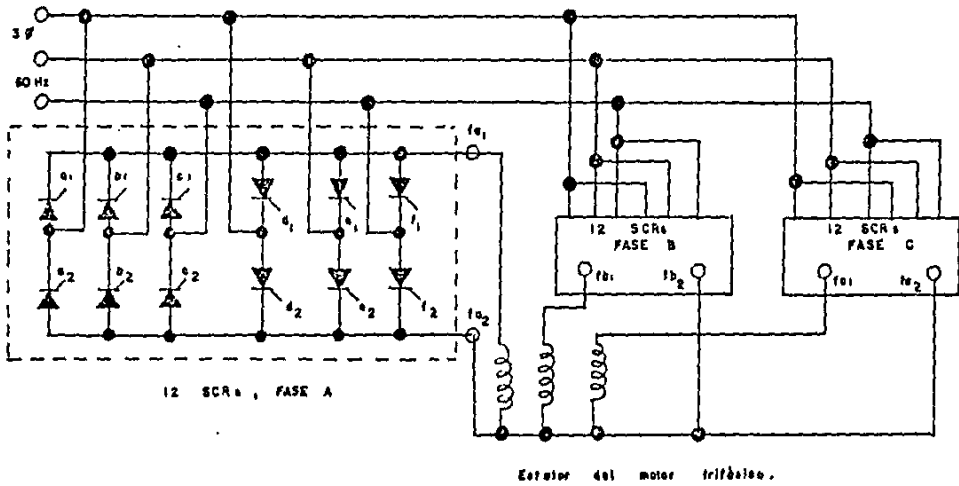


FIGURA . 4.3

CICLOCONVERTIDOR CON TRES SALIDAS MONOFASICAS SEPARADAS  
 12 SCR's POR FASE .

componente de c.c. en la forma de onda de la carga de salida, o en el devanado estático de un motor de c.a. polifásico.

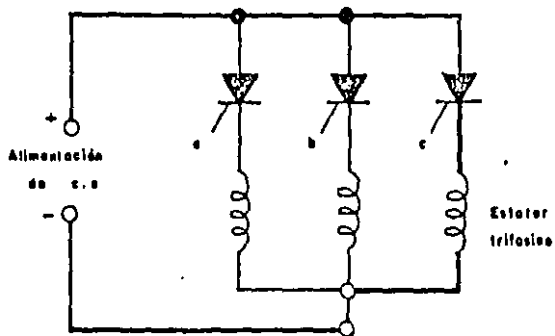
El inversor de onda completa en puente trifásico, mostrado en la figura 4.4(b), utiliza doble número de SCR's (6), pero presenta la desventaja de no contener ninguna componente de c.c. para las cargas trifásicas equilibradas. El inversor de la figura 4.4(b), además, se presta de por sí a tres métodos fundamentales de sintetizar la forma de onda de salida mediante el control de anchura del impulso y de la forma de onda aplicada a las puertas de los SCR's.

#### Control de Relación de Fase

Se utiliza un circuito transistorizado de señales para disparar los pares de SCR en secuencias separadas  $120^\circ$ , produciendo las tensiones de fase mostradas en la figura 4.5(a), en bornes de cada fase de un estator trifásico. La suma vectorial de las tensiones de fase produce las tensiones de línea correspondientes mostradas en la figura 4.5(b).

#### Control de la forma de onda de salida de impulsos de anchura múltiple (MPW).

Este método de control del inversor de la forma de onda de salida (a veces denominado el inversor Mc Murray - Bedford) es fundamentalmente un método de control de la anchura del impulso mediante el disparo del SCR apropiado en cada hemicyclo. Como se muestra en la figura 4.6(a), para un inversor monofásico, es posible disparar los SCR's 1 y 4 en un semicyclo para dar lugar a corriente en la carga en un sentido y disparar los SCR's 3 y 2 en el siguiente semicyclo para originar corriente en la carga en sentido opuesto. Para cada semicyclo, los pares apropiados de SCR's se



a.- Inversor de semicond., trifásico.

b.- Inversor de todo completo, en puente o múltiple, trifásico.

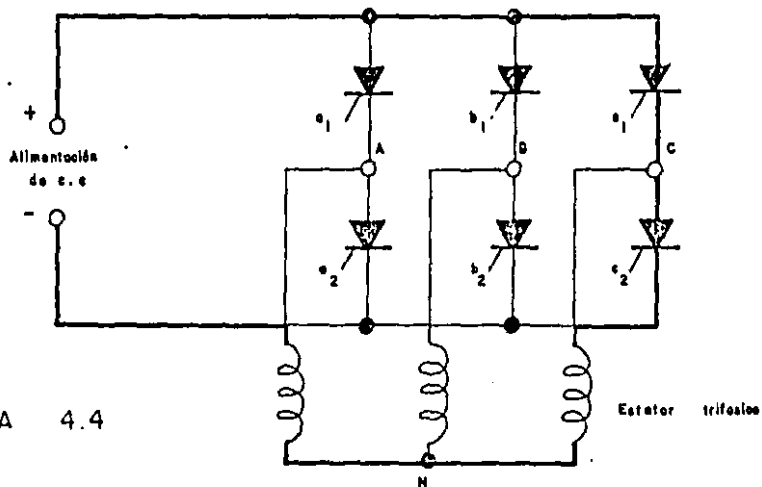
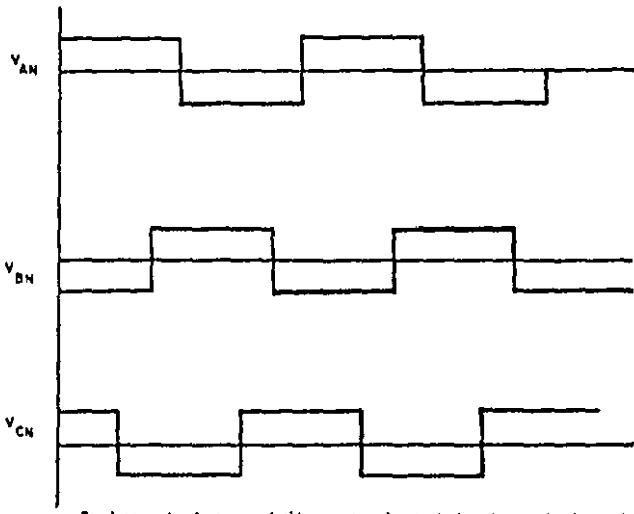


FIGURA 4.4

CONFIGURACIONES INVERSORAS, SALIDA DE c.a TRIFASICA  
DESDE UNA FUENTE DE c.c.



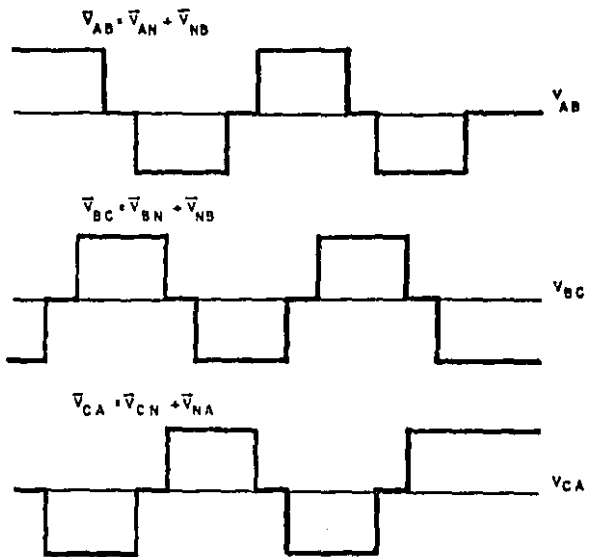
FIGURA 4.5

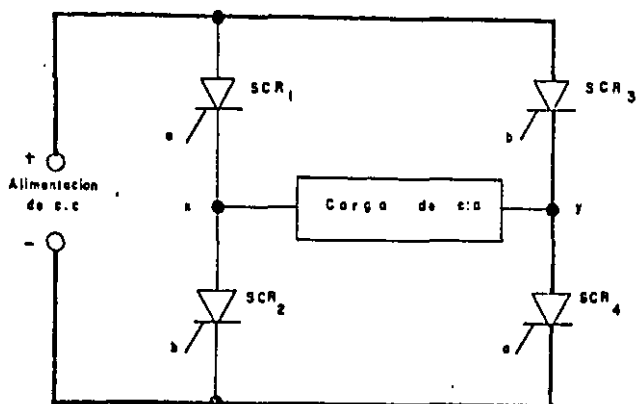


a. Tensiones de fase producidas por el control de retardo de fase.

b. Forma de onda de las tensiones de línea de la salida.

Formas de onda de salida de un inversor trifasico mediante control de la relacion de fase.





a - Inversor en puente monofásico.

b - Formas de ondas MPW.

FIGURA. 4.6



CONTROL DE ANCHURA MULTIPLE DEL INVERSOR

MONOFASICO ( en puente. )

disparan de tal forma que producen anchuras de impulsos múltiples que poseen el equivalente de corriente eficaz de una onda senoidal como se muestra en la figura 4.6(b).

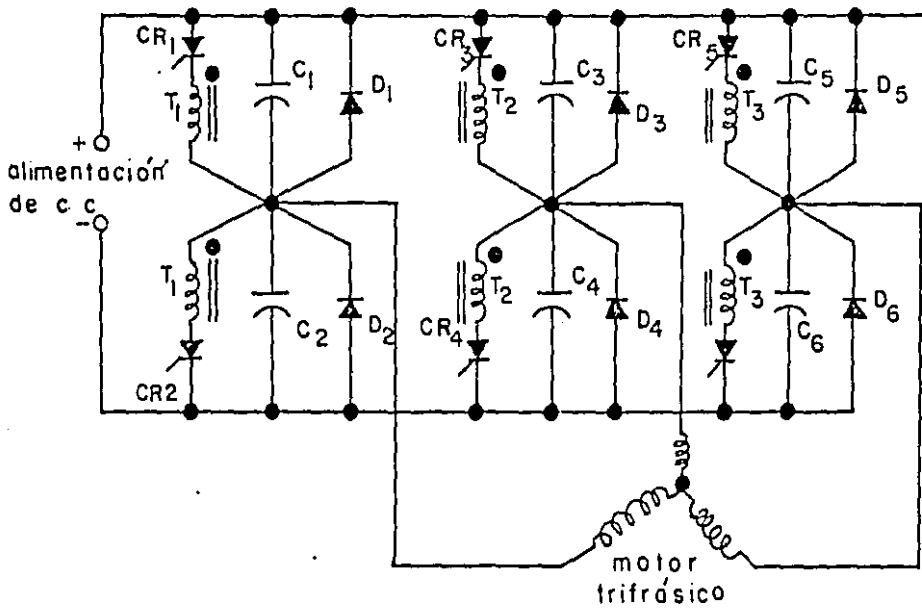
El mismo tipo de disparo puede utilizarse para el inversor puente de onda completa trifásica o inversor trifásico Mc Murray-Bedford empleando el control MPW. Cada tensión entre fase y neutro es efectivamente senoidal y desplazada  $120^\circ$ , respectivamente. En la figura 4.7 se muestra un inversor comercial típico Mc Murray-Bedford MPW. Como en todos los circuitos LC se conmuta mediante la inversión de reducción seleccionada de armónicos para el control de la forma de onda de salida, en la que cada par de circuitos LC se conmuta mediante un SCR que lleva la carga.

#### Reducción Seleccionada de Armónicos para el Control de la Forma de Onda de Salida.

Si el inversor en puente monofásico de la figura 4.6(a) se disparara de modo que proporcionase la forma de onda mostrada en la figura 4.8, se origina una onda senoidal resultante relativamente baja en terceros y quintos armónicos, en comparación con la forma de onda MPW mostradas en la figura 4.6(b). Realmente, mediante el control adecuado de anchura de impulsos, son posibles formas de onda de salida que no posean armónicos por debajo del undécimo, con algunas ventajas:

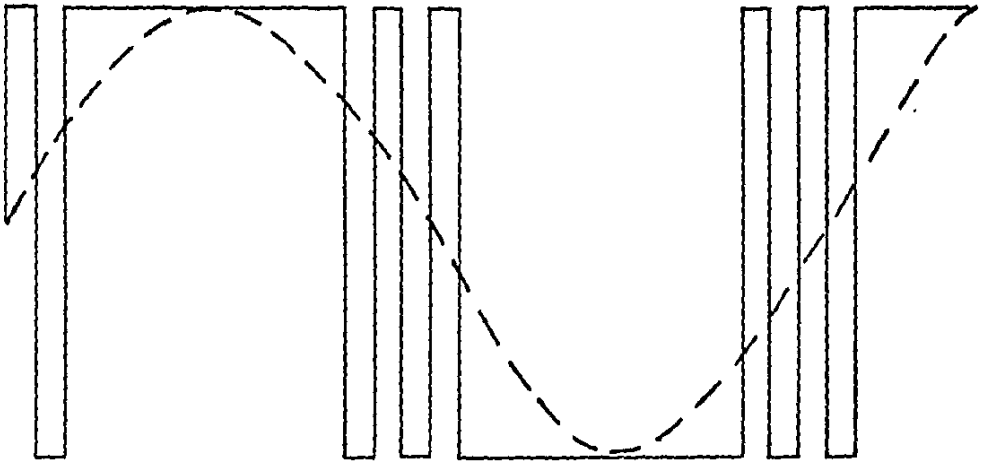
- El disparo queda considerablemente simplificado en comparación con la síntesis de onda MPW utilizando el inversor Mc Murray-Bedford.
- Control completo de la onda fundamental desde cero hasta el máximo sin generación de armónicos.

FIGURA 4.7.



CONTROL MPW DE LA FORMA DE ONDA DE SALIDA DEL  
 INVERSOR EN PUENTE TRIFASICO. CONMUTACION LC MEDIANTE —  
 SCRs QUE LLEVAN LA CARGA. ( CONVERTIDOR COMERCIAL —  
 Mc. MURRAY-BEDFORD.)

FIGURA. 4.8



SINTESIS DE LA FORMA DE c.o. MEDIANTE LA  
REDUCCION SELECCIONADA DE ARMONICOS .

El sistema de la reducción seleccionada de armónicos se presta de por sí muy bien al control del inversor múltiple trifásico de la figura 4.4(b), em pleando sólo 6 SCR's, aunque cuando se emplean 12 SCR's todos los armónicos por debajo del undécimo quedan suprimidos.

4.6 Tabla que Muestra las Comparaciones entre los Equipos Inversores y Cicloconvertidores para el Control de la Frecuencia-Tensión de Motores Polifásicos de C.A.

EQUIPO RECTIFICADOR INVERSOR

- Se requiere un mínimo de 12 SCR's pero sólo 6 son portadores de carga.
- Gama de frecuencias muy amplia desde 0 ó bien por encima de los 60 Hz de alimentación.
- Regeneración posible en etapas rectificadora e inversora, si el puente rectificador es de onda completa (bidireccional).
- Requiere de circuito de conmutación adicional y circuito de disparo para PWM o reducción de armónicos.
- Sensible al factor de potencia de la carga.
- Al sobrepasar el IVR de cualquier SCR detiene el sistema requiriendo el reemplazamiento del SCR.

EQUIPO CICLOCONVERTIDOR

- Se requiere un mínimo de 18 SCR's, todos portadores de carga.
- Limitado a las frecuencias inferiores a 1/3 de la frecuencia de alimentación, empleando 18 SCR's; doblando el número, permite tanto una gama más amplia de frecuencia como posibilidades de inversión.
- Regeneración posible solamente al emplear 36 SCR's.
- Funciona empleando conmutación de la frecuencia de línea.
- Pueden emplearse cargas de cualquier factor de potencia.
- Si el impulso de corriente no produce desperfecto del SCR y no es periódico, el sistema no se detiene.

## CONCLUSIONES Y COMENTARIOS

Al finalizar el desarrollo de las prácticas del -- presente manual, hemos cumplido con el principal objetivo - (que es el mismo que todo manual de prácticas), que llevando a la aplicación los conceptos vistos en clase, estimulamos un mayor número de sentidos, logrando con ello una mejor percepción del conocimiento.

Cabe mencionar y agradecer el apoyo de la escuela de I.M.E. de la U.A.G. y a su profesorado, quien brindó todas las facilidades en cuanto a Laboratorios y disponibilidad para llevar a cabo este manual.



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

- J. Pichoir. CURSO DE ELECTROTECNIA IV. Editorial Marcombo S.A. de Boixareu Editores. Barcelona, España 1969.
- Jerome Meisel. PRINCIPIOS DE CONVERSION DE ENERGIA ELECTRO-MECANICA. Mc Graw-Hill, 1968.
- Alexander S. Langsdorf. TEORIA DE LAS MAQUINAS DE CORRIENTE ALTERNA. Ediciones del Castillo. Madrid, España 1969
- Gray A. y Wallace G.A. ELECTROTECNIA. Aguilar S.A. Ediciones. Madrid, España 1972.
- I. L. Kosow. CONTROL DE MAQUINAS ELECTRICAS. Editorial Reverté. Barcelona, España 1979.
- R. Chauprade/F. Milsant. CONTROL ELECTRONICO DE LOS MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA. Editorial Gustavo Gili S.A. - Barcelona, España 1983.
- R. Chauprade. CONTROL ELECTRONICO DE LOS MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA. Editorial Gustavo Gili S.A. Barcelona, España 1983.
- J.V. Wait/L.P. Huelsman/G.A. Korn. INTRODUCCION AL AMPLIFICADOR OPERACIONAL Y APLICACIONES. Editorial Gustavo Gili S.A. Barcelona, España 1983.
- Gilberto Enríquez Harper. CURSO DE MAQUINAS SINCRONAS. Editorial Limusa S.A. México, D.F. 1983.
- Francisco Ruiz Vasallo. MANUAL DE RECTIFICADORES CONTROLADOS DE SILICIO. Ediciones CEAC. Barcelona, España 1980.

- S.B. Dewan and A. Straughen. POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS. John Wiley & Sons. USA 1975.
- Raymond Ramshaw. ELECTRONICA DE POTENCIA. Marcombo, Boixareu Editores. Barcelona 7 (España).
- Widi y de Vito. EXPERIMENTOS CON EQUIPO ELECTRICO. Editorial Limusa. México 1975.
- Buck Engineering Co., Inc. ELECTRONICA PRACTICA. Vol. 5, - Editorial Limusa 1984.
- Timothy J. Maloney. ELECTRONICA INDUSTRIAL. Editorial Prentice/Hall Internacional, 1983.