



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

"ARAGON"

**MANUAL DE PRACTICAS PARA EL
LABORATORIO DE ELECTRONICA
DE POTENCIA**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRISISTA

P R E S E N T A:

DAVID JAIME GONZALEZ MAXINEZ



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.

PROLOGO

Dentro de la E.N.E.P. ARAGON la carrera de ING. Mecánico Electricista área de electrónica, está formada por las materias de electrónica I,II,III, IV y Circuitos Lógicos y Computadoras, materias que como todos sabemos ninguna acoge a los principales elementos de potencia (SCR y TRIAC).

Debido a esto surge la inquietud por contar con una materia que no sólo hable de los elementos de potencia, sino que los trate en detalle. En consecuencia este trabajo de tesis MANUAL DE PRACTICAS PARA EL LABORATORIO DE ELECTRONICA DE POTENCIA, se ha preparado y ubicado para usarse como seguimiento de las materias de electrónica I, II y III, pero puede utilizarse, después de haber cursado las electrónicas, I y II. El trabajo esta compuesto por cinco capítulos. En los cuatro primeros se pone énfasis en el funcionamiento y aplicaciones del SCR y TRIAC; Omitiendo los calculos matemáticos que forzosamente se involucran en el diseño de cualquier circuito, esto generalmente es debido a que el objetivo de ésta tesis, es la perfecta comprensión de los elementos de potencia. Sin embargo el lector con conocimiento de circuitos eléctricos, electrónica básica (I), y electrónica digital (II) puede desarrollar las ecuaciones que determinan el funcionamiento de cada circuito.

El quinto capítulo, se presenta bajo las formas utilizadas en la E.N.E.P. ARAGON, es decir, cada práctica está compuesta por un trabajo teórico previo, denominado trabajo de casa y un trabajo práctico o de laboratorio. Para este caso, cada práctica contiene la solución tanto teórica como práctica, además se determinan las ecuaciones de diseño y se muestra procedimiento de calculo, para cada uno de los esquemas expuestos, en cada una de las prácticas.

En síntesis el capítulo I contiene toda la teoría de operación del SCR y el TRIAC. Presentando sus características eléctricas, principales parámetros de funcionamiento y circuitos básicos, tanto para el encendido como para el apagado del SCR y TRIAC, así como los diferentes tipos de control utilizados en el disparo de puerta (gate)

El capítulo II está subdividido en dos partes: La primera, trata de los sistemas rectificadores que utilizan diodos y que no es, más que la representación de formas de onda conocidas por el alumno en su curso de electrónica I. La segunda parte, trata de los sistemas rectificadores que utilizan tiristores (SCR) y en los cuales puede controlarse la tensión rectificada de salida. Además, se presenta un análisis matemático completo que permite generalizar los valores de voltaje medio y eficaz, de las principales formas de onda entregadas por estos elementos rectificadores.

El capítulo III detalla el uso de los SCRs en el control de velocidad de los motores de corriente continua, Utilizando

a los sistemas rectificadores con SCRs y a los circuitos trocadores de tensión (Chopper) como los principales circuitos de control.

El capítulo IV muestra el funcionamiento de los convertidores de alterna-alterna, inversores y cicloconvertidores, cuando se utilizan en el control de velocidad de los motores de corriente alterna,

Finalmente, quiero agradecerle al Ing. Jorge Luis Alcantara por haber aceptado dirigirme éste trabajo, además de haber recibido su ayuda incondicional con lo que respecta a los primeros libros de consulta, sobre los cuales inicié el desarrollo de ésta tesis; en igual forma agradezco al Ing. Francisco Pérez Ramírez e Ing. David Abel García quienes contribuyeron con valiosa información técnica, parte de la cual está contenida en este trabajo, Al Ing. Juan Gastaldi Pérez por haberme dado todas las facilidades de equipo y herramienta necesaria para la elaboración de esta tesis.

Por último a la E.N.E.P. ARAGON y a todos mis compañeros de estudios con los cuales compartí las alegrías y sinsabores encontradas en el transcurso de la carrera.

DAVID J. GONZALEZ MAXINEZ.

INTRODUCCION

Los dispositivos utilizados en la "Electrónica de Potencia" son esencialmente compuestos por elementos semiconductores capaces de soportar grandes cantidades de corriente o voltaje, éstos elementos generalmente son los portadores de la corriente o voltaje de carga.

Dentro de los elementos más comunes se encuentran los transistores de potencia, dispositivos darlington, tiristores, etc. Por otro lado el nombre del tiristor es utilizado para designar a un tipo especial de elementos semiconductores formados por una juntura especial de cuatro capas.

Es en esta clasificación, donde dos tiristores se han destacado: el Rectificador Controlado de Silicio (SCR) y TRIAC, elementos capaces de soportar corrientes que van desde los 0.5 hasta los 2400 amperes y voltajes ubicados en el rango de 15 a 2400 volts.

Nuestro estudio esta basado y gira en torno de estos elementos. Los dos basan su acción biestable en la retroalimentación regenerativa dentro de la juntura pnpn, sobre la cual están formados. A su vez, físicamente tienen tres puntos terminales llamados: ánodo, cátodo, puerta y terminal uno (T1), terminal dos (T2) y puerta respectivamente.

Como puede verse tienen un punto terminal común, denominado puerta, y es en este electrodo, donde se realiza el control de estos elementos.

Actualmente el SCR y el TRIAC, tienen gran demanda debido a sus elevados rangos de funcionamiento, así como por sus aplicaciones, que van desde simples protecciones contra sobretensiones hasta el control de velocidad, de motores de corriente directa y de corriente alterna.

CONTENIDO

I	DISPOSITIVOS UTILIZADOS EN LA ELECTRONICA DE POTENCIA	
1.1	Introducción	1
1.2	Características del diodo	2
1.3	Características del transistor	6
1.4	Tiristores	13
1.5.	Técnicas de encendido del SCR	35
1.6	Técnicas de apagados del SCR	37
1.7	Circuitos de disparo del SCR	39
1.8	Circuitos de apagado del SCR	45
1.9	Circuitos típicos SCR (Serie-Paralelo)	52
1.10	El SCR usado como elemento de protección	54
1.11	El tiristor TRIAC	56
1.12	Circuitos de mando para SCR y TRIAC	62
	Bibliografía	72
2	RECTIFICACION	
2.1	Introducción	73

2.2	Elementos rectificadores	75
2.3	Circuitos rectificadores con diodos	91
2.4	Generalidades de cálculo para rectificadores con diodos	117
2.5	Circuitos rectificadores con tiristores (SCR)	133
	Bibliografía	144
3	CONTROL DE MOTORES DE C.D.	
3.1	Introducción	145
3.2	Generalidades del motor de C.D.	149
3.3	Arranque del motor de C.D.	151
3.4	Control de velocidad para el motor de C.D.	157
	Bibliografía	177
4	CONTROL DE MOTORES DE C.A.	
4.1	Introducción	178
4.2	Máquinas de inducción	179
4.3	Arranque del motor de inducción	185
4.4	Control de velocidad del motor de inducción	193
	Bibliografía	226
5	PAQUETE DE PRACTICAS	
5.1	Introducción	227
	PRACTICA 1 " Circuitos generadores de pulsos"	228

PRACTICA 2 " El tiristor SCR"	225
PRACTICA 3 " Circuitos para conmutar al SCR "	273
PRACTICA 4 " Circuitos de retardo y control de lamparas con SCR "	290
PRACTICA 5 " Flip-Flóp de potencia y protección de sobretensiones con SCR "	300
PRACTICA 6 " Rectificación con SCR- "	308
PRACTICA 7 " Aplicación con SCR (Rectificación)"	325
PRACTICA 8 " Tema de Exposición "	332
- Control de un motor de C.D con SCR	
- Control de un motor de C.A con SCR	
Bibliografía	344

C A P I T U L O I
DISPOSITIVOS UTILIZADOS EN
LA ELECTRONICA DE POTENCIA

I.1 INTRODUCCION

Los dispositivos utilizados en la "electrónica de potencia", son básicamente conmutadores, es decir trabajan en un estado de conducción o de no conducción. Generalmente el estudio de estos dispositivos y su aplicación que denominaremos "Electrónica de Potencia" o " Electrónica Industrial", consta de dos partes: La primera trata el estudio de los elementos que conforman la electrónica de potencia, tales como el tiristor SCR y TRIAC, además de estudiar todas las características adyacentes a estos elementos. La segunda parte estudia al sistema electrónico final, en el que se encuentran mezclados los elementos de la electrónica de potencia, elementos semiconductores y otros componentes como: resistencias, condensadores, filtros, etc.

Nuestro estudio comenzará, recordando a dos elementos semiconductores (diodo y transistor) que interactúan con demasiada frecuencia en los circuitos de potencia.

1.2 CARACTERISTICAS DEL DIODO

El diodo es un elemento formado por un material tipo p y un material tipo n. El material de la región n tiene un número mayor de electrones cuya carga es negativa, mientras que el material p tiene un número mayor de huecos o cargas positivas. La figura 1.1 representa ésta unión.

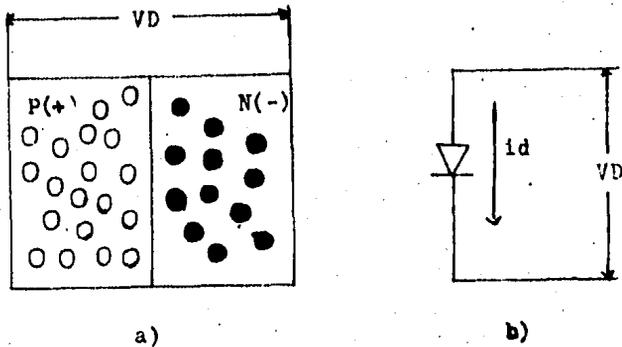


Figura 1.1 El diodo

a) Construcción real; b) Símbolo

1.2.1 POLARIZACION DIRECTA

Un diodo se polariza en directa cuando la terminal positiva de una batería se conecta al material tipo p, mientras que la terminal negativa de la batería lo hace al material n, la figura 1.2a representa esta polarización.

Puesto que los huecos de la región p pasan a través de la unión a la región n y a su vez los electrones de la región n pasan hacia la región p, este movimiento de electrones origina que el diodo se comporte como un buen conductor. Es decir un bajo voltaje origina una alta corriente .

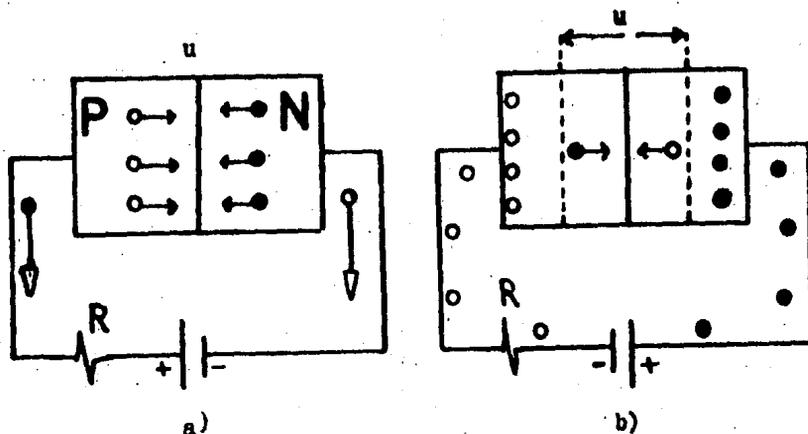


Figura 1.2 Polarización del diodo

a) Polarización directa ; b) Polarización inversa

1.2.2 POLARIZACION INVERSA

Refiriendome a la figura 1.2b. Inicialmente los huecos del material p fluyen al lado negativo de la batería, los electrones del lado n fluyen hacia el

lado positivo de la mencionada fuente, dando por resultado la formación de una región central (u) llamada comunmente región desierta ya que a quedado casi vacía de cargas libres.

Por la unión pn soló circula una corriente inversa de saturación (I_s) que tiene un valor próximo a ce-ro. La corriente de saturación se incrementa con el aumento de temperatura, de tal forma, si la tensión inversa aplicada al diodo es muy elevada, el diodo se calentará y generará pares de electrón-hueco por ionización térmica.

Esta agitación térmica origina un voltaje máximo que el diodo puede soportar inversamente llamado voltaje de ruptura. Si la corriente inversa sigue aumentando trasponiendo la tensión de ruptura se produce el efecto de avalancha destruyendose el dispositivo. Este efecto se visualiza como el movimiento de un electrón libre que choca con un electrón fijo liberandolo de su enlace, a su vez estos electrones chocan con otros electrones fijos, y así sucesivamente.

1.2.3 ECUACION DEL DIODO

La relación teórica existente entre el voltaje a través del diodo y la corriente que circula por el es:

$$I_d = I_{se}(\exp V_d/nVT) - 1 \quad 1.1$$

En donde;

- I_d corriente del diodo (amp)
 - V_d voltaje del diodo (volts)
 - I_s corriente inversa de saturación (amp)
 - q Carga del electrón 1.6×10^{-19} (columbios)
 - k Constante de boltzman 1.38×10^{-23} julios/ $^{\circ}K$
 - T Temperatura absoluta $^{\circ}K$
 - n Constante empírica que varia entre 1 y 2
- " n depende de la recombinación en la región de transición de la juntura"
- Para diodos de germanio $n=1$
- Para diodos de silicio $1 < n < 2$
- V_T Voltaje térmico

A la temperatura ambiente ($300^{\circ}K$)

$$V_T = kT/q = 25 \text{ mv} \quad 1.2$$

Podemos resumir de la siguiente manera;

Si $V_d > 0$ el diodo conduce

Si $V_d \gg V_T$ el diodo esta en plena conducción, para este caso la ecuación 1.1 se aproxima a.

$$I_d = I_s e^{V_d/V_T} \quad 1.3$$

Finalmente la curva característica de este elemento se representa en la figura 1.3

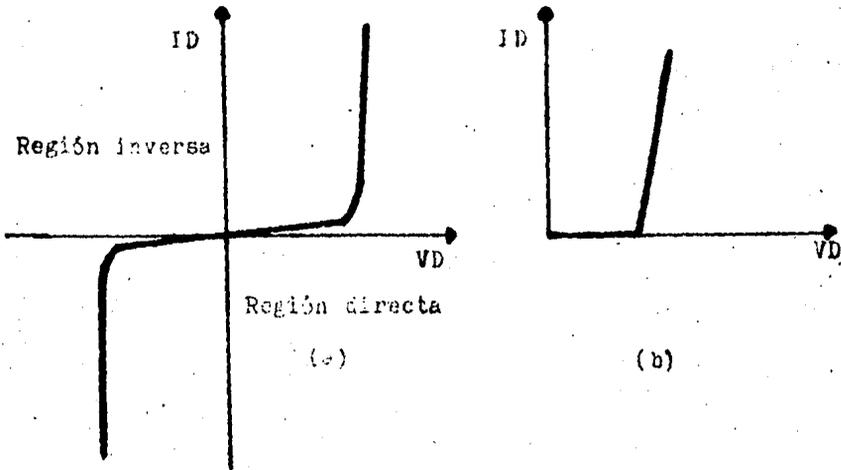


Figura 1.3 Características del diodo

a) Característica real ; b) Característica lineal

1.3 CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR

El transistor bipolar de juntura (TBJ) es un elemento semiconductor formado por dos uniones pn de tal forma que el arreglo puede ser npn o pnp recibiendo así el nombre de transistor npn o pnp respectivamente. Las terminales de esta unión reciben el nombre de emisor (E), base (B), y colector (C) siendo la región de base muy delgada en comparación con las otras regiones. La figura 1.4 muestra la simbología de este dispositivo.

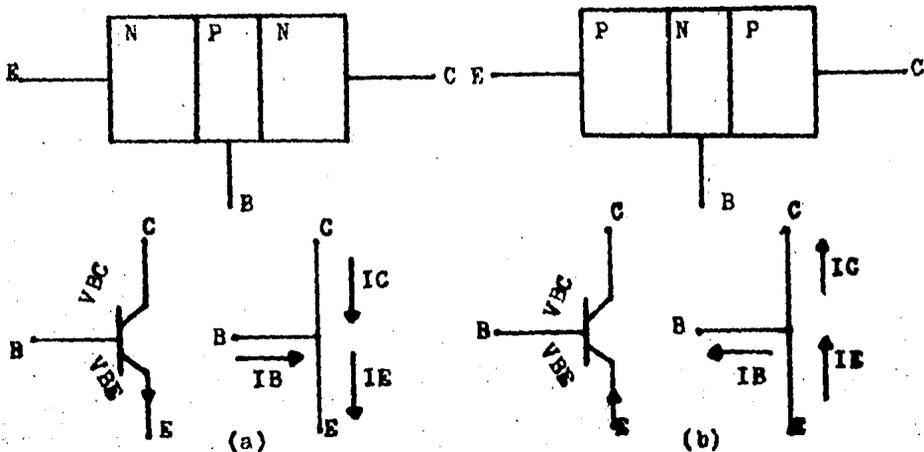


Figura 1.4 Características del transistor

a) Transistor npn ; b) Transistor pnp

El funcionamiento puede describirse haciendo referencia a la figura 1.5a. La fuente V_{BB} polariza en sentido directo a la unión emisor base, los huecos que el emisor inyecta al material tipo n, tienden a cruzar esta región desplazándose casi en totalidad a la región de colector, existe una pequeña recombinación de huecos y electrones en la región de base - aproximadamente 1%, esto debido a que la región de base esta formada por una capa muy delgada en comparación con la región de emisor y colector.

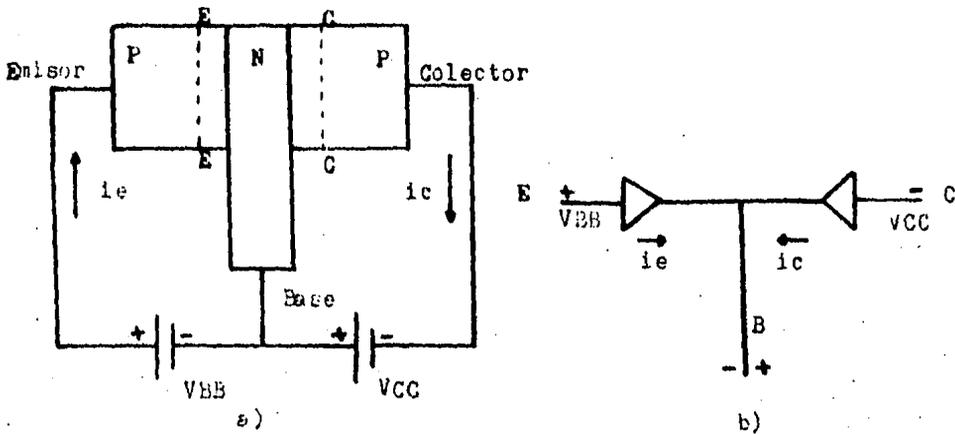


Figura 1.5 Funcionamiento del transistor

a) Característica Real ; b) Analogía en diodos

Puede observarse figura 1.5b que la polarización V_{BB} origina que un diodo este polarizado directamente mientras que la fuente V_{CC} polariza al diodo colector base inversamente. Finalmente a la corriente media en el circuito de emisor, que atraviesa el límite EE, por unidad de tiempo se le conoce como corriente de emisor (i_e), y la corriente media que atraviesa el límite CC se le conoce como corriente de colector (i_c), esta a su vez esta formada por dos términos: El primero es debido al porcentaje de corriente de emisor que llega al colector, y el segundo originado por la batería V_{CC} que hace que el diodo colector base se polarize inversamente circulando por este una corriente inversa de saturación cuando la corriente de emisor es igual a cero.

El porcentaje de la corriente de emisor que llega al colector viene dado por la literal alfa, sus valores característicos se encuentran en el rango de 0.90 a 0.99 aunque es importante mencionar que este porcentaje esta afectado por el tamaño, forma y contaminación del emisor.

De acuerdo a lo anterior la corriente de colector viene dada por:

$$i_c = \alpha i_e + I_s \quad 1.4$$

Donde I_s es la corriente inversa de saturación - llamada comunmente I_{cbo} (corriente de saturación del colector a la base). La ecuación 1.4 queda como:

$$i_c = \alpha i_e + I_{cbo} \quad 1.5$$

De la ecuación de nodos figura 1.4b se obtiene

$$i_e = i_b + i_c$$

y

$$i_b = i_e - i_c$$

sustituyendo la ecuación 1.5 se tiene

$$i_b = i_e - (\alpha i_e + I_{cbo})$$

$$i_b = (1 - \alpha) i_e - I_{cbo}$$

despejando i_e de la ecuación 1.5 y sustituyendo en la anterior se tiene

$$i_b = \left[\frac{1 - \alpha}{\alpha} \right] i_c - I_{cbo} \quad 1.6$$

al término $\alpha/(1-\alpha)$ se le conoce como beta (B) y es la ganancia de corriente en el transistor de base a colector.

Si se sustituye este factor en la ecuación 1.6 y des -preciando la corriente inversa se encuentra.

$$I_c = \beta I_b$$

1.7

1.3.1 EL TRANSISTOR COMO CONMUTADOR

El t**bj** es un elemento que puede operar en cuatro regiones diferentes, dependiendo del tipo de polarización que exista en el transistor. Estas regiones son:

- Región de corte
- Región de saturación
- Región de activo inversa
- Región de activo directa

La tabla 1 muestra las características que presentan las junturas base emisor y base colector para cada región de polarización en un transistor TBJ típico.

JUNTURA BE	JUNTURA BC	REGION DE OPERACION
inversa $V_{be} < 0$	Inversa $V_{bc} < 0$	región de corte
inversa $V_{be} < 0$	directa $V_{bc} > 0$	activo inverso
directa $V_{be} > 0$	directa $V_{bc} > 0$	saturación
directa $V_{be} > 0$	inversa $V_{bc} < 0$	activo directa

Tabla 1 Características de tensión para la polariza -ción del transistor.

Como se menciono anteriormente la electrónica de potencia es una electrónica de conmutación, de igual manera podemos conciderar el funcionamiento de transistor, es decir podemos ocuparlo como conmutador, analizando únicamente las regiones de corte y saturación.

La figura 1.6 muestra el esquema básico de un inversor; para el funcionamiento. Cuando $V_i=0$ " 0 lógico" la polarización base emisor es igual a cero y la polarización base colector es inversa, por lo tanto el transistor esta cortado y puede sustituirse por su modelo figura 1.6b, la salida por colector será $V_O=V_{CC}$ "1 lógico", el transistor permanecerá en este estado siempre y cuando $V_i < V_{iL}$ figura 1.7 En el tiempo durante el cual $V_{iL} < V_i < V_{iH}$ el transistor se encuentra en la región de activa y funciona como amplificador.

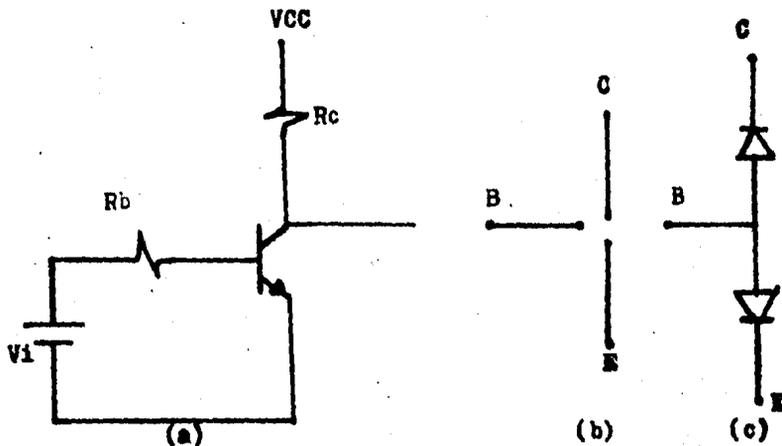


Figura 1.6 El transistor como inversor

- (a) Configuración básica ; (b) Modelo de corte ; (c) Modelo de saturación

Cuando se tiene que el voltaje V_i es lo suficientemente grande como para romper la caída en la resistencia R_B y la caída V_{be} del transistor, la unión base emisor y base colector se polarizan directamente, ocasionando que el transistor entre a la región de saturación. La salida por colector será, $V_O = V_{ce}(\text{sat})$ "0 lógico", en ese momento la corriente de colector i_c y el voltaje $V_{ce}(\text{sat})$ se mantienen constante aunque la corriente de base i_b aumente.

La figura 1.7 representa la función de transferencia de este circuito, donde:

- EOC Región de borde de corté
- EOS Región al borde de saturación
- V_{OH} Voltaje de salida alto
- V_{OL} Voltaje de salida bajo
- V_{IL} Voltaje de entrada bajo
- V_{IH} Voltaje de entrada alto

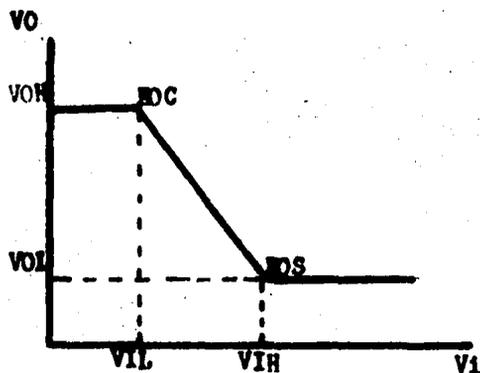


Figura 1.7 Curva Característica de un inversor

1.4 TIRISTORES

El término tiristor designa a toda una familia de semiconductores, el estado del tiristor depende de los efectos de realimentación en la juntura pnpn, estas uniones pueden ser dos o más y los elementos pueden ser unidireccionales o bidireccionales con dos o más terminales. La tabla 2 muestra la simbología y curva característica (V-I) de los diferentes dispositivos que conforman la familia de los tiristores.

Los tiristores que mayor aplicación han tenido dentro de la industria son el SCR y TRIAC. Su característica principal es que normalmente permanecen bloqueados, hasta el momento en el cual se les hace conducir, actuando sobre el electrodo de control.

La figura 1.8 representa los modos posibles de funcionamiento de un SCR, Supongamos que se tiene una señal rectificadora como en el caso de la figura 1.8a, el SCR puede bloquear algunas semiondas de tensión o dispararse hasta un poco después del principio de cada semionda de tensión tal como lo muestra el dibujo b y c de la figura 1.8 .

Cuando se actúa un poco después del inicio de la semionda, solo se ocupa una parte de la potencia total.

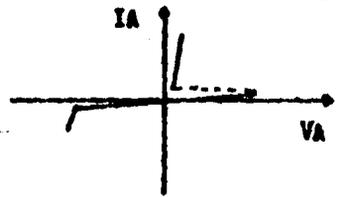
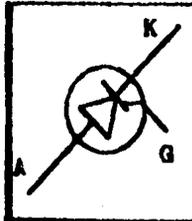
NOMBRE DEL TIRISTOR

SIMBOLO

CARACTERISTICA V-I

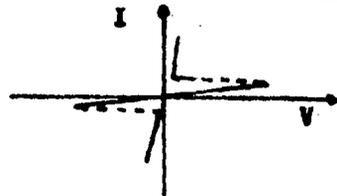
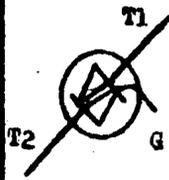
SCR

Rectificador controlado de silicio



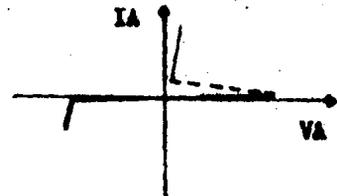
TRIAC

Tiristor bidireccional



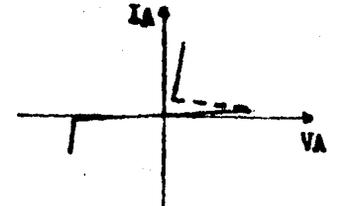
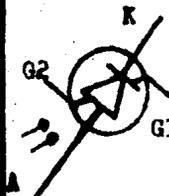
SCS

Interruptor controlado de silicio



LASCS

Interruptor controlado de silicio activado por luz



LASCR

Rectificador controlado de silicio activado por luz

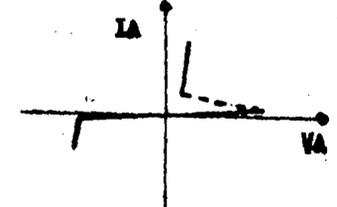


Tabla 2 Simbología y características V-I de la familia de tiristores.

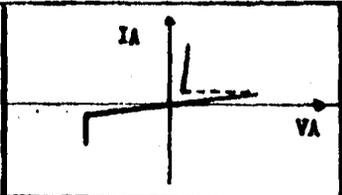
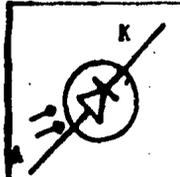
NOMBRE DEL TIRISTOR

SIMBOLO

CARACTERISTICA V-I

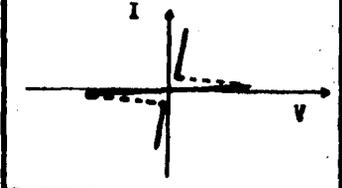
LAS

Interruptor activa-
do por luz



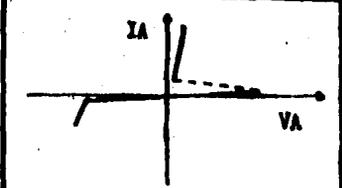
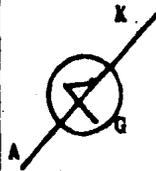
DIAC

Tiristor bidireccio-
nal



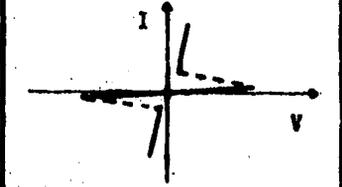
SUS

Conmutador unilate-
ral de silicio



SBS

Conmutador bilate-
ral de silicio



PUT

Transistor de uni-
juntura programable

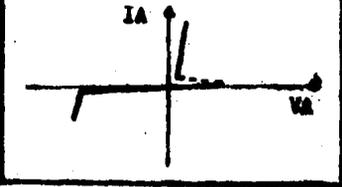


Tabla 2 Simbología y características V-I de la fami-
lia de los tiristores.

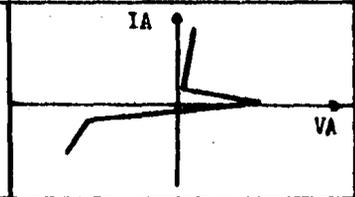
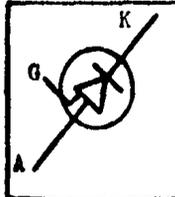
NOMBRE DEL TIRISTOR

SIMBOLO

CARACTERISTICA V-I

LAPUT

Transistor de uni -
juntura programable
activado por luz



ASBS

Conmutador bilate -
ral de silicio asi -
metrico

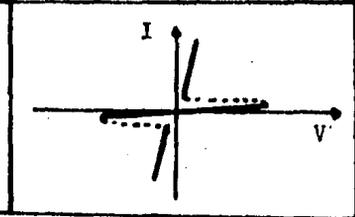
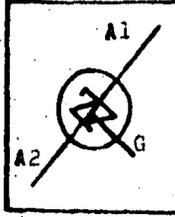


Tabla 2 Simbología y características V-I de la fami -
lia de los tiristores.

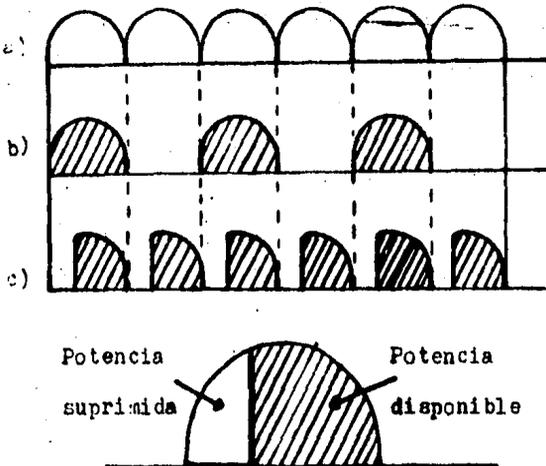


Figura 1.8 Principio de funcionamiento en un SCR

1.4.1 EL TIRISTOR SCR

El SCR es un dispositivo semiconductor previsto de tres terminales, ánodo (A), cátodo (C), y un electródo de disparo llamado puerta (G).

Puede considerarse como un elemento unidireccional y la corriente sólo puede fluir de ánodo a cátodo. En la figura 1.9 se representa a este dispositivo.

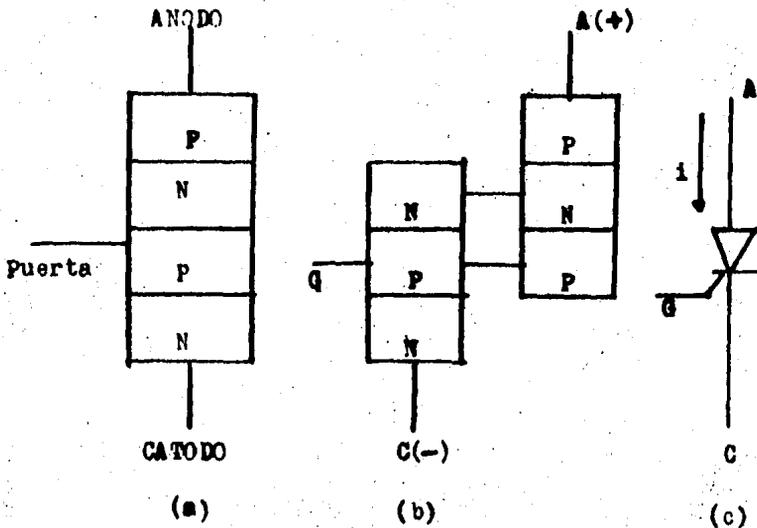


Figura 1.9 Rectificador controlado de silicio
(a) Construcción real; (b) Diagrama Eléctrico; (c) Símbolo

1.4.1.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Analizando la juntura pnpn (figura 1.9) con respecto a la unión pn (diodo), se tiene que la unión pnpn representa tres diodos conectados en serie, tal como lo muestra la figura 1.10b, si no existe polarización y consideramos al ánodo positivo con respecto al cátodo, se observa que los diodos D1 y D3 están polarizados directamente, pero el diodo D2 lo está en sentido inverso, dando por resultado que no existe forma de conducción de ánodo a cátodo.

Igualmente sucede si tomamos al cátodo positivo con respecto al ánodo (polarización inversa), siempre existe una unión que impide la conducción.

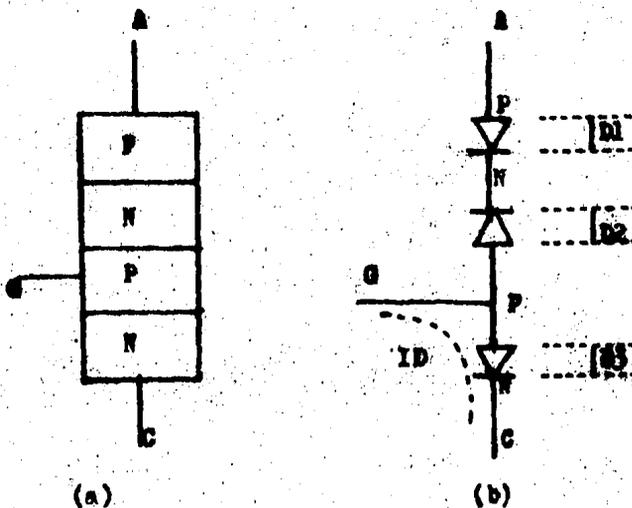


Figura 1.10 Modelo de diodo SCR

(a) Construcción real ; (b) Analogía del SCR con tres diodos

Por otro lado si el ánodo es positivo con respecto al cátodo y la puerta esta polarizada positivamente con respecto al cátodo el SCR equivale a un diodo en conducción, tal como lo indica la línea punteada de la figura 1.10b

1.4.1.2 MODELO DE DOS TRANSISTORES PARA EL SCR

La simple estructura pnpn del tiristor puede ser visualizada interconectando dos transistores, un transistor npn y un pnp, es más, el funcionamiento de un SCR puede reproducirse conectando a los dos transistores como se muestra en la figura 1.11.

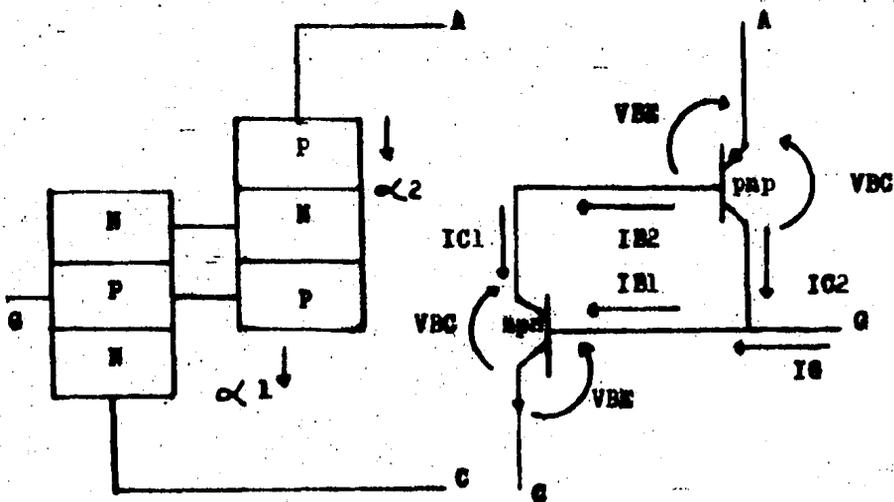


Figura 1.11 Analogía del SCR con dos transistores

Si la compuerta (G) es negativa o tiene un valor cercano a los cero volts, el transistor npn esta en corte y no existe corriente de colector. La corriente del colector npn suministra la corriente de base al transistor pnp y viceversa, por tanto si un transistor esta cortado el otro también lo estará. En este caso la impedancia entre ánodo y cátodo idealmente es infinita.

Si la tensión en la compuerta se hace positiva hasta que exista corriente de colector en el transistor npn, dicha corriente de colector se convierte en la corriente de base del transistor pnp el cual comienza a conducir. La corriente de colector de cada uno de los transistores se convierte en la corriente de base del otro transistor, por lo que se inicia una acción acumulativa, ya que un incremento de corriente en una unidad provoca un incremento de corriente en la otra. Esta acción acumulativa termina cuando ambos transistores llegan a saturación. Entonces la impedancia entre ánodo y cátodo es muy baja idealmente igual a cero. Por lo que se dice que la compuerta "dispara" al tiristor (SCR).

Una vez cebado (disparado) el tiristor la compuerta pierde todo el control sobre el mismo, gene

ralmente la corriente de colector del pnp es mayor que la corriente de cebado (corriente externa de la compuerta) dando por resultado que el circuito externo de la compuerta puede disparar al SCR pero tiene problemas para apagarlo.

Para apagar al SCR la polarización de la compuerta debe estar en la posición inversa y el voltaje de ánodo debe reducirse a casi cero volts. Con esta condición no circula corriente de colector a través del pnp y la compuerta recupera el control sobre el circuito.

Refiriendome a la figura 1.11 si consideramos

a:

- α_1 Como la ganancia de corriente del npn (fracción de corriente de electrones inyectada en el emisor y que llega al colector del npn)
- α_2 Como la ganancia de corriente del pnp (fracción de corriente de huecos inyectada en el emisor y que llega al colector del pnp)

La corriente en el colector IC1 y IC2 será:

$$IC1 = \alpha_1 I_a$$

$$IC2 = \alpha_2 I_a$$

La corriente total de ánodo (IA) será

$$IA = IC1 + IC2$$

Recordando que la corriente de colector se debe a dos factores $IC = \alpha IE + ICx$: donde ICx es la corriente I_s (corriente inversa o de fuga) se tiene que

$$IA = IC1 + IC2 + ICx$$

$$IA = \alpha_1 IA + \alpha_2 IA + ICx$$

$$IA = \frac{ICx}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

$$1.8$$

La ecuación 1.8 indica que para valores pequeños de α (el denominador se acerca a la unidad, dando por resultado que la corriente de ánodo sea ligeramente mayor que la corriente de fuga.

Cuando la corriente ICx aumenta por cualquier motivo el denominador tiende a cero y la corriente IA a infinito, en estas condiciones el SCR se dispara.

Brevemente se ha mencionado el funcionamiento del SCR, así pues la curva característica V-I que resume este funcionamiento esta ilustrada en la figura 1.12. En la zona de bloqueo directo a medida que se incrementa el voltaje directo la corriente de fuga directa no se incrementa en la misma medida hasta que se alcanza el punto en el que la multiplicación por avalancha tiene lugar. Pasado ese punto la corriente de fuga directa se incrementa rápidamente hasta que la corriente total, a través del componente es suficiente para llevar la ganancia a ≥ 1 .

Con esta condición el dispositivo entra en la zona de - alta conducción con la previsión de que la corriente de ánodo se mantenga por encima de un mínimo llamado corriente de mantenimiento (IH). Si la corriente de ánodo cae por debajo de la corriente de mantenimiento, entonces - el dispositivo entra en la zona de bloqueo directo.

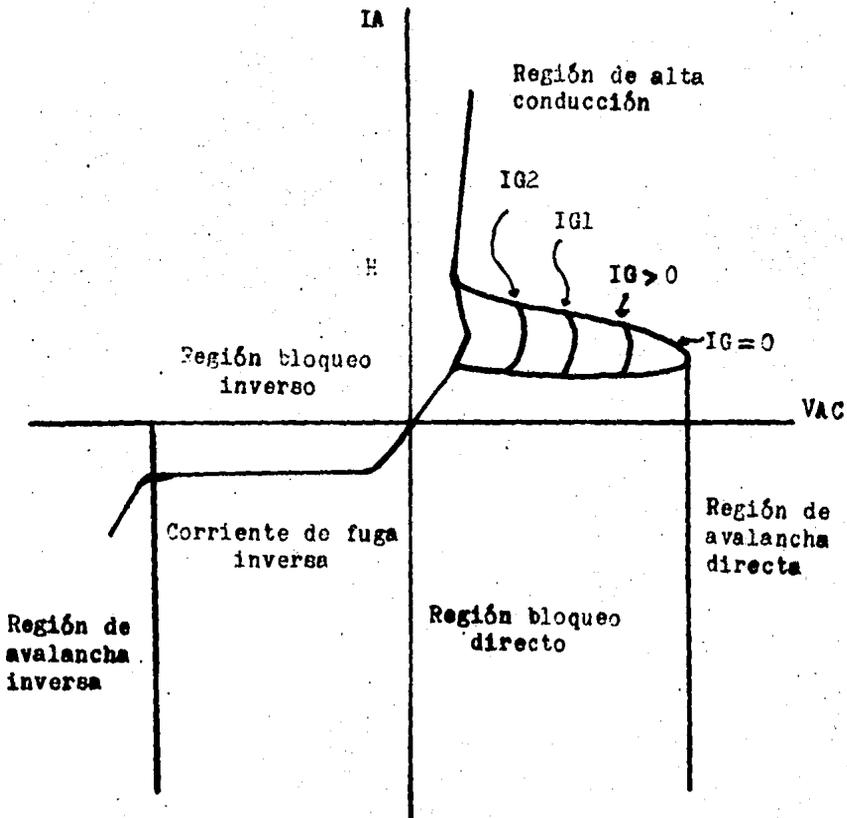


Figura 1.12 Característica tensión-corriente de un SCR

Al aplicar una tensión inversa al dispositivo se observa la existencia de una débil corriente de fuga inversa, la cual es incrementada si se aumenta la tensión inversa hasta llegar a un punto en el cual la corriente alcanza valores elevados en forma brusca provocando la destrucción del dispositivo, tal situación se alcanza para un valor de tensión inversa llamada tensión inversa máxima.

Finalmente la figura 1.12 indica que la tensión de encendido es función de la corriente de puerta, decreciendo cuando la corriente de puerta crece y aumentando cuando la corriente decrece; cuando la corriente de puerta es muy elevada la ruptura puede ocurrir a tensiones tan bajas que la característica se parezca a la de un diodo de unión pn.

En resumen podemos considerar tres tipos de polarización:

1.- Polarización inversa

Condición en la cual el SCR está bloqueado y no existe conducción, las condiciones de tensión para una polarización inversa suelen ser especificadas por el fabricante.

2.- Polarización directa y bloqueado

Condición en cual el ánodo es más positivo que el cátodo pero no existe disparo de puerta.

3.- Polarización directa o de conducción.

En esta condición el SCR conduce, pues además de tener una tensión positiva entre ánodo y cátodo existe disparo de puerta, este a su vez debe ser lo suficientemente grande para que pueda existir conducción. El SCR, mientras conduce, se comporta como un diodo y sólo se bloquea cuando la corriente directa cae por debajo de la corriente de mantenimiento.

1.4.1.3 CARACTERISTICAS GENERALES DEL SCR

Las características del SCR deben ser convenientemente tratadas a fin de que pueda ser adecuadamente utilizado y protegido. Dicho así, las características pueden clasificarse como:

- a) Características estáticas
- b) Características de mando
- c) Características dinámicas
- d) Características térmicas

a) CARACTERISTICAS ESTATICAS

En este tipo de características no interviene la corriente de puerta, por lo que en las siguientes defi -

niciones no influye el circuito de disparo.

- La tensión directa de cresta o pico

Es la tensión límite positiva de ánodo por encima - de la cual el tiristor se puede deteriorar. Esta tensión es proporcionada por el fabricante.

- Tensión directa de disparo (vd)

Es la mínima tensión de ánodo a cátodo necesaria - para la activación cuando no hay aplicada señal eléctrica de puerta.

- Tensión inversa de cresta o pico

Es la máxima tensión repetitiva que puede ser aplica da al tiristor siendo el cátodo positivo con respecto al ánodo. Si se excede ésta tensión puede haber ruptura por avalancha y el tiristor se dañará. Esta tensión es pro - porcionada por el fabricante.

- Corriente de fuga directa

Esta corriente se origina cuando la polarización - ánodo-cátodo es positiva, pero no existe señal de puerta, y con esto el SCR permanecerá en el estado de no conducción.

- Corriente de fuga inversa

Es la corriente creada cuando no existe señal de -

puerta y el cátodo es positivo con respecto al ánodo.

b) CARACTERÍSTICAS DE MANDO

Este tipo de características se refieren al control del SCR cuando existe disparo de puerta.

La figura 1.13 relaciona la tensión existente puerta-cátodo, en función de la corriente de puerta. La parte limitada por la intersección de las líneas ABCD nos indican la zona en la que el SCR conduce, es decir el pulso de disparo fué suficiente para propiciar la conducción.

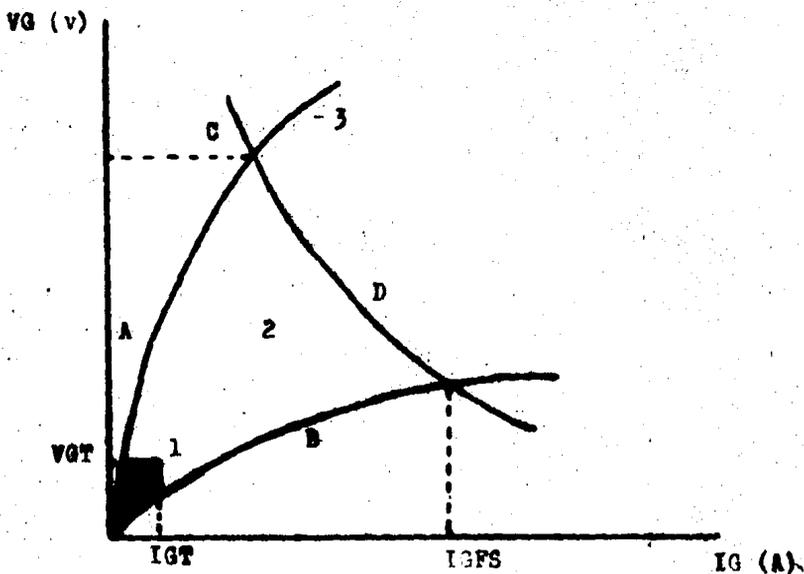


Figura 1.13 Característica VG - IG del SCR

La intercección de éstas líneas limitán tres zonas de intereses;

- (1) Zona de disparo incierto
- (2) Zona de encendido seguro
- (3) Zona prohibida por posible destrucción del dispositivo

La parte sombreada de la figura 1.13 representa la zona de disparo inseguro, es decir, para un determinado valor de corriente y voltaje de puerta el tiristor no se dispara. Los valores mínimos de corriente y voltaje de puerta para disparar el SCR son dados por el fabricante.

La zona tres está limitada por dos puntos máximos, corriente y tensión máximas de disparo; estos puntos no deben ser rebasados, de ser así se corre el riesgo de destruir al dispositivo. Generalmente el fabricante proporciona los máximos valores de operación.

Dentro de las características de mando, los parámetros más importantes son:

- Corriente de puerta (IGT)

Valor de corriente necesario para asegurar el disparo del tiristor.

- Tensión de disparo (VGT)

La tensión de disparo esta intimamente ligada con la corriente de puerta, pero puede definirse como la tensión mínima que ocasiona que el SCR se dispare.

El valor de IGT y VGT son proporcionados por el fabricante.

- Corriente máxima de puerta (IGFS)

Valor máximo instantáneo que puede alcanzar el pico de corriente en el electrodo de disparo, a esta corriente le corresponde a su vez una tensión máxima de puerta (VGFS)

- Potencia de pico de puerta

Corresponde a la potencia máxima disipada en la unión puerta-cátodo, cuando se aplica una señal de disparo no continua.

El resumen; el diseñador debe tomar en cuenta los parámetros de IGT y VGT, para asegurar el disparo y conducción del SCR. En la figura 1.14 se muestra una gráfica que representa los estados de conducción y bloqueo en el SCR como consecuencia de un disparo fallido.

c) CARACTERISTICAS DINAMICAS

Estas características se obtienen cuando el elemento ya esta en funcionamiento.

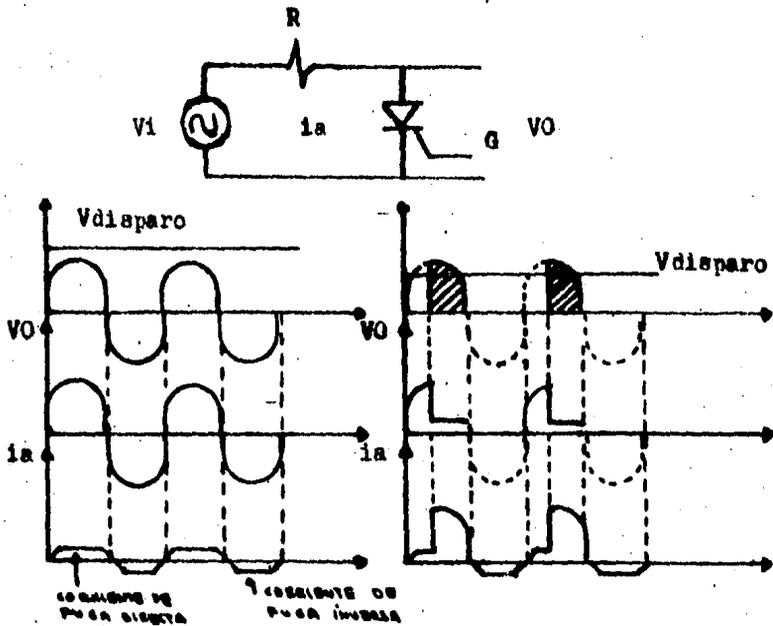


Figura 1.14 Representación del estado de conducción y bloqueo en un SCR, cuando no existe la corriente necesaria para el disparo.

(a) Disparo fallido ; (b) Disparo oportuno

Los parámetros más importantes son:

- Tensión inversa accidental

Es la tensión inversa que puede aparecer ocasionalmente entre ánodo y cátodo, y que el dispositivo puede aguantar sin daño alguno siempre y cuando esta tensión no se repita en el próximo ciclo.

- Corriente directa accidental

Es el máximo valor admisible de las corrientes ánodo-cátodo que se puedan alcanzar accidentalmente, este valor es proporcionado por el fabricante.

- Corriente de enganche

Es la corriente de ánodo mínima que provoca el paso de corriente en el tiristor, su valor es dos o tres veces la corriente de mantenimiento. A este valor de -corriente le corresponde una tensión de enganche.

- Corriente de mantenimiento

Es la corriente necesaria de ánodo que debe cir -cular para mantener al dispositivo en estado de conducción, a este valor de corriente le corresponde una tensión de mantenimiento.

d) CARACTERISTICAS TERMICAS

En estas características se encuentra la influencia de la temperatura en los elementos semiconductor -res. También abarca los tipos de pérdidas que sufre -el elemento semiconductor.

i) Influencia de la temperatura

La energía eléctrica disipada en el tiristor independientemente del sentido en el que circule la -corriente, aparece en la forma de energía térmica en las uniones, de tal manera que esa potencia pérdida-repercute en el calentamiento del elemento. Podemos considerar que esta pérdida de energía calorífica -es insignificante con respecto a la energía total -del dispositivo, sin embargo, debe tenerse en cuenta-que la elevación de la temperatura en la unión viene

fijada por la temperatura ambiente; por ejemplo, las -
temperaturas ambiente de trabajo industriales están en
el rango de 50 a 60°C, y la temperatura máxima admisi-
ble es un dispositivo de silicio se encuentra entre -
120 y 180°C.

La constante térmica del transistor es corta y en -
consecuencia no debe excederse de los valores nominales.
Si se diera el caso en el cual la temperatura del dis-
positivo es demasiado alta, se usarán elementos disipa-
dores de calor; finalmente los parámetros más importan-
tes con respecto a la temperatura.

- Temperatura de la unión (t_u)

Cuando el dispositivo funciona en estado permanen-
te se establece un equilibrio térmico entre las uniones
y el aire del medio ambiente, luego entonces, la cantidad
de calor que se desprende del cristal es proporcional
a la diferencia existente entre la temperatura de la -
unión y la del ambiente. Haciendo una analogía con la
ley de OHM, podemos considerar que la diferencia de -
temperaturas origina una diferencia de potencial térmi-
co, entonces existirá una corriente de conducción tér-
mica, originando esta a su vez, una resistencia térmi-
ca. La temperatura (t_u), no puede medirse directamen-
te pero puede determinarse por medio de la temperatura
ambiente y de las condiciones eléctricas del dispositi-
vo.

- Temperatura de la capsula (T_c)

Este tipo de temperatura puede medirse directamente, para una medición exacta es necesario medir en la capsula que encierra al cristal, colocando el sensor en el punto más caliente, es decir, el más próximo a la unión.

ii) POTENCIA DISIPADA

Otro factor importante en las características térmicas es el consistente a la potencia disipada, la cual está íntimamente ligada con la conducción de corriente y la caída de tensión directa.

La potencia disipada en el tiristor se debe a:

- a) Pérdidas por conducción directa
- b) Pérdidas por conmutación
- c) Pérdidas por corriente de fuga en el edo. de bloqueo directo
- d) Pérdidas por corriente de fuga en el edo. de bloqueo inverso
- e) Pérdidas en el circuito de puerta.

- Pérdidas por conducción directa.

Las pérdidas así definidas, son debidas a la corriente media de ánodo multiplicada por la caída de tensión directa, donde esta multiplicación nos da la potencia media disipada en el tiristor.

Este tipo de pérdida es la más grande que existe en este dispositivo.

- Pérdidas por conmutación (cebado, extinción)

Este tipo de pérdidas son originadas cuando se utiliza una conmutación rápida al estado de corte, ya que la tensión inversa puede aumentar hasta un valor cercano a la corriente directa. La disipación tiene lugar cuando la impedancia del tiristor comienza a aumentar ya que en ese momento disminuye la corriente y aumenta la tensión inversa.

La pérdida que ocasiona el cebado es más elevada que la pérdida en extinción, esto se debe a que el proceso de conmutación tiene lugar en tiempo finito.

- Pérdidas en el circuito de puerta

Esta pérdida es debida a la señal utilizada para disparar al SCR. por tanto la pérdida será pequeña si se utilizan señales de impulso para cebar al tiristor.

- Pérdidas por corriente de fuga en el estado de bloqueo (directo o inverso)

Esté tipo de pérdida es muy pequeña en comparación con la pérdida por conducción directa, esto se debe a que una polarización directa o inversa, estando la puerta flotando, sólo provee una pequeña corriente de fuga, la cual es despreciable.

La pérdida de este tipo será la relación que existe al integrar las formas de onda del producto tensión por corriente.

1.5 TECNICAS DE ENCENDIDO DEL SCR

Las formas más usuales para poner al tiristor en estado de conducción son las referentes a :

- a) Conducción por señal eléctrica de puerta
- b) Conducción por tensión de ruptura
- c) Conducción o activación por luz
- d) Conducción por temperatura
- e) Conducción por aumento dv/dt

a) DISPARO POR SEÑAL ELECTRICA DE PUERTA

Refiriendonos a la figura 1.15 . Cuando el SCR - está debidamente polarizado y se aplica un impulso positivo de mando en su puerta (corriente I_G), el transistor T_1 recibe una corriente de base (I_{B1}) que, en ese momento, es igual a la corriente de puerta.

Si consideramos a B_1 como la ganancia del transistor la corriente del colector T_1 será.

$$I_{C1} = I_{G1}$$

esta corriente a su vez se inyecta a la base de T_2 , entregando este una corriente de colector igual a

$$I_{C2} = I_{G1}B_2$$

la cual vuelve a aplicarse mediante retroalimentación-positiva a la base de T_1 . Pueden observarse dos casos;

- 1.- Si $B1B2 < 1$ el elemento no se dispara
- 2.- Si $B1B2 \geq 1$ el elemento se dispara por el fenómeno de amplificación

Estas desigualdades están en función de la corriente de puerta y de la ganancia beta, esta a su vez está limitada por la corriente de emisor, por lo cual, si la corriente de puerta es débil, $B1B2 < 1$, no existe disparo, si por el contrario la corriente de puerta aumenta, la corriente de emisor crece y entonces $B1B2 > 1$, y existe disparo.

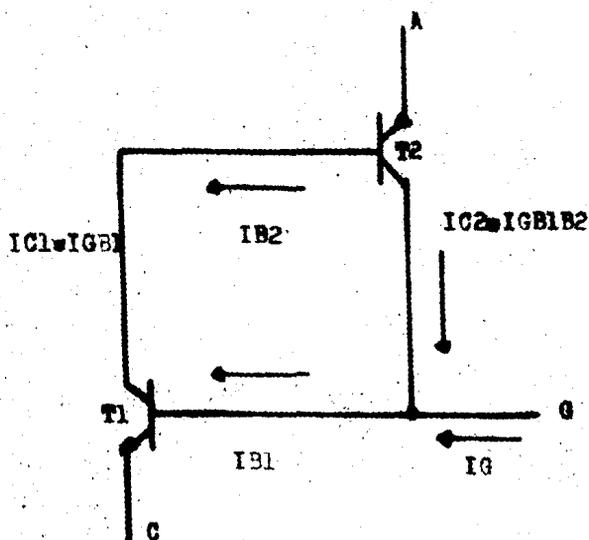


Figura 1.15 Representación, para el disparo eléctrico de puerta.

b) CONDUCCION POR TENSION DE RUPTURA

El aumento de tensión directa ánodo-cátodo produce que la unión del diodo D2 se ensanche figura 1.10b, si la tensión sigue aumentando la corriente de fuga de la mencionada unión adquiere suficiente energía como para romper las uniones covalentes y generar electrones, - produciéndose el fenómeno de avalancha y con esto el - SCR conduce.

c) CONDUCCION O ACTIVACION POR LUZ.

Un haz luminoso dirigido a la puerta puede liberar pares de electrones, produciendo el consiguiente - aumento de corriente, cuando esta alcanza un valor de terminado el SCR se dispara.

d) CONDUCCION POR TEMPERATURA

En un transistor de silicio la corriente inversa de fuga se duplica cada 8°C al aumentar la temperatura, si la temperatura aumenta, aumenta la corriente de fuga, si la corriente de fuga alcanza un valor determinado puede dispararse el SCR.

c) CONDUCCION POR AUMENTO DE dv/dt

Un aumento brusco de la tensión entre ánodo y cátodo, puede producir una corriente transitoria de puerta, originada por las capacidades existentes entre ánodo-puerta y entre puerta-cátodo. Esta capacidad se carga con una corriente $i_c = Cdv_c/dt$ si la corriente i_c

es tan elevada que pueda hacer que $\langle 1 \rightarrow 2 \rangle$ el tiristor se dispare, este tipo de disparo debe ser evitado, ya que los tiristores están limitados a valores de dv/dt , en el ánodo, comprendidos entre 20 y 200 V/us.

1.6 TECNICAS DE APAGADO DEL SCR

El apagado en un SCR puede ser hecho por;

a) Conmutación natural

b) Conmutación forzada

a) CORTE POR CONMUTACION NATURAL

El tiristor se corta, cuando la corriente de ánodo se reduce por debajo de un valor mínimo llamado corriente de mantenimiento.

En un circuito de corriente continua, si la tensión de ánodo es positiva con respecto al cátodo, la corriente de ánodo puede reducirse mediante; aumentando la impedancia de carga, abriendo el interruptor de línea o derivando parte de la corriente de carga mediante un circuito en paralelo con el tiristor, es decir, cortocircuitando al dispositivo.

Con una alimentación de alterna, la tensión de entrada se invierte cada semiciclo, luego entonces, un tiristor conectado a la línea tendrá polarización inversa cada semiciclo y se cortará.

b) CORTE POR CONMUTACION FORZADA

Este tipo de conmutación tiene su mayor aplicación en los circuitos alimentados por continua. El método consiste en colocar un capacitor en paralelo con un tiristor, durante el tiempo de descarga el condensador polariza inversamente al tiristor y lo bloquea.

1.7. CIRCUITOS DE DISPARO DEL SCR

Como es sabido para disparar al SCR es necesario aplicar un impulso de puerta. El requisito para encenderlo es que la tensión de puerta tenga un valor comprendido entre 2 y 10 volts, para originar una corriente cuya intensidad este comprendida entre 100 μ A y 1500 mA figura 1.16

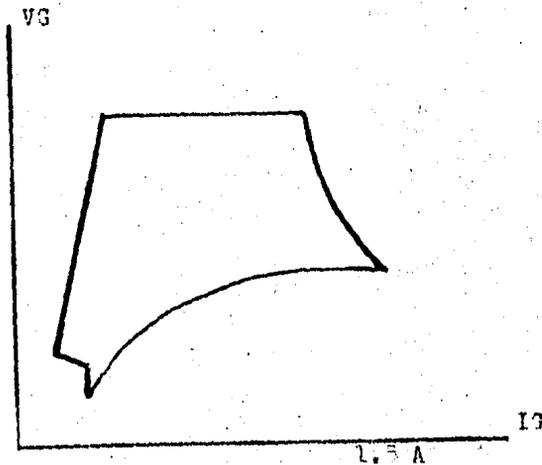


Figura 1.16 Requerimientos para el encendido del SCR (característica VG-IG)

En forma general existen tres formas de disparar al tiristor para conmutarlo al estado de conducción, - estas formas son:

- a) Disparo por corriente continua
- b) Disparo por corriente alterna
- c) Disparo por impulsos

a) DISPARO POR CORRIENTE CONTINUA

En la figura 1.17 se muestra un circuito de disparo con esta modalidad.

En el momento que el interruptor se cierra la corriente originada por la fuente de alimentación crea un impulso (corriente) de puerta que dispara al SCR para su conducción. Cuando el SCR conduce la caída en el es de aproximadamente un volt.

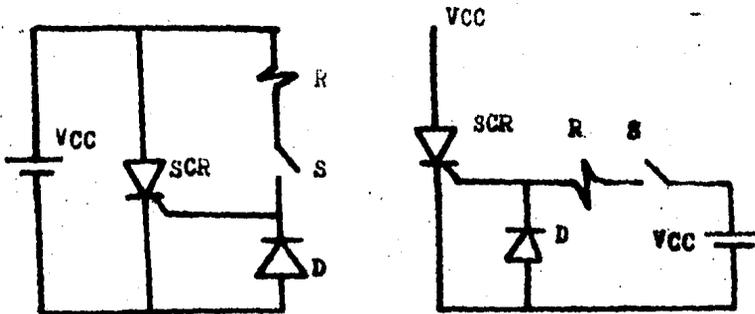


Figura 1.17 Disparo por corriente continua

- (a) Utilización de una fuente; (b) Utilización de dos fuentes.

Cuando el SCR conduce la corriente de puerta disminuye, el resistor R tiene como finalidad, limitar la corriente de puerta, el diodo D previene el momento en el cual el tiristor deja de conducir y puede producir una tensión inversa entre puerta y cátodo, el diodo limita esta tensión a 1 volt aproximadamente. El circuito de la figura 1.17b funciona bajo el mismo principio, la modificación existente es que este circuito incluye una fuente extra utilizada para cebar al tiristor.

b) DISPARO POR CORRIENTE ALTERNA

El control por ángulo de fase es el método más usado para disparar a un SCR por corriente alterna, este método consiste en modular la potencia de acuerdo a los requerimientos deseados.

La forma más sencilla de modular esta potencia es variando la tensión durante la cual puede circular corriente en el tiristor, es decir, el diseñador puede determinar en que momento debe de conducir el tiristor. La figura 1.18 representa el período de conducción en una semionda, la parte sombreada representa la tensión aprovechable.

Un circuito usado para obtener un ángulo de conducción de 90° es el mostrado en la figura 1.19a .

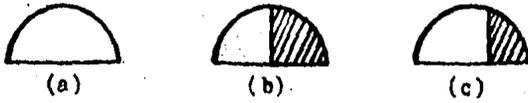


Figura 1.18 Principio de regulación por ángulo de fase.

- (a) No hay conducción ; (b) Conducción de 90°
- (c) Conducción de 150°

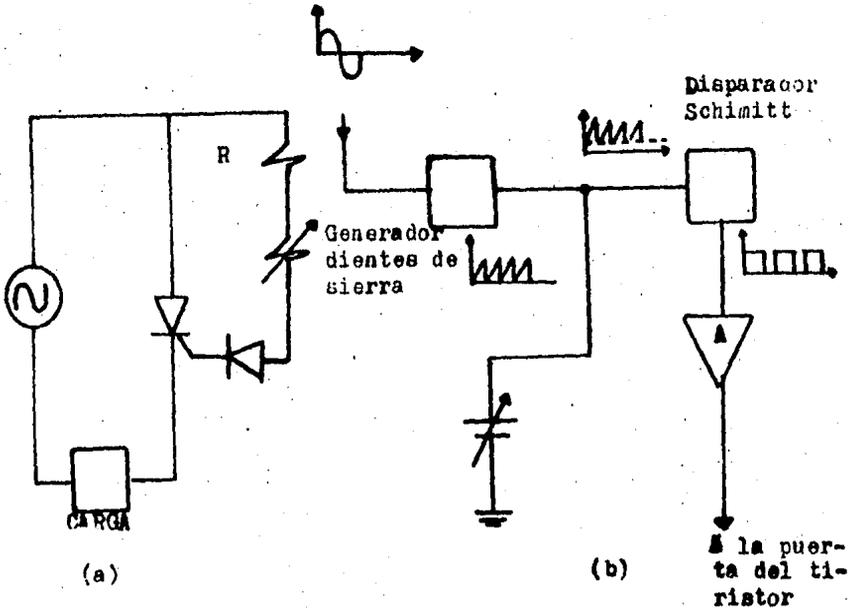


Figura 1.19 Circuitos de disparo por corriente alterna

- (a) Circuito de conducción de 90°
- (b) Circuito de conducción de 180°

Dependiendo del valor de la resistencia R y del resistor variable, se retarda el tiempo o fase, siendo la tensión de polarización lo suficientemente positiva, para que la corriente de puerta pueda cebar al tiristor.

En la figura 1.19b se ha representado un circuito en forma de bloques que cubre una variación de fase de casi 180° . Podemos describir el funcionamiento de la siguiente manera. Inicialmente la señal alterna es aplicada a un generador de dientes de sierra, la salida del generador es conectada a un disparador schmitt obteniéndose en este, impulsos que irán dirigidos a la puerta del tiristor para su cebado.

c) DISPARO POR IMPULSOS

Otro método que se utiliza para disparar un tiristor, es el referente al empleo de pulsos, donde estos debén tener la potencia necesaria para asegurar el disparo.

Existen dos formas simples de excitar la puerta; - puede excitarse por una sucesión de pulsos, que pueden estar controlados por el tiempo, o pulsos simples, estos únicamente proveen una excitación o corte en el electrodo de puerta.

Los pulsos de excitación y corte pueden obtenerse a partir de un multivibrador monoestable con transistor.

Otro circuito que puede producir impulsos simples o múltiples es el mostrado en la figura 1.20 este circuito emplea a un transistor uniunión UJT, el disparo se obtiene de la siguiente forma.

Cuando se cierra el interruptor el capacitor se carga a través de R en un tiempo determinado por la constante RC, cuando el capacitor se ha cargado hasta el punto de avalancha del UJT este conduce y el capacitor se descarga apareciendo un impulso en la base uno, este impulso dispara al SCR.

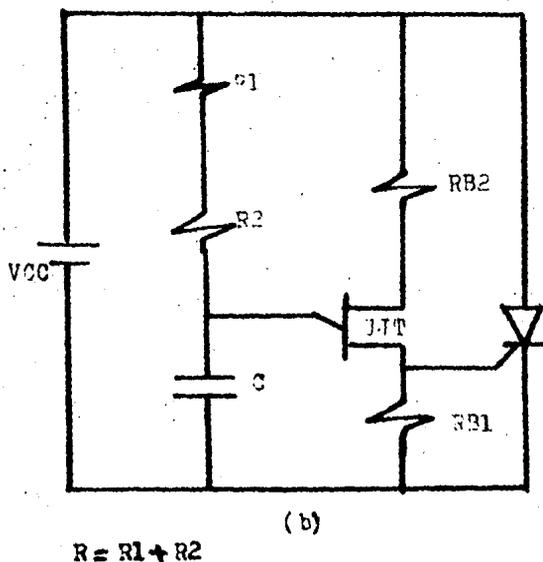


Figura 1.20 Disparo de un SCR mediante un UJT.

1.8 CIRCUITOS DE APAGADO DEL SCR

Existen dos formas de bloquear un tiristor en estado de conducción; La primera se obtiene abriendo un interruptor en la línea de carga o cerrado un interruptor que este en paralelo con el tiristor que conduce, este tipo de conmutación por interrupción de corriente es conocido como conmutación natural, como ya se menciono su mayor aplicación se encuentra en el control por ángulo de fase.

El método de conmutación forzada es aquel donde la corriente circulante en el tiristor, se desvia hacia otros componentes del circuito, Este tipo de conmutación emplea condensadores que se cargan o descargan según el fin que se persiga.

El circuito más simple para bloquear a un tiristor se representa en la figura 1.21 . Inicialmente el interruptor está abierto, si aplicamos una señal eléctrica de puerta al tiristor este conduce, en ese momento la carga tiene un voltaje igual a V entre sus terminales.

Por otro lado cuando el SCR conduce el condensador se carga a través de R en un tiempo $(t=RC$ y con un valor cercano al voltaje de alimentación $V=V_c$ positivo en la placa marcada con x . El bloqueo del tiris

tor se obtiene cuando el interruptor se cierra, en ese momento el tiristor se descarga y aplica una tensión $-V_c = -V$ en los bornes del tiristor.

Para el caso en el cual la carga sea inductiva el diodo provee un camino para la corriente de descarga durante la conmutación.

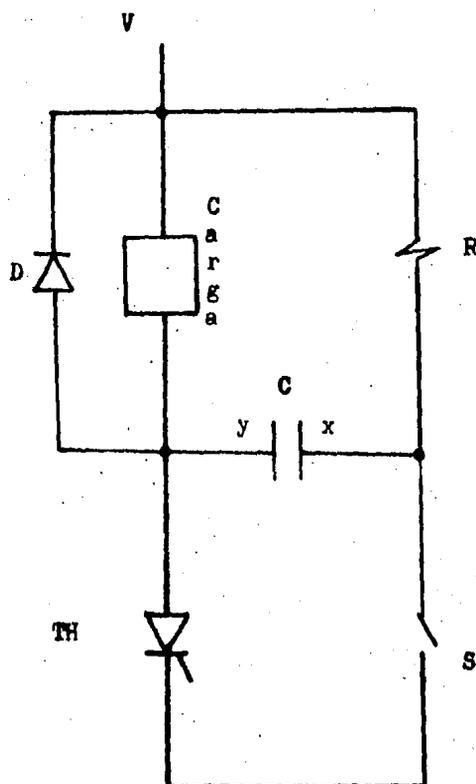


Figura 1.21 Bloqueo del SCR.

Puesto que el método de conmutación natural es -
 bien simple, la figura 1.22 muestra circuitos de blo-
 queo en la modalidad de conmutación forzada.

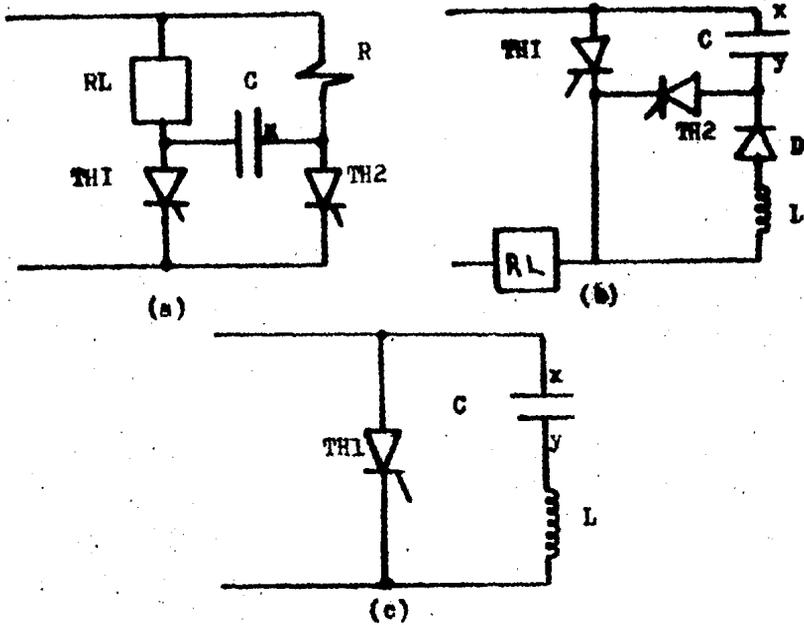


Figura 1.22 Circuitos de conmutación

(a) Conmutación tipo paralelo

(b) Conmutación por tiristor auxiliar

(c) Conmutación por resonancia en paralelo

La figura 1.22a representa una conmutación tipo -
 paralelo. Inicialmente el tiristor TH1 conduce la co -
 rriente de carga, el capacitor se carga positivamente
 a través de R en la placa marcada con x. Si la ener -
 gía almacenada en C es suficientemente grande, cuando

se dispara TH2 el capacitor de descarga y polariza inversamente al TH1, este método es repetitivo y un tiristor en conducción bloqueará al otro.

Para encontrar el valor de C que asegure el corte es necesario averiguar el tiempo que tarda TH1 en tener polarización directa después de que TH2 ha sido conmutado en conducción.

Si el tiristor TH1 esta en corte la corriente que pasa por el capacitor es;

$$i = (2V / RL) e^{-t/RLC}$$

El voltaje en TH1 es

$$V_{TH1} = V - iRL$$

luego

$$V_{TH1} = V - (2V/RL) e^{-T/RLC} RL$$

$$V_{TH1} = V - 2V e^{-T/RLC}$$

$$V_{TH1} = V(1 - 2e^{-T/RLC})$$

el tiempo que dura esta conmutación esta dada por la constante $t = 0.7RLC$ este tiempo debe ser mayor que el tiempo de conmutación en corte (t_{off}) por lo cual

$$t_{off} < 0.7RL$$

$$C > t_{off}/0.7RL$$

El circuito de la figura 1.22b utiliza una conmutación resonante auxiliar. Inicialmente el tiristor TH2 conduce y el capacitor se cargará positivamente en la placa marcada con x , cuando la corriente disminuye-

por debajo del valor de mantenimiento TH2 se corta. En este momento se dispara TH1 para conducir la corriente de carga con TH1 conduciendo el condensador se descarga haciendo la placa Y más positiva que la X; un segundo impulso en TH2 hace que este conduzca polarizando inversamente a TH1.

El corte de TH1 esta en función del tiempo de descarga de C, por lo cual, nuevamente.

$$C > \text{toff}/0.7RL$$

Para la figura 1.22c. Inicialmente la placa x del condensador esta cargada positivamente, cuando TH1 conduce el condensador se descarga a través del circuito formado por TH1, C y L, ahora la polaridad del capacitor a cambiado y por tanto la corriente de descarga se invierte después de un semiciclo, si la corriente resonante es mayor que la corriente de carga el tiristor se bloquea nuevamente.

$$C > \text{toff}/0.7RL$$

1.8.1 TIEMPO DE CONMUTACION O CORTE DEL SCR

Se denomina descebado o extinción al momento en el cual el SCR deja de conducir, el bloqueo en el tiristor se debe a varios factores los más usuales son:

- Cuando la corriente positiva de ánodo se anula o
- Cuando la corriente de enganche I_L (valor mínimo de corriente que debe existir para que comience la conduc

ción en el tiristor) decae por debajo de la corriente de mantenimiento I_H (mínimo valor de corriente para que el tiristor permanezca cebado).

Si el dispositivo a sido descebado, debe pasar un cierto tiempo (t_{gr}) en el cual puede aplicarse nuevamente polarización directa para que el elemento vuelva a conducir.

La figura 1.23 muestra los tiempos de conmutación o corte del SCR. Para el análisis, supongamos que descebamos el tiristor en el tiempo T_1 , la corriente disminuirá según la pendiente dI/dt , el voltaje de ánodo VA también disminuirá, aunque en forma muy ligera. En el tiempo T_2 la corriente se invierte, debiendo teóricamente bloquearse el tiristor, pero esto no se logra hasta el momento t_3 .

En el tiempo t_3 se tiene una oscilación debida a las inductancias o capacitancias que actúan en el circuito. En el tiempo de t_4 a t_5 se ha establecido completamente la corriente de reversa.

El tiempo t_6 indica el momento en el cual al tiristor puede volversele a aplicar tensión directa para su conducción. En resumen;

El tiempo de corte (t_{off} será la suma del tiempo de recuperación inversa (t_{rr}) de aproximadamente de 1 μs y el tiempo de recuperación de puerta (t_{gr}).

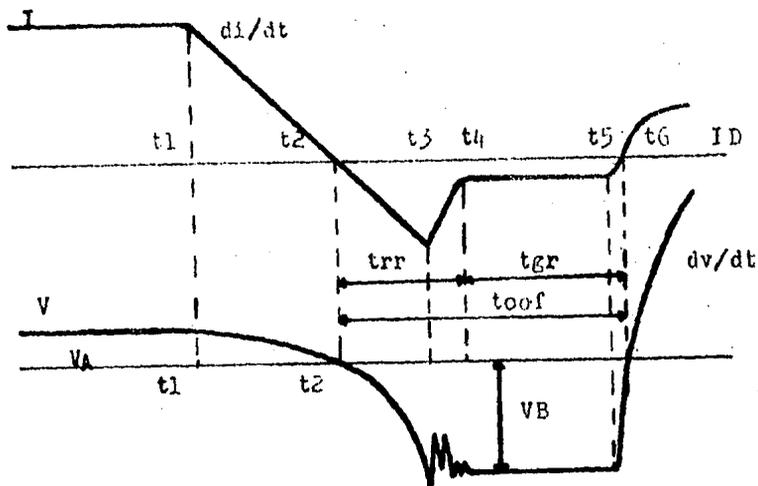


Figura 1.23 Tiempos de Extinción en el SCR

- Los tiempos t_{off} y t_{gr} varían desde 5 μs para los tiristores rápidos y desde 50 μs hasta 400 μs para los tiristores lentos.

El tiempo de extinción también está afectado por la temperatura, duplicándose entre 25° y 125° , es decir, la desconexión tarda más tiempo a altas temperaturas (esto debido a que la recombinación en la juntura pnpn tarda más tiempo en estabilizarse).

- Cuando se tiene una polarización inversa en las terminales del SCR, dependiendo del valor inverso, puede obtenerse un tiempo más corto o largo de conmutación. Por ejemplo las uniones 1 y 3 de la figura 1.10 se bloquearán más rápidamente como más alto sea el voltaje inverso.

Dependiendo del tipo de conmutación empleada

el tiempo de extinción cambia, así, para una conmutación natural t_{off} varía de entre 10 y 100 μ seg, para una conmutación forzada los valores de t_{off} varían entre 7 y 20 μ seg.

Otro tipo de clasificación puede hacerse considerando la tensión de trabajo de cada tipo de SCR :

- 10 μ seg para tiristores de baja tensión
- 20 μ seg para 500 volts. nominales
- 35 μ seg para 800 volts. nominales
- 50 μ seg para 1200 volts. nominales
- de 100 a 200 μ seg para 1500 ó 2000 volts. nominales

1.9 CIRCUITOS TIPICOS SCR (SERIE-PARALELO)

A reserva de tratar este subtema más detalladamente en el capítulo de rectificación, las conexiones serie o paralelo se utilizan para compensar y nivelar voltajes y corrientes respectivamente.

1.9.1 CONEXION SERIE

Este tipo de conexión se utiliza cuando el voltaje de alimentación es mayor que la tensión nominal del tiristor. La finalidad de esta conexión es la de lograr que las tensiones de directa e inversa se repartán entre varios tiristores, por lo que es importante, que las tensiones se distribuyan uniformemente. En estado permanente esta distribución se alcanza colocando

do una resistencia o un diodo zener en paralelo con cada tiristor, la figura 1.24 representa esta colocación. Finalmente los SCR conectados en serie deben dispararse si multaneamente.

1.9.2 CONEXION PARALELO

Esta conexión se utiliza cuando la corriente de carga es mayor que la corriente nominal de un solo tiristor. Una característica importante es la que se refiere a la caída de tensión directa en cada tiristor, si la caída en estos elementos es diferente el elemento que encienda con menor voltaje, conducirá una mayor corriente, produciendo un desequilibrio en los otros tiristores.

Debido a esto es necesario que cuando se utilice un montaje paralelo, deben escogerse tiristores que tengan la misma característica de tensión directa.

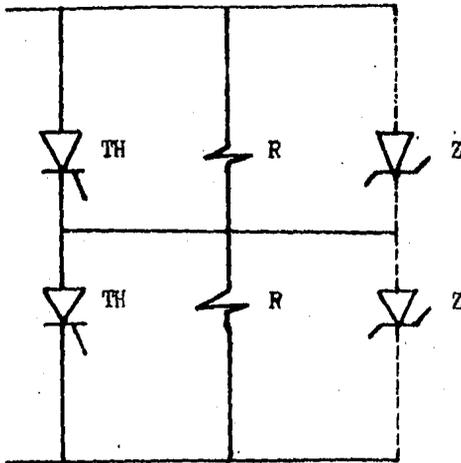


Figura 1.24 Circuito típico de conexión serie

I.10 EL SCR. USADO COMO ELEMENTO DE PROTECCION

En el esquema de la figura 1.25 se muestra un circuito simple de protección contra sobretensiones utilizando un SCR. El funcionamiento es como sigue: Inicialmente el circuito - está bajo operación normal, es decir el SCR no conduce y su potencial de ánodo esta por debajo de su valor de rompimiento, además este voltaje del SCR es menor que el voltaje de - ruptura del diodo zener.

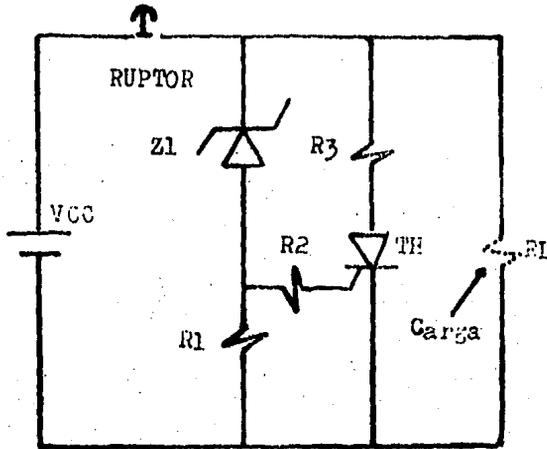


Figura 1.25 Protección contra sobretensiones

En el momento que sobreviene una alza de tensión el diodo zener conduce originando una corriente de puerta y por tanto el SCR se dispara para su conducción.

La resistencia R3 se limita en un valor bajo, de tal forma - que el SCR toma gran cantidad de corriente de la fuente y el interruptor del circuito se abre.

Finalmente es conveniente mencionar que a este tipo de protección se le conoce como protección CROWBAR.

Para el caso en el cual la fuente de alimentación tenga una función de limitadora de corriente el circuito de la figura 1.25 se modifica como se muestra en la figura 1.26

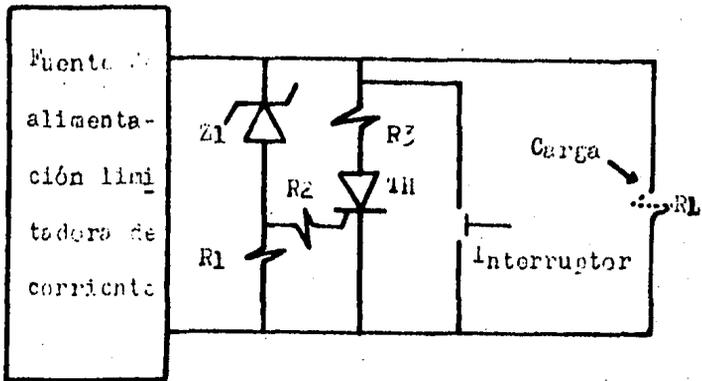


Figura 1.26 Protección contra sobretensiones

Nuevamente bajo operación normal el SCR y el diodo zener están apagados, cuando sobreviene una alza de voltaje la corriente que circula a través del diodo zener produce un potencial positivo de puerta y el SCR conduce.

Una forma de reestablecer la alimentación a la carga es conectando un pulsador en paralelo con el SCR, de tal forma que un cierre momentaneo de este, ocasiona que la corriente deje de circular por el SCR, recuperandose así el control de puerta.

1.11 EL TIRISTOR TRIAC

El triac es un interruptor de doble sentido llamado comunmente tiristor bidireccional, tiene tres terminales que pueden dispararse con impulsos positivos o negativos de puerta, cuando los potenciales de ánodo son positivos o negativos respectivamente.

El nombre de triac deriva de "tri" indica que hay tres terminales T2, T1 y G, y "ac" significa que el dispositivo trabaja con corriente alterna.

En la figura 1.28 se representa la construcción real y simbolo representativo de este dispositivo.

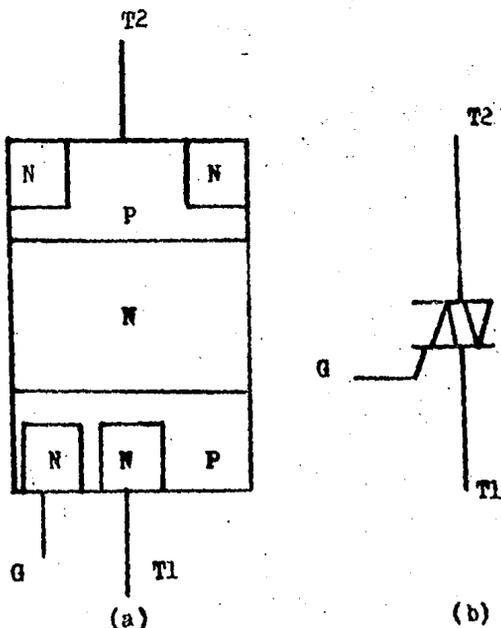


Figura 1.28 Características del triac

(a) Construcción real ;(b) Símbolo

Cuando el triac se ha disparado, pueden tenerse dos modos de operación. Si el terminal T2 es positivo con respecto a T1, la corriente fluye desde T2 a T1, si por el contrario T1 es positivo con respecto a T2, la corriente convencional fluye de T1 a T2. Puesto que la corriente fluye en cualquier sentido el triac es muy utilizado como regulador de la tensión alterna.

Si hacemos una comparación del triac con respecto al SCR, figura 1.29 pueden deducirse las siguientes ventajas;

- El circuito de mando es más sencillo, solo existe un electrodo de control
- El tiristor solo se dispara cuando el ánodo y la puerta son positivos con respecto al cátodo, el triac se dispara con cualquier polarización, sea positiva o negativa, de puerta o de ánodo.

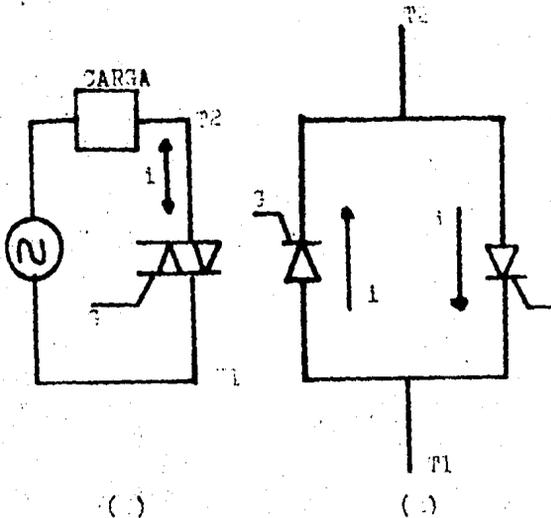


Figura 1.29 Comparación entre un SCR y un triac

1.11.1 CARACTERÍSTICA V-I DEL TRIAC

La curva característica V-I del triac se muestra en la figura 1.30

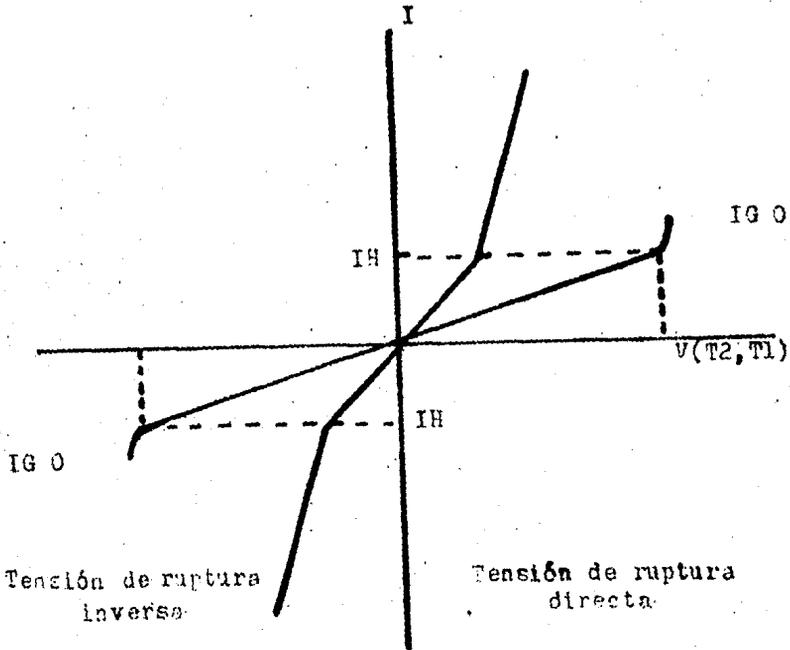


Figura 1.30 Característica V-I del triac

Durante la fase de no conducción (bloqueo), independientemente del tipo de polarización negativa o positiva que exista en los bornes T2-T1, la corriente que circula a través de los mismos es despreciable y el dispositivo puede considerarse como un interruptor abierto.

Debemos sin embargo conciderar, que no habiendo señal de puerta el triac puede dispararse por el fenómeno de avalancha, en donde la tensión de ruptura o una dv/dt puede ser aplicada en cualquiera de las dos terminales T2-T1.

Cuando se aplica un impulso de puerta positivo o negativo de determinada amplitud, el triac se hace conductor y dependiendo de la polarización que exista entre sus terminales la corriente que circula entre los bornes T2-T1, adopta la misma forma de conducción en los dos sentidos.

Una característica del triac es, cuando T1 es positivo con respecto a T2 un impulso negativo requiere menos carga que un impulso positivo en la puerta para disparar al triac, para la máxima sensibilidad se debe utilizar un impulso negativo.

Cuando el triac se ha disparado para su conducción la caída en él, es de aproximadamente 1 volt. El triac nuevamente se bloquea cuando la corriente decae por debajo del valor de mantenimiento (IH).

1.11.2 CARACTERISTICAS GENERALES DEL TRIAC

Como ya se vio, un triac son dos SCR en antiparalelo figura 1.29, por lo cual las características del triac son similares a las del tiristor SCR, a

continuación sólo se describen algunas posibles diferencias.

- Dentro de las características generales se encuentran los efectos causados por dv/dt . Para el caso del triac se pueden distinguir dos tipos de condiciones en cuanto a la variación de tensión.

- i) dv/dt aplicado sin conducción previa
- ii) dv/dt aplicado cuando existe conducción llamado también dv/dt en conmutación.

i) dv/dt SIN CONDUCCION PREVIA

Este fenómeno es análogo al explicado para el SCR, la restricción se impone en ambos sentidos para el caso del triac.

ii) dv/dt EN CONMUTACION

Es el caso que se plantea cuando un triac está conduciendo y se polariza inversamente, esto puede determinar la conducción en sentido inverso al de la conducción original. Generalmente este límite de dv/dt en conmutación es bastante menor que el límite dv/dt estático.

Existen diversos parámetros que presentan influencia sobre la dv/dt de conmutación, el más importante es el que se refiere al nivel de conducción.

ii') NIVEL DE CONDUCCION

Cuando más elevada sea la corriente anterior a la conmutación del triac, menor es la dv/dt que soporta el elemento en la conmutación, este tipo de característica se representa en gráficas como la mostrada en la figura 1.31

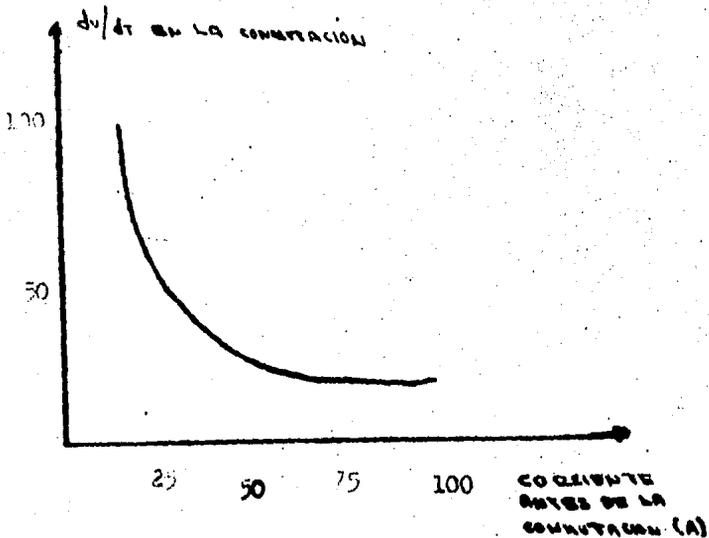


Figura 1.31 Característica del nivel de conducción

"Esta gráfica es puramente ilustrativa"

-Otra diferencia que se establece entre un par de SCR y un triac, en un circuito de corriente alterna, es - la debida a bloqueo de dichos elementos.

Mientras que un SCR tiene un semiciclo para la conmutación, el triac solo deja de conducir durante el tiempo en el cual la onda pasa por cero.

1.12 CIRCUITOS DE MANDO PARA SCR Y TRIAC

Los diversos tipos existentes son:

- a) Circuitos de mando de todo o nada
- b) Variadores de potencia por supresión de periodos o semiperiodos.
- c) Variadores de potencia por control del ángulo de fase.

1.12.1 CIRCUITOS DE MANDO DE TODO O NADA

Estos circuitos hacen que el tiristor o triac funcionen como interruptores de manera que permanecen cerrados cuando se les da una orden de cierre o abren cuando se les indica que lo hagan. La orden de cierre para estos circuitos puede darse por simples interruptores auxiliares, los cuales pueden ser mecánicos o formados por elementos semiconductores. Designaremos a este tipo de interruptores con la letra X.

Para este tipo de mando pueden considerarse los circuitos representados en la figura 1.32.

1.12.2 CIRCUITOS DE MANDO POR SUPRESION DE PERIODOS O SEMIPERIODOS.

En la figura 1.33 se representa un diagrama en bloques, de un interruptor síncrono, que tiene como objeto evitar los parasitos de la conmutación, este interruptor evita el disparo a un SCR o triac a menos que la tensión este próxima a cero.

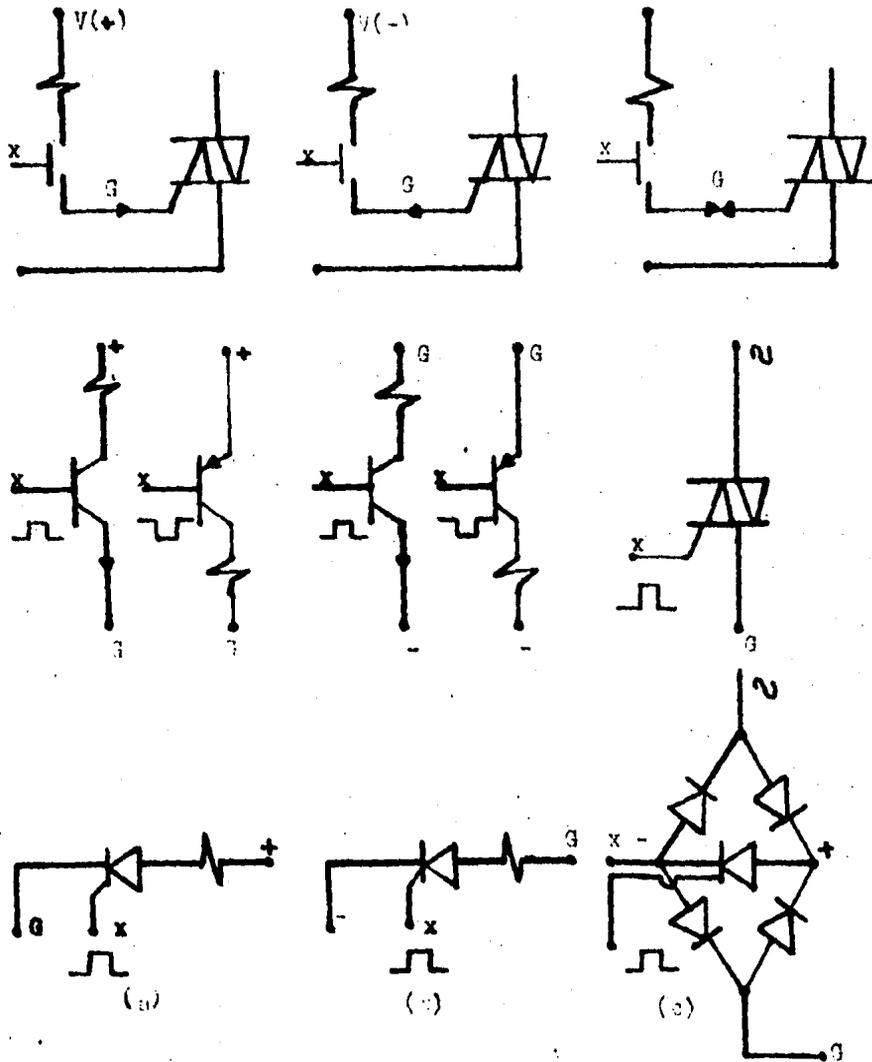


Figura 1.32 Circuitos de todo o nada

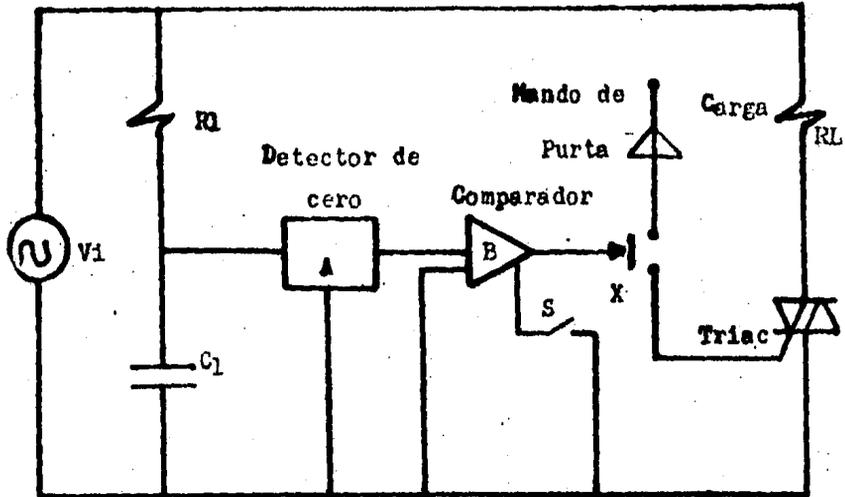


Figura 1.33 Interruptor síncrono

Los componentes básicos de este interruptor son -
 -Detector de tensión cero (A); Elemento que detecta -
 cuando la señal pasa por cero o un valor cercano a el.
 -Comparador (B); Elemento que analiza los ceros de tensión
 del detector y sólo se activará cuando el detec-
 tor le muestre ese valor.

-Mando de puerta (X); está controlado por la salida de comparador, y en el momento que se cierra el triac se dispara.

El modo de funcionamiento es el siguiente:

Mientras S esta cerrado el comparador esta inhibido y por tanto la corriente sobre la carga será cero.

Si S está abierto el comparador funciona y responde - cuando el detector sensa un voltaje de cero volts, - en ese momento se acciona el interruptor X y se dispara el triac.

El condensador C tiene como función crear un ligero defasamiento, necesario para activar la puerta - cuando ya existe señal de polarización en el triac.

Un comparador detector de cero puede estar formado por cualquiera de los circuitos siguientes, figura 1.34

Con respecto a la figura 1.34a . Cuando el nivel de la onda rectificada es mayor que el V_{be} del transistor, este conduce y su salida por colector será baja. Cuando el valor de la onda rectificada desminuye por un valor menor que el V_{be} del transistor este esta - cortado y salida es alta.

El circuito de la figura 1.34b funciona bajo el mismo principio.

Para la figura 1.34c, utilizando una distribución de transistores complementarios, se tiene:

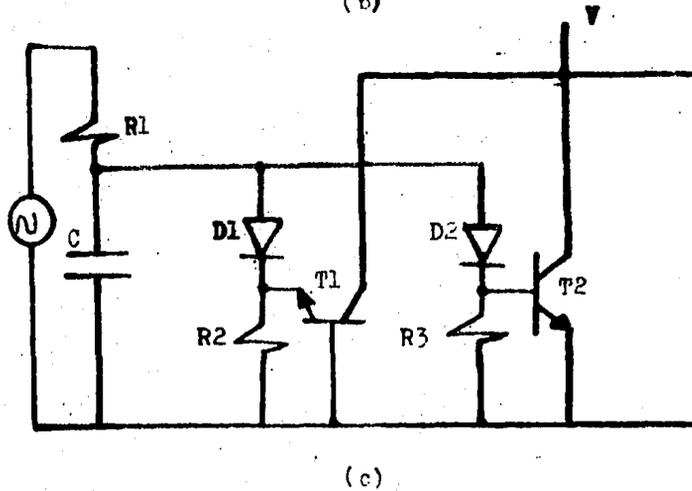
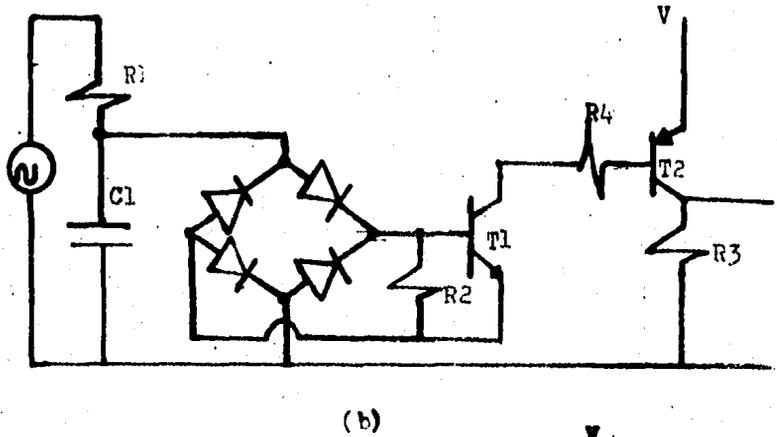
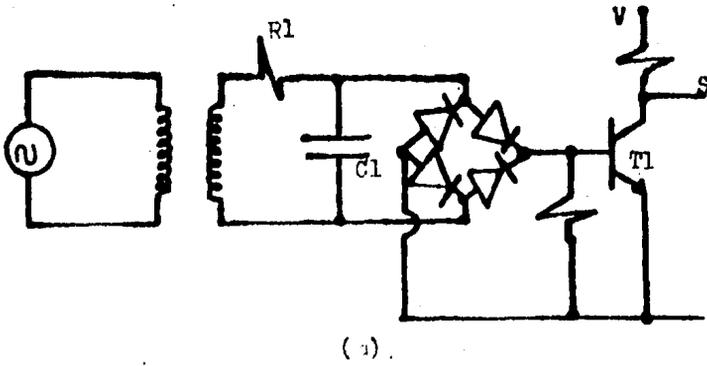


Figura 1.34 Circuitos detectores de paso por cero.

El transistor T1 conduce durante el semiciclo negativo, mientras que el transistor T2 lo hace en el semiciclo positivo. Cuando los dos transistores están cortados, instante en el cual la señal de entrada pasa por cero, la señal de salida es alta, tal como se muestra.

Finalmente un interruptor síncrono puede formarse como sigue, figura 1.35

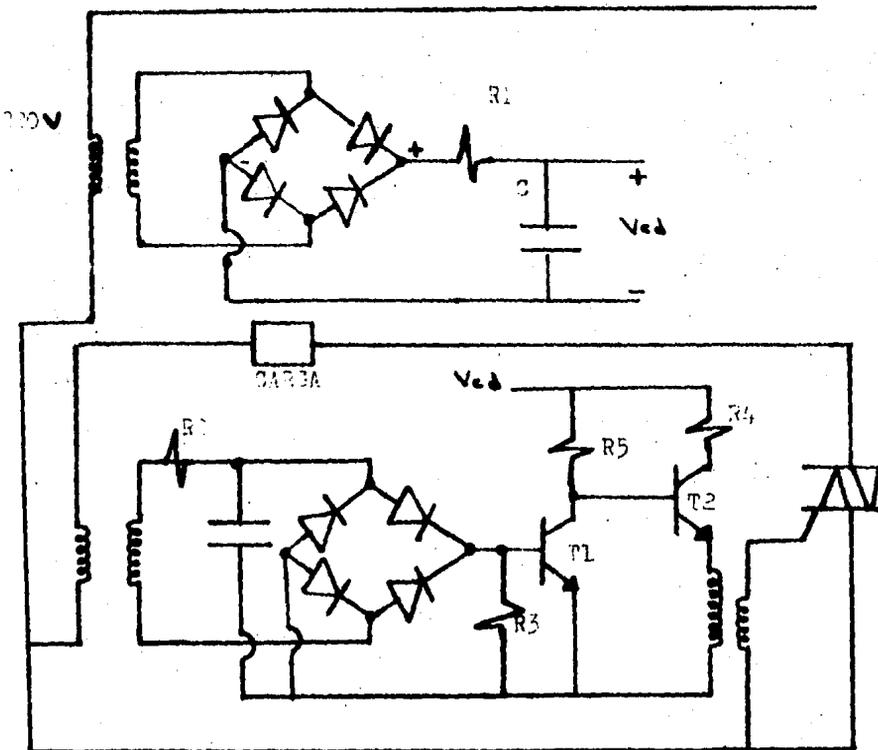


Figura 1.35 Representación de un interruptor síncrono mediante elementos discretos.

1.12.3 VARIADORES DE POTENCIA POR ANGULO DE CONDUCCION .

El control por ángulo de conducción es un método en el cual el disparo del tiristor se lleva a cabo en cada ciclo de la señal de alimentación.

El disparo puede manipularse a voluntad, es decir el instante de disparo puede retardarse mediante una cierta constante de tiempo, generalmente formada por elementos RC, en la figura 1.36 se representa una conexión de este tipo.

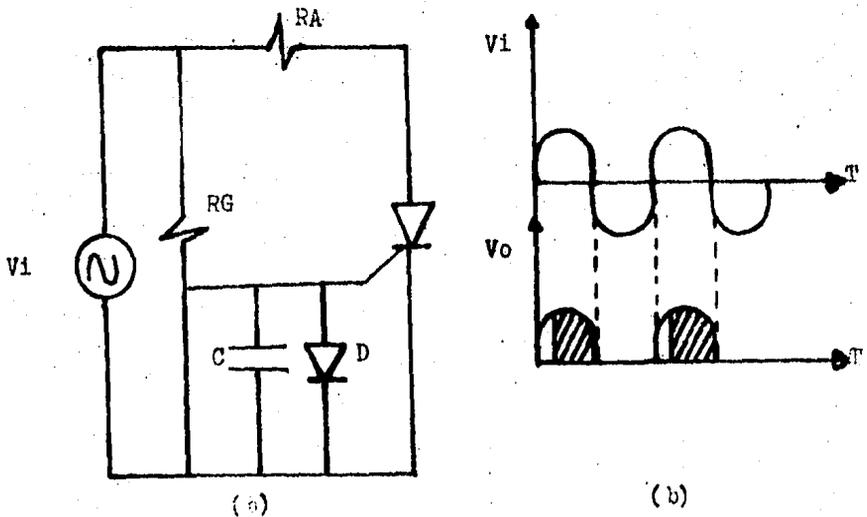


Figura 1.36 Control del ángulo de fase.

La constante de tiempo esta formada por la resistencia R_G y el capacitor C , con esto se retarda el momento en el cual debe cebarse el tiristor .

La señal de salida es una función de la señal positiva de entrada y puesto que solo se utiliza el semiciclo positivo se reduce el valor medio de la corriente de carga. El diodo D tiene la finalidad de descargar al capacitor durante el semiciclo negativo, evitando así una tensión negativa a la puerta .

Una manera de variar al ángulo de conducción es actuando sobre la resistencia R_G conciderandola como un potenciómetro figura 1.37

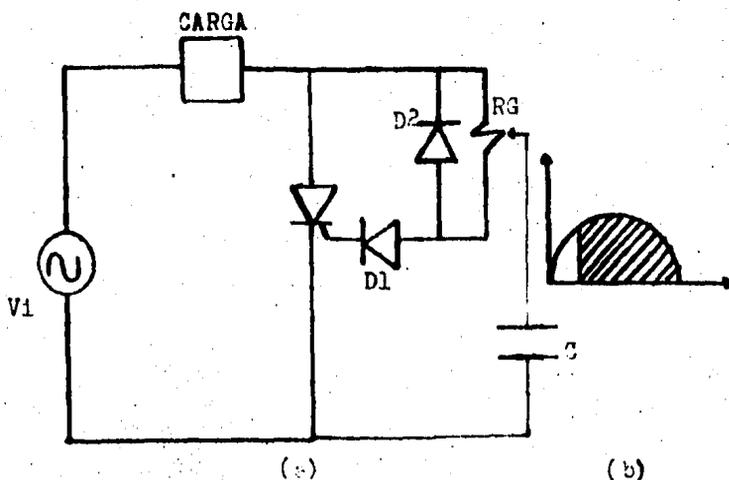


Figura 1.37 Utilización de un potenciómetro para variar el ángulo de conducción .

Con esta variante el ángulo de bloqueo, durante el cual puede NO circular corriente varia entre

0° 180°

Una representación de circuitos típicos con su correspondiente variación de ángulo de fase, se muestran en la figura 1.38.

En la figura 1.38a muestra un control de fase de media onda, que utiliza un solo SCR para el control de la corriente de carga en una sola dirección. Este circuito es comunmente usado para cargas que requieren un control de potencia de cero a mitad de onda completa.

El rectificador de la figura 1.38b provee un medio ciclo de potencia fija.

La figura 1.38c muestra un circuito que puede controlar el ángulo de bloqueo desde cero a un valor de ciclo completo, requiere aislamiento en las señales de control, así como tambien dos circuitos de control. Mediante ángulos de disparo iguales, se obtienen ondas de salida simétricas.

Los circuitos restantes se utilizan para controlar la tensión de entrada en un ciclo completo tal como lo muestran sus señales de salida.

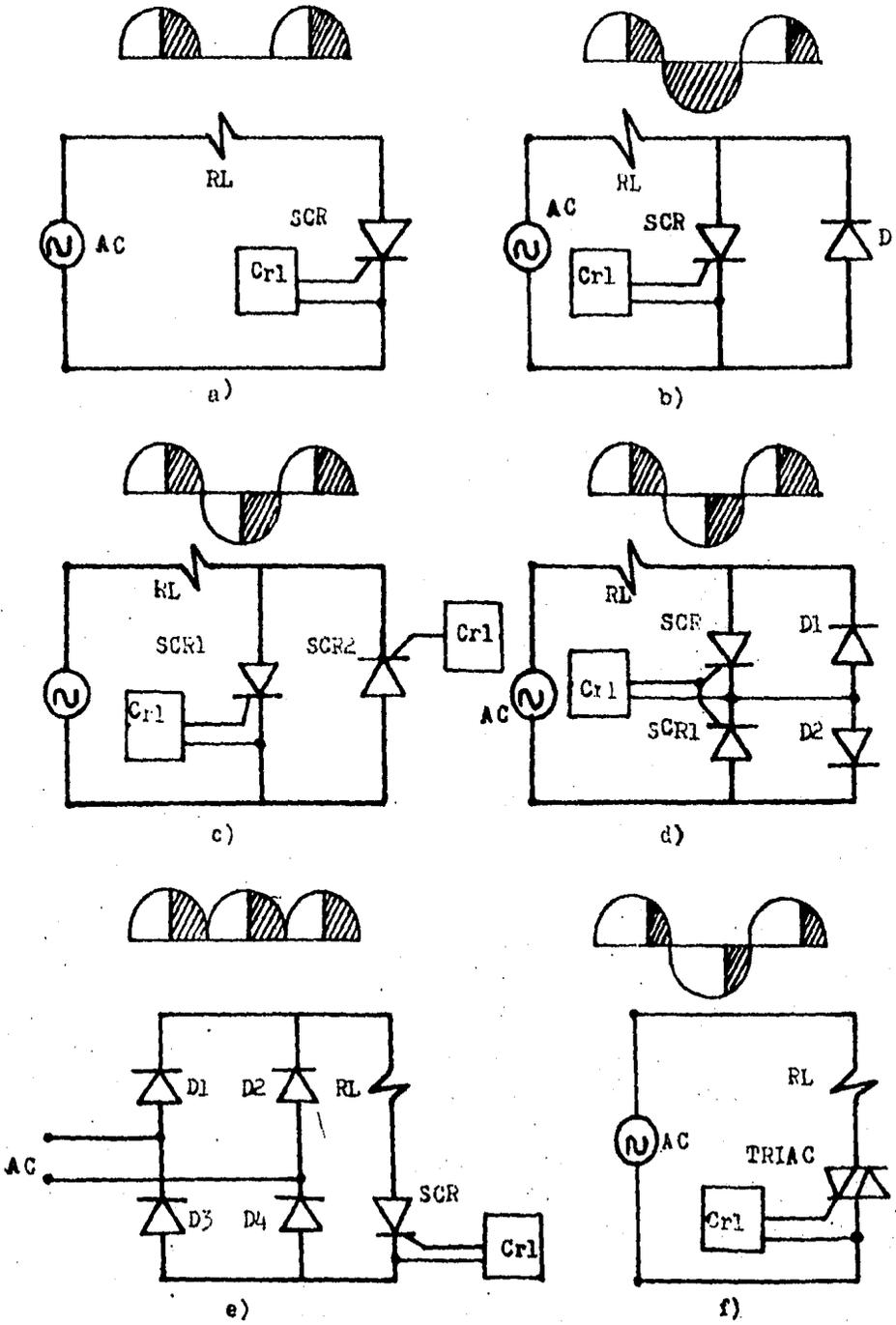


Figura 1.38 Representación de la variación de fase.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- R.S. Ramshaw., "Electrónica de Potencia"., Champan and Hall, Londres, 1975
- 2.- Dewan S.B., and Straughen A., "Power Semiconductor Circuits"., Wiley Interscience, 1975 New York
- 3.- Guy Segquier., "Electrónica de Potencia"., Gustavo Gili S.A., Barcelona, 1979
- 4.- General Electric., "SCR Manual"., sixth edición - 1979
- 5.- Donal L Schilling and Charles Belove., "Circuitos Electrónicos Discretos e Integrados"., Mc Graw Hill, New York, 1978
- 6.- "Silicon Controlled Rectifiers Designers Hanbook" Westinghouse Electric Co.
- 7.- Alley y Atwood., "Ingeniería Electrónica"., Limusa. tercera edición, 1979
- 8.- Victor H Grinich y Horace G Jackson., "Introduction To Integrated Circuits"., Mc Graw Hill, 1975
- 9.- Isaac Shanadower Baran., "Circuitos Electrónicos Digitales"., Mc Graw Hill de México, S.A. DE C.V., - 1979

C A P I T U L O I I

RECTIFICACION

2.1 INTRODUCCION

Muchos equipos electrónicos necesitan para su funcionamiento una fuente de CD, en vez de una de CA, a éstos sistemas se les conoce como fuentes de alimentación de corriente directa; en forma general este tipo de fuentes están formadas por un rectificador que convierte una señal alterna de entrada en una señal de CD, un filtro, el cual produce una tensión estable y un regulador, éste último es utilizado cuando se necesita mantener una tensión estable a pesar de las variaciones de tensión de la línea de entrada o en la carga del circuito.

La figura 2.1 nos esquematiza los componentes básicos de una fuente de alimentación. Dependiendo del uso que se le de a la fuente de alimentación, puede en un momento dado prescindir del filtro y el regulador. Así por ejemplo, los cargadores de batería sólo necesitan la rectificación de CA, los receptores de radio necesitan el rectificador y el filtro, los osciladores y amplificadores de alta ganancia que necesitan una gran estabilidad, y en la cual no es deseable que existan fluc

tuaciones de tensión están formadas por el rectificador, filtro y regulador.

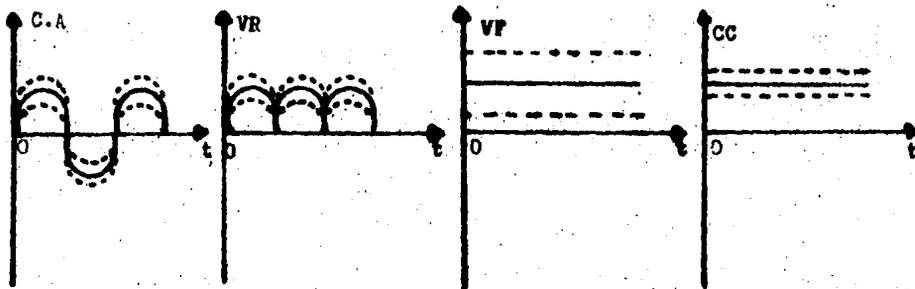


Figura 2.1 Esquema de una fuente de alimentación

De acuerdo a lo anterior los diseños de una fuente de alimentación deben ajustarse a las necesidades del dispositivo electrónico al cual se conectará; las características principales para el diseño de una fuente de alimentación se resumen como:

- 1.- La fuente de alimentación debe tener la capacidad de suministrar la máxima corriente requerida por la carga.

2.- Es necesario considerar las variaciones rapidas - del voltaje de salida que resulten de una acción - filtrante imperfecta. Dichas variaciones de voltaje tienen una frecuencia fundamental, que está relacionada con la frecuencia de la línea, y se conoce como voltaje de rizo o simplemente rizo; por definición ;

$$\% \text{ Rizo} = \frac{\text{Voltaje de rizo, valor RMS}}{\text{Voltaje de CD con toda la carga}} \times 100$$

3.- Cuando sea importante la variación del voltaje de salida de CD con respecto al cambio de la corriente de carga, debe tenerse una buena regulación, la regulación de voltaje, se define como el cambio en el voltaje de salida, cuando la corriente cambia - de no carga a plena carga, dividida entre el voltaje a plena carga.

$$\% \text{ De regulación} = \frac{V_{sc} - V_{cc}}{V_{cc}} \times 100$$

Donde;

V_{sc} - Voltaje sin carga

V_{cc} - Voltaje con carga

2.2 ELEMENTOS RECTIFICADORES

" Se denomina rectificación al proceso mediante - el cual una señal de corriente alterna CA es transformada en una componente de CD " Comúnmente suele con -

siderarse al sistema rectificador como al bloque formado por el rectificador y filtro figura 2.1.

Actualmente los montajes utilizados como rectificadores, emplean a dos semiconductores como elementos principales: el diodo y el SCR, estos debido a su menor peso, tamaño, instalación ... etc, han desplazado a los elementos tradicionales tales como válvulas e ignitrones.

2.2.1. CARACTERISTICAS DEL DIODO RECTIFICADOR

De la curva característica del diodo figura 2.2 es posible apreciar las siguientes características;

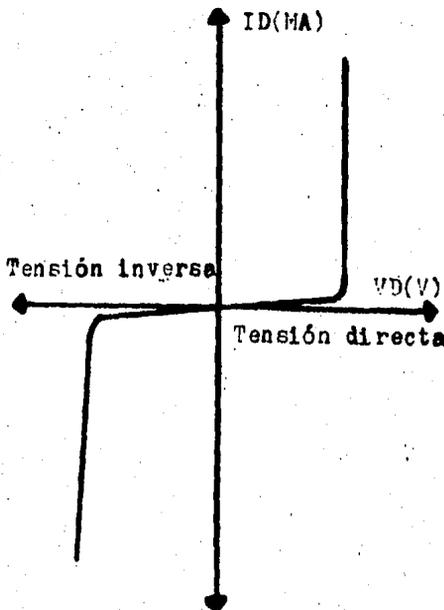


Figura 2.2. Curva característica del diodo

- La corriente directa es mucho mayor que la corriente inversa en el rango de funcionamiento normal del diodo.
- La caída de tensión directa permanece casi constante en el tiempo durante el cual la corriente alcanza su valor máximo nominal.
- La corriente inversa aumenta gradualmente, cuando aumenta la tensión inversa, este aumento de corriente inversa conduce a la ruptura del rectificador.

El diseñador debe tener presente dos tipos de características inherentes al funcionamiento del rectificador. (Se empleará el término rectificador para definir a un diodo o SCR; el término sistema rectificador, hará referencia a un circuito eléctrico, que transforma una corriente alterna en una corriente continua)

a) Características eléctricas

b) Características máximas de operación

a) CARACTERISTICAS ELECTRICAS

Este tipo de características, que son proporcionadas por el fabricante en base a la curva de la figura 2.2 tienen como parámetros principales los referidos a ;

- Caída de tensión directa

La caída de tensión directa en un rectificador de silicio varía de 0.4 a 0.8 volts, según la temperatura y concentración de impurezas en la unión pn. Con referencia a la figura 2.3 ; para un valor de tensión más-
 alla de 0.4 y 0.8 volts, se produce un incremento de -
 corriente. Además, el valor de la tensión directa so -
 bre la cual empieza la conducción aumenta al disminuir
 la temperatura.

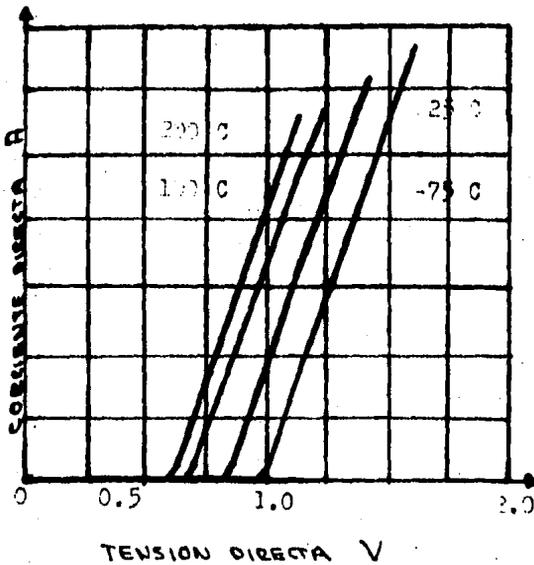


Figura 2.3. Características de encendido en el rectifi-
 cador.

" Esta gráfica es puramente ilustrativa"

- Corriente inversa

Teniendo presente la Figura 2.4, una aplicación -
 inversa a los bornes de un diodo, provee una corriente
 inversa muy pequeña, en el orden de los uA, en compa -

ración con los mA de una polarización directa.

La corriente inversa aumenta muy ligeramente cuando la polarización inversa aumenta (línea A), un aumento en la temperatura de funcionamiento, produce un aumento grande en la corriente inversa (línea B), si la tensión inversa se incrementa gradualmente, se llega a un punto conocido como punto de ruptura o avalancha. Si la temperatura o tensión inversa se elevan por encima de este punto el rectificador se destruye.

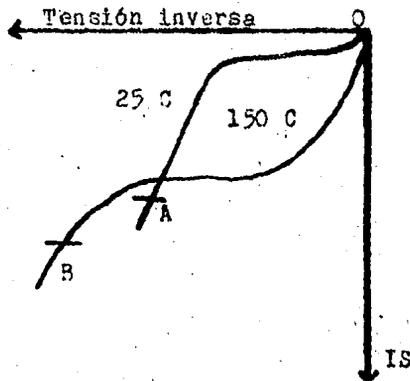


Figura 2.4 Características de tensión inversa en el Rectificador

" Esta gráfica es puramente ilustrativa "

- Tiempo de recuperación inversa

Si se aplica una señal senoidal a un rectificador

el diodo conduce durante el tiempo, en el cual su polarización es positiva. Cuando el diodo se polariza inversamente deja de conducir. El tiempo durante el cual el rectificador pasa de la polarización directa a la polarización inversa, se le conoce como tiempo de recuperación inversa; este tiempo generalmente se encuentra en el orden de los microsegundos.

Como se vera más adelante en los sistemas rectificadores polifásicos, deberán emplearse rectificadores que tengan el mismo tiempo de recuperación.

b) CARACTERISTICAS MAXIMAS DE OPERACION

Estas características son representativas de los máximos esfuerzos a los que podrán someterse los rectificadores sin poner en peligro la capacidad de la unidad.

Estas características son proporcionadas por el fabricante. Dentro de los parámetros más importantes se encuentran los siguientes.

- Tensión inversa de pico

Es la tensión máxima admisible que puede aplicarse a través de un rectificador, este valor de tensión es menor que el nivel de ruptura por avalancha.

Cuando la tensión inversa es repetitiva puede soportar una tensión inversa transitoria de mayor valor-

que la tensión inversa de pico, pero de un tiempo mínimo, siempre y cuando el rectificador vuelva a su funcionamiento normal. En la figura 2.5 se representan estas tensiones inversas.

- Corriente directa

Es el valor máximo de corriente que puede circular por un rectificador a una temperatura de carcasa de -- terminada. Debido a que la corriente que circula por un rectificador no circula en forma uniforme, los regímenes de corriente suelen expresarse en términos de corriente promedio, corriente de pico y corriente eficaz.

Tensión inversa transitoria

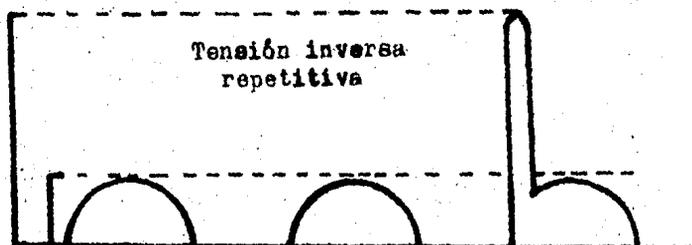


Figura 2.5 Tensión inversa respectiva y transitoria en un rectificador.

" Esta gráfica es puramente ilustrativa"

Por ejemplo, si consideramos un sistemas rectificador de media onda como el de la figura 2.6

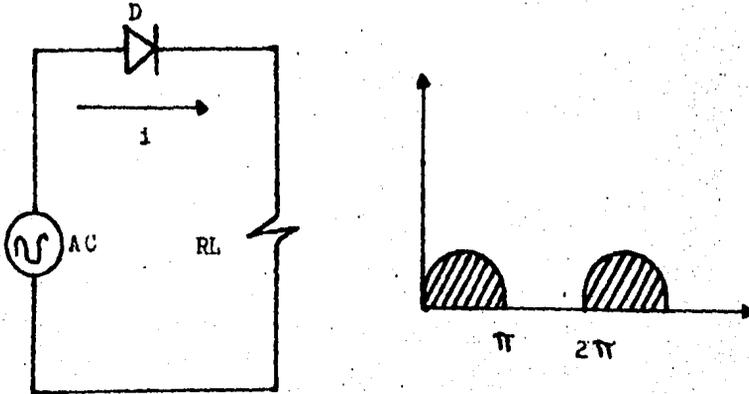


Figura 2.6 Rectificador de media onda

La corriente promedio, estará dada como

$$I_{prom} = \int_0^{\pi} (1/2\pi) I_{pico} \sin wt \, d(wt)$$

De donde

$$I_{prom} = I_{pico} / \pi \quad 2.1$$

$$I_{pico} = \pi I_{prom} \quad 2.2$$

La corriente eficaz estará dada por

$$I_{efic} = \sqrt{\int_0^{\pi} (1/2\pi) I_{pico}^2 \sin^2 wt \, d(wt) + \int_{\pi}^{2\pi} 0 \, d(wt)}$$

De donde

$$I_{efic} = (1/2) I_{pico} \quad 2.3$$

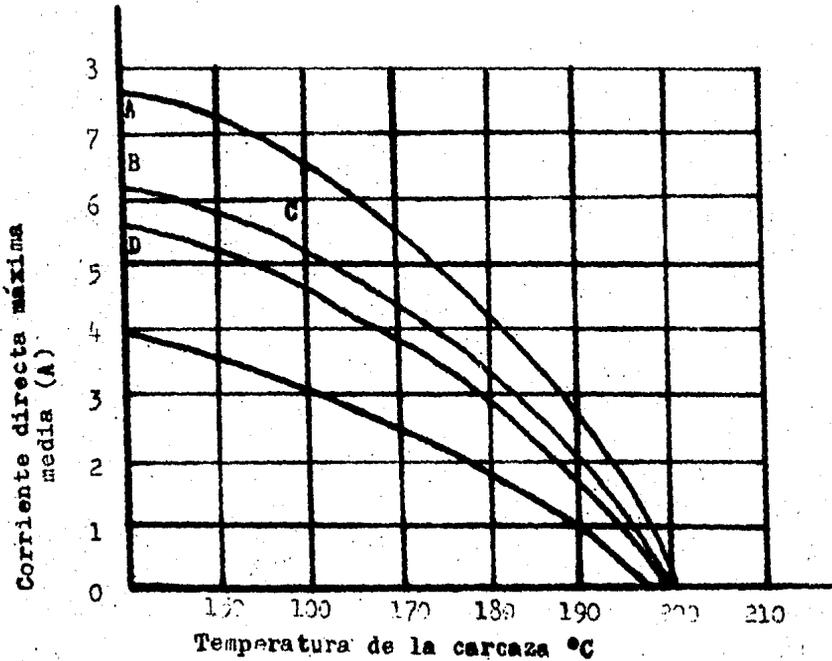
$$I_{pico} = 2 I_{efic} \quad 2.4$$

De las ecuaciones anteriores puede obtenerse,

$$I_{prom} = 2 I_{efic} / \pi \quad 2.5$$

$$I_{efic} = \pi I_{prom} / 2 \quad 2.6$$

el fabricante, generalmente representa por curvas la característica de corriente y temperatura en un rectificador. Una representación puramente ilustrativa, se muestra en la figura 2.7



- A-Corriente continua
- B-Monofásica
- C-Trifásica
- D-Hexafásica

Figura 2.7 Características corriente- temperatura en un rectificador

" Gráfica puramente ilustrativa"

- Sobrecorrientes transitoria o corriente de falla -

Durante el funcionamiento pueden producirse altas corrientes debidas al encendido, a la conmutación de la carga, o a las fallas por cortocircuito .

Un rectificador puede absorber una cantidad limitada de aumento de disipación, sin que se afecte su funcionamiento, únicamente se produce un aumento momentaneo en la temperatura de la juntura. Pero si las sobrecorrientes llegan a ser demasiado altas, la temperatura de la unión se eleva más arriba de la capacidad del dispositivo, produciendose así un embalamiento térmico y el rectificador quedara destruido.

Una protección contra este tipo de falla puede ser, al agregar impedancia al circuito para limitar la magnitud de la sobrecorriente o pueden usarse fusibles que limitan y abran en caso de una sobrecorriente .

2.2.2 CARGAS TIPICAS

El funcionamiento de los sistemas rectificadores esta influenciado por la impedancia conectada como carga, de tal forma que las magnitudes como valores máximo , medio y eficaz de la tensión y corriente rectificada, así como el factor de ripple (rizo) dependen de gran medida de los siguientes parámetros:

- 1.- La tensión de salida del rectificador no es continua pura, posee un alto contenido de armónicos ante el que reaccionan de distinta manera los parámetros R (resistencia), L (inductancia), y C (capacitancia).
- 2.- El tiempo distinto de circulación de corriente para los elementos rectificadores, que dependen de la relación que entre si mantengan los parámetros del circuito y de la presencia o no de elementos regenerativos en la carga, como la Fem (Fuerza electromotriz) de una batería o la Fcem (Fuerza contra electromotriz) de un motor.

Básicamente las cargas industriales más comunes, Están formadas por resistencias (R), inductancias (L), y elementos generativos (G), Como ya se mencionó, los rectificadores funcionan de diferente forma según el tipo de carga a la cual se conecten. Podemos hacer un análisis breve considerando una rectificación monofásica de media onda para cargas R y L respectivamente.

a) CARGA RESISTIVA PURA

La ecuación de estado instantáneo del circuito de la figura 2.8 es

$$E_a = V_d + iR$$

de donde
$$i = \frac{E_a - V_d}{R}$$

definiendo a V_d como la caída en el rectificador.

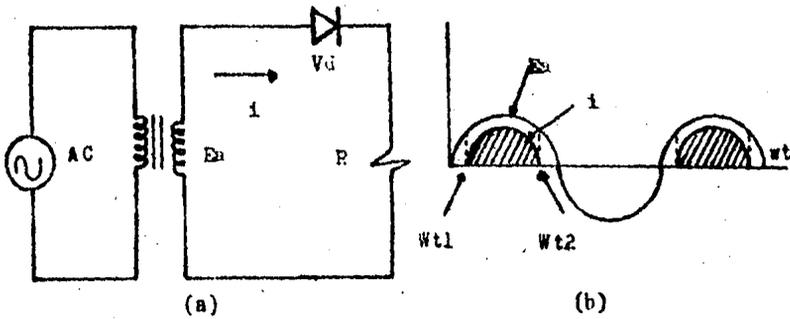


Figura 2.8 Rectificador de media onda con carga resistiva.

(a) Circuito; (b) Formas de onda

Si la entrada es senoidal

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a \text{ sen } wt - V_d}{R}$$

haciendo que

$$a = \frac{V_d}{\sqrt{2} E_a}$$

se tiene

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{R} (\text{sen } wt - a) \quad 2.7$$

La representación gráfica de esta ecuación se muestra en la figura 2.8b de donde puede observarse que la corriente en la carga, está compuesta por arcos de senoide en fase con la tensión aplicada. De dicha figura se puede deducir los siguientes conceptos.

a) Un tiempo de circulación de corriente por el elemento rectificador (diodo)

$$T = t_2 - t_1$$

b) Un ángulo de circulación de corriente

$$\Delta\alpha = \omega t_2 - \omega t_1$$

El ángulo de conducción puede calcularse, considerando que para $\omega t_2 = \omega t_1$ se tiene que $i=0$. De la ecuación 2.7 tenemos

$$\text{sen } \omega t_1 = a \quad \omega t_1 = \text{arc sen } a$$

y por simetría

$$\omega t_2 = \pi - \text{arc sen } a$$

finalmente

$$\Delta\alpha = \omega t_2 - \omega t_1 = \pi - \text{arc sen } a - \text{arc sen } a$$

$$\Delta\alpha = \omega t_2 - \omega t_1 = \pi - 2 \text{ arc sen } a \quad 2.8$$

ecuación que representa el ángulo de circulación o conducción de corriente.

b) CARGA INDUCTIVA PURA

A partir de la figura 2.9 se deduce la ecuación del circuito

$$E_a = V_L + V_d \quad 2.9$$

que puede escribirse como

$$E_a = (L \frac{di}{dt}) + V_d \quad 2.10$$

de donde

$$L \frac{di}{dt} = \sqrt{2} E_a \text{ sen } \omega t - V_d \quad 2.11$$

de las ecuaciones 2.9, 2.10, y 2.11 se observa:

1.- La corriente comenzará a circular, cuando la cantidad $E_a - V_d$ sea positiva, instante t_0 de la figura 2.9b

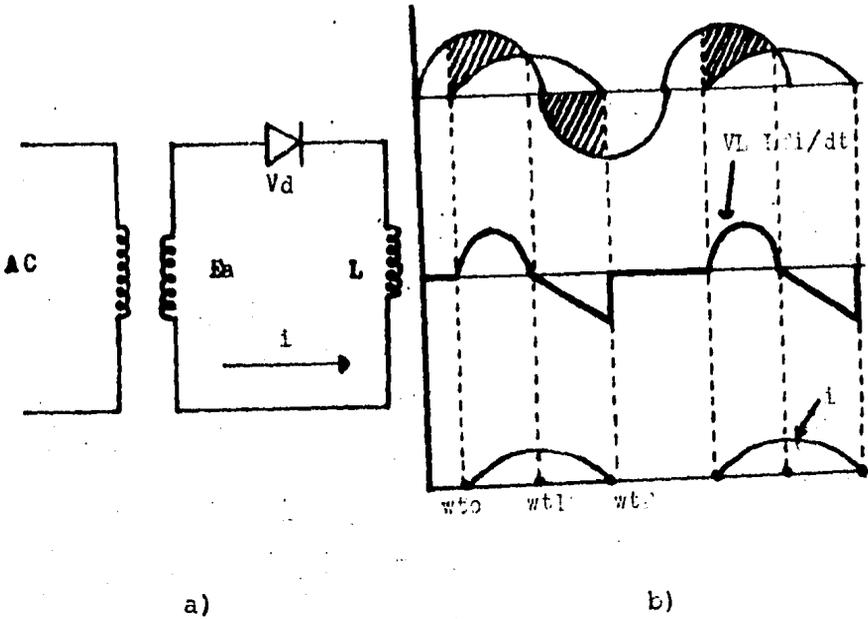


Figura 2.9 Rectificador de media onda con carga inductiva pura

(a) Circuito; (b) Formas de onda

2.- La corriente pasará por un máximo en el instante t_1 tiempo para el cual la $(di/dt) = 0$ de la ecuación 2.10 se verifica que

$$\sqrt{2} E_a \text{ sen } wt_1 = V_d$$

Se puede observar que en este instante, que si la carga fuera resistiva la corriente se anularía, en este ca

so el voltaje y la tensión están defasados (la corriente esta atrasada con respecto a la tensión). El instante en el que la corriente deja de circular t_2 se deduce integrando e igualando a cero la ecuación 2.11

$$\int di = \frac{\sqrt{2} Ea}{L} \int_{t_0}^{t_2} (\text{sen } \omega t \, dt - Vd \, dt)$$

se debe verificar

$$\frac{1}{L} \int_{\omega t_0}^{\omega t_2} (\sqrt{2} Ea \text{ sen } \omega t - Vd) d\omega t$$

es decir, que

$$\int_{\omega t_0}^{\omega t_2} (\sqrt{2} Ea \text{ sen } \omega t - Vd) d\omega t = 0 \quad 2.12$$

que puede escribirse como

$$2 Ea \text{ sen } \omega t = Vd \, d\omega t = Vd (\omega t_2 - \omega t_0) = 0$$

si hacemos

$$a = \frac{Vd}{\sqrt{2} Ea}$$

la ecuación 2.12 queda como

$$\int_{\omega t_0}^{\omega t_2} \sqrt{2} Ea (\text{sen } \omega t - a) d\omega t$$

Finalmente la tensión de la corriente instantanea rectificada será;

$$i = \frac{\sqrt{2} Ea}{\omega L} (\text{sen } \omega t - a) d\omega t$$

válida entre los instantes t_0 y t_2 , si se desprecia la caída en el rectificador

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{\omega L} \cos \omega t + C$$

la constante de integración C se deduce como

$$\omega t = 0 \quad ; \quad i = 0$$

$$C = \frac{\sqrt{2} E_a}{\omega L}$$

finalmente

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{\omega L} (1 - \cos \omega t) \quad 2.13$$

expresión para la corriente instantánea en una carga inductiva pura.

2.3 CIRCUITOS RECTIFICADORES CON DIODOS

El sistema rectificador a utilizar en determinada aplicación, depende de los requerimientos de tensión y corriente continua; además de considerar la fluctuación indeseable que se produce a la salida como consecuencia de la componente de rizo que acompaña a una rectificación.

La forma más simple para suavizar y disminuir el rizo, es utilizando filtros.

2.3.1 FILTROS

Un filtro consta de una combinación de bobinas, capacitores y resistencias conectadas de tal manera que separe corrientes alternas de corrientes continuas o corrientes alternas de una banda de frecuencias de aquellas otras que están fuera de esta banda.

En el diseño de rectificadores se utilizan filtros de dos tipos básicos de entrada; filtros de choque inductivo y filtros de entrada capacitiva. aunque dependiendo del diseño pueden hacerse combinaciones entre estos tipos. La figura 2.10 ilustra algunos circuitos de filtración.

El filtro más simple es el de entrada capacitiva figura 2.10a este tipo de filtro es comunmente empleado.

en circuitos rectificadores de media onda o onda completa, los cuales manejan bajas corrientes y también toleran una ondulación bastante grande.

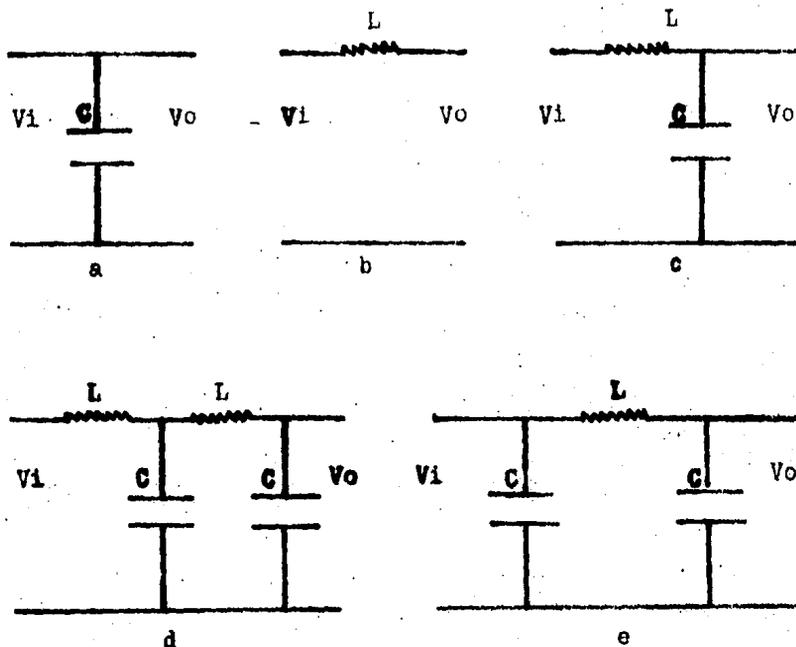


Figura 2.10 Tipos de filtros

En este tipo de filtro, el capacitor se carga hasta aproximadamente el pico de la tensión de entrada en cada semiciclo de conducción del rectificador.

La corriente que se dirige a la carga es suministrada entonces por el capacitor y no por la fuente de alimentación, hasta que la tensión de entrada vuelve a

ser igual a la tensión existente a través del capacitor en el semiciclo siguiente.

El filtro que sigue en simplicidad es el de entrada inductiva, este filtro cumple la misma función que el de entrada capacitiva en el sentido de que suaviza la corriente de carga almacenando energía durante una parte del ciclo y entregándolo a la carga durante la otra parte.

Cuando se usa un inductor suavizador en serie con un circuito rectificador de onda completa el periodo de conducción de cada rectificador puede aplicarse de manera tal que la conducción no cese en un rectificador hasta que el otro comience a conducir.

2.3.2 RECTIFICADORES MONOFASICOS

A continuación se resume el funcionamiento básico de los rectificadores monofásicos más importantes.

1) RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

El circuito de la figura 2.11 representa este tipo de conexión. Si la tensión en el primario es $V_i = V_m \sin \omega t$ podemos decir despreciando la caída en el devanado secundario que $V_1 = V_m \sin \omega t$.

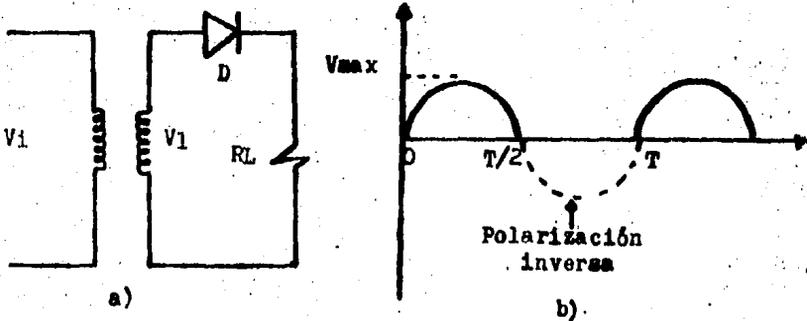


Figura 2.11 Rectificador monofásico de media onda

(a) Circuito básico ; (b) Onda de salida

Resumiendo; cuando el voltaje V_1 es positivo, el diodo se polariza directamente, tiempo $0 < t < T/2$ y se cumple

$$V_1 - V_{d1} - V_L = 0$$

$$V_1 = V_{d1} + V_L$$

si se desprecia la caída en el rectificador (diode) -

$$V_1 = V_L = V_m \text{ sen } \omega t$$

además

$$i_d = \frac{V_L}{R_L}$$

Durante el intervalo de tiempo $T/2 < t < T$ el rectificador está polarizado inversamente; en forma ideal se comporta como un circuito abierto, y se cumple $i_d=0$

Como puede apreciarse en la figura 2.11b éste circuito rectificador contiene un elevado porcentaje de ondulación (rizo) por lo que es muy poco utilizado.

Si se utiliza un capacitor como filtro, figura 2.12 un análisis de tiempo nos muestra lo siguiente.

- Durante el intervalo de tiempo $0 < t < T/4$ el capacitor se carga a la tensión máxima de entrada, la resistencia R_L provee un camino de descarga en un tiempo $T = RC$; de esto pueden deducirse dos casos.

- a) Si R_L es muy grande, el condensador se descarga muy lentamente.
- b) Si R_L es muy pequeña, el condensador se descarga muy rápidamente.

- Durante el tiempo en el cual el capacitor se descarga se produce a la salida una tensión de corriente continua pulsante (rizo).

En el tiempo $T > T/4$ la tensión del capacitor es mayor que la tensión de entrada; el diodo se polariza inversamente y deja de conducir (la línea punteada indica la no conducción del rectificador), este conducirá en el siguiente ciclo, cuando la tensión del capacitor sea menor que la tensión de entrada.

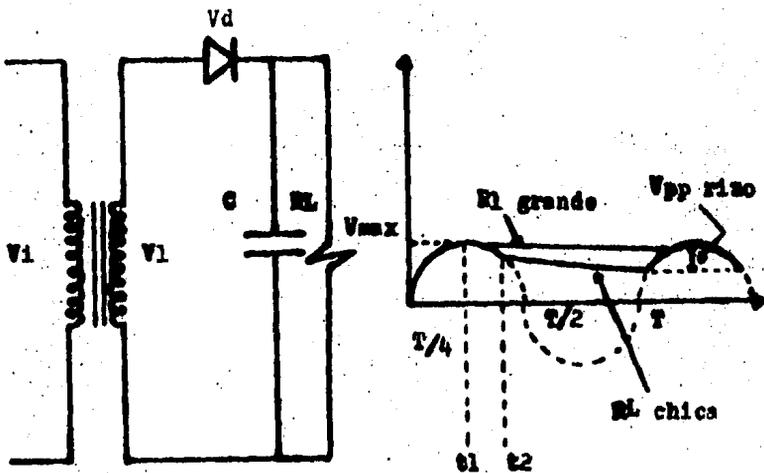


Figura 2.12 Circuito para el análisis del rizo

El verdadero voltaje pico a pico de rizo (V_{pp} rizo) es triangular, pero, para facilitar nuestro cálculo - consideramos a este voltaje como una señal senoidal.

El análisis del rizo puede deducirse de la siguiente forma. Para el tiempo $0 < t < T/4$, el capacitor se carga a un voltaje de entrada máximo, la constante de carga, según la figura 2.13a viene dada por

$$\text{Tiempo de carga } (t_c) = R_i C$$

En donde R_i representa a la resistencia del diodo y a la resistencia del devanado secundario del transformador.

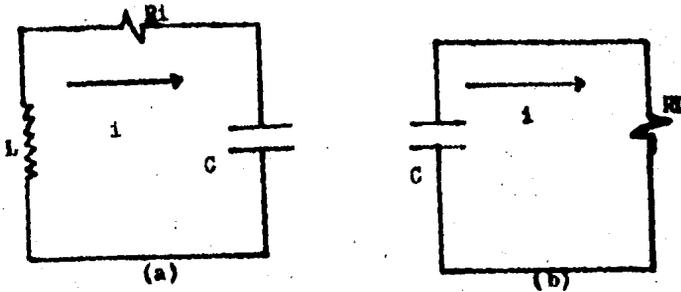


Figura 2.13 Tiempos de carga y descarga en un rectificador de media onda, utilizando un capacitor como suavizador del rizo

(a) Circuito de carga ; (b) Circuito de -
descarga.

Para que el capacitor pueda cargarse el valor máximo de la tensión de entrada, la constante de carga $t_c = R_i C$ debe ser mayor que el tiempo real de carga, así

si el periodo es $T = 1/f$, el tiempo real de carga para el intervalo $0 < t < T/4$ será .

$$\text{Tiempo real de carga (trc)} = T/4$$

y con esto deberá cumplirse

$$t_c > \text{trc}$$

Para el tipo $t > T/4$ el diodo no conduce, la constante de descarga, según la figura 2.13b será

$$\text{Tiempo de descarga (td)} = RLC$$

Existe rizo, si el tiempo de descarga es mucho mayor que el periodo T , o sea si ;

$$t_d \gg T$$

y con esto el capacitor solo pierde una parte de su tensión de carga. El voltaje en la carga será igual a

$$V_L = V_{\text{max}} - V_{\text{pp rizo}}$$

puesto que $V_{\text{max}} \gg V_{\text{pp rizo}}$ (El voltaje $V_{\text{pp rizo}}$ es aproximadamente el 10% de valor máximo de la tensión de entrada) se tiene

$$V_L = V_{\text{max}}$$

y

$$i_L = \frac{V_L}{R_L}$$

finalmente el voltaje $V_{\text{pp rizo}}$ está dado por

$$V_{\text{pp rizo}} = \frac{T}{t_d} V_{\text{max}}$$

$$V_{pp} \text{ rizo} = \frac{T V_{max}}{RLC} \quad 2.14$$

Ayudandonos de esta ecuación, puede calcularse el valor de capacitancia como

$$C = \frac{T V_{max}}{(RLC) (V_{pp} \text{ rizo})} \quad 2.15$$

para un rectificador de onda completa, el periodo de descarga es aproximadamente $T/2$ en lugar de T . Con esto el valor de la capacitancia se reduciría a la mitad.

ii) RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA (TAP CENTRAL)

El sistema rectificador de onda completa figura 2.14. Utiliza dos diodos y un transformador con tap central, en comparación con el circuito rectificador de media onda, este posee un 65% menos ondulación. a través de cada uno de los rectificadores solo circula el 50% de la corriente total.

El modo de operación es como sigue ; El transformador refleja la fuente de corriente del devanado primario al devanado secundario, proporcionando dos ondas de igual magnitud, pero de sentido contrario, es decir defasadas 180° entre si con respecto al tap central.

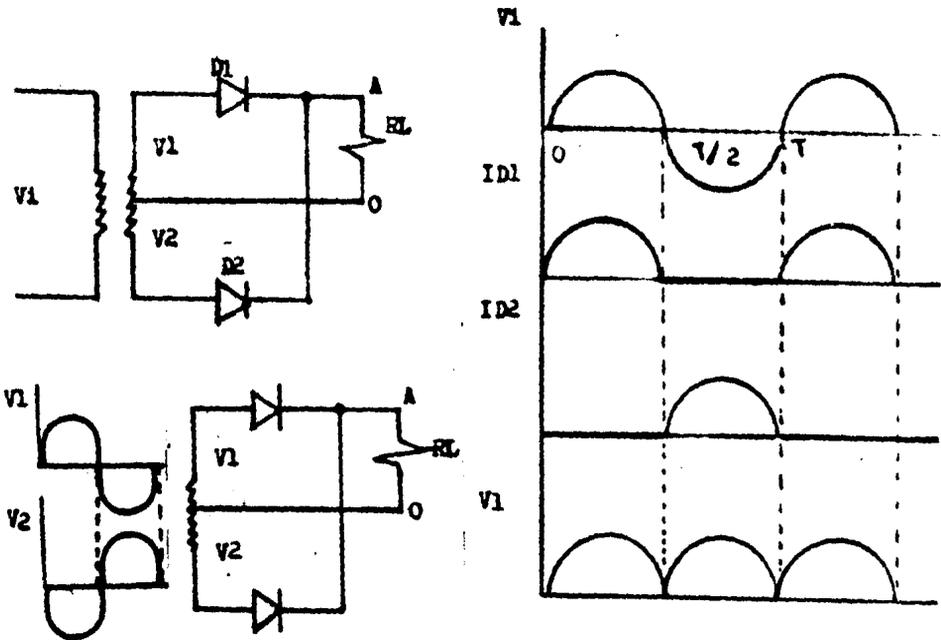


Figura 2.14 Rectificador de onda completa con tap central.

(a) Circuito Básico; (b) Formas de onda

Para el tiempo $0 < t < T/2$ el voltaje V_1 es positivo al diodo D_1 se polariza directamente y conduce la corriente de carga, en este mismo tiempo V_2 se polariza inversamente y no conduce. Para este tiempo

$$V_1 = V_m \sin \omega t = -V_2$$

Si se desprecia la caída en D_1

$$V_1 = V_A - V_O = V_L = V_m \sin \omega t \quad 2.16$$

y

$$V_{D_2} = -2 V_m \sin \omega t$$

En el siguiente intervalo $T/2 < t < T$, V_1 es negativo, el diodo D_1 es un circuito abierto, mientras que V_2 es -

es positivo y el diodo D_2 se dispara para conducir la corriente de carga. Para este caso

$$V_2 = V_A - V_O = -V_m \text{ sen } \omega t \quad 2.17$$

y

$$V_{D_1} = 2 V_m \text{ sen } \omega t$$

Siempre y para cada intervalo de conducción la corriente de carga tiene la misma dirección, positiva a través de la resistencia de carga .

Con respecto a la figura 2.15 . Cuando el voltaje V_1 es positivo, la corriente de carga circular a través de la resistencia R_L y del capacitor C , si la caída en el diodo es despreciable, el capacitor se carga al valor máximo de la tensión de entrada (curva AB).

Nuevamente, como en el caso anterior, cuando la tensión de entrada es menor que la tensión de carga en el capacitor (tiempo t_1) el diodo se polariza inversamente y deja de conducir (la tensión de entrada bloqueada por D_1 , termina su semiperiodo, como lo indica la línea punteada (OP), en ese momento el capacitor se descarga a través de la resistencia R_L .

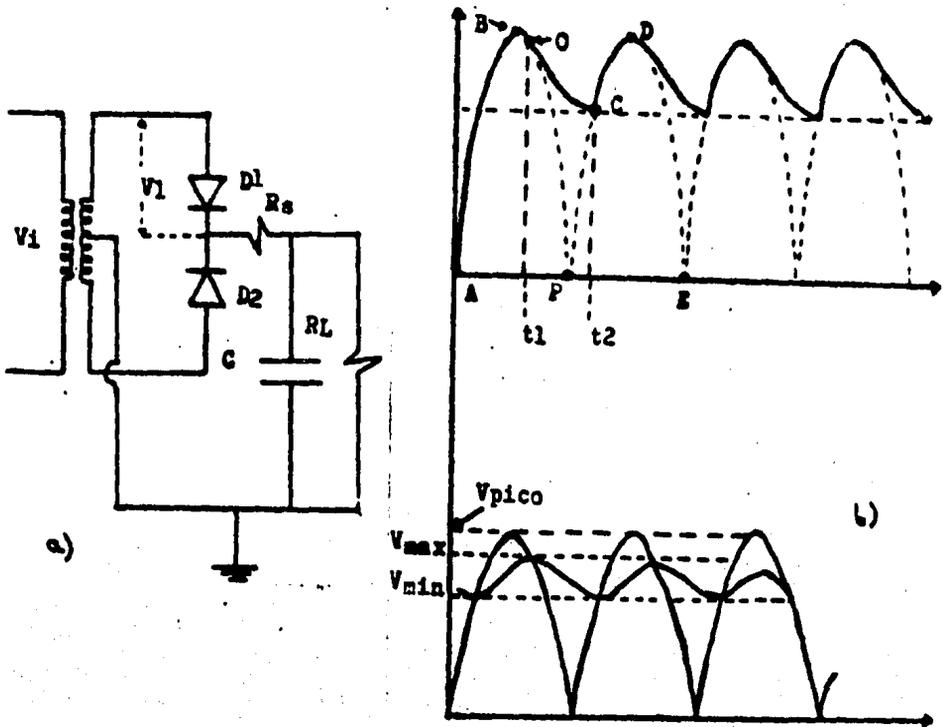


Figura 2.15 Rectificadores de onda completa con capacitor suavizador.

(a) Circuito representativo; (b) Representación del Vpp rizo.

Cuando el voltaje V_1 es cero, el voltaje V_2 es positivo, la curva P'DE indica esta condición. En el tiempo t_2 el voltaje V_2 es igual al voltaje en el capacitor, este nuevamente se carga a través de D_2 a la tensión máxima de entrada, repitiéndose así el ciclo.

En la figura 2.15b se ha representado Vpp rizo como una onda senoidal que tiene como límites un voltaje máximo de rizo (V_{Lmax}) y un voltaje mínimo (V_{Lmin}).

Para calcular el rizo puede emplearse la ecuación 2.14 . Otro método de calculo consiste en utilizar los monogramas de las figuras 2.16 y 2.17 .

La utilización correcta de estos monogramas parte de hacer las siguientes concideraciones .

- R_s figura 2.15 es la suma de la resistencia dinámica del diodo y la resistencia del devanado secundario del transformador .

- Se define una resistencia y capacitancia equivalente como

$$R_{eq} = R_L/R_s$$

y

$$C_{eq} = R_s C_f (f/60)$$

con estos valores, se entrara al monograma de la figura 2.16 para obtener los valores máximos y mínimos del rizo en porciento.

- El voltaje de pico máximo en la carga (V_L pico) figura 2.15 estará dado por

$$V_L \text{ pico} = V_1 - V \text{ diodo}$$

En donde V_1 es el voltaje de entrada en una mitad del secundario .

- Ayudandonos de los valores de R_{eq} y C_{eq} , se encuentra mediante el monograma de la figura 2.17 un parámetro denominado R_{carga} ; el cual es utilizado para encontrar la corriente de pico o corriente máxima, definida como.

$$I_{\text{pico}} = \frac{V_L \text{ pico}}{R_s + R_{\text{carga}}}$$

R_s R_{carga}

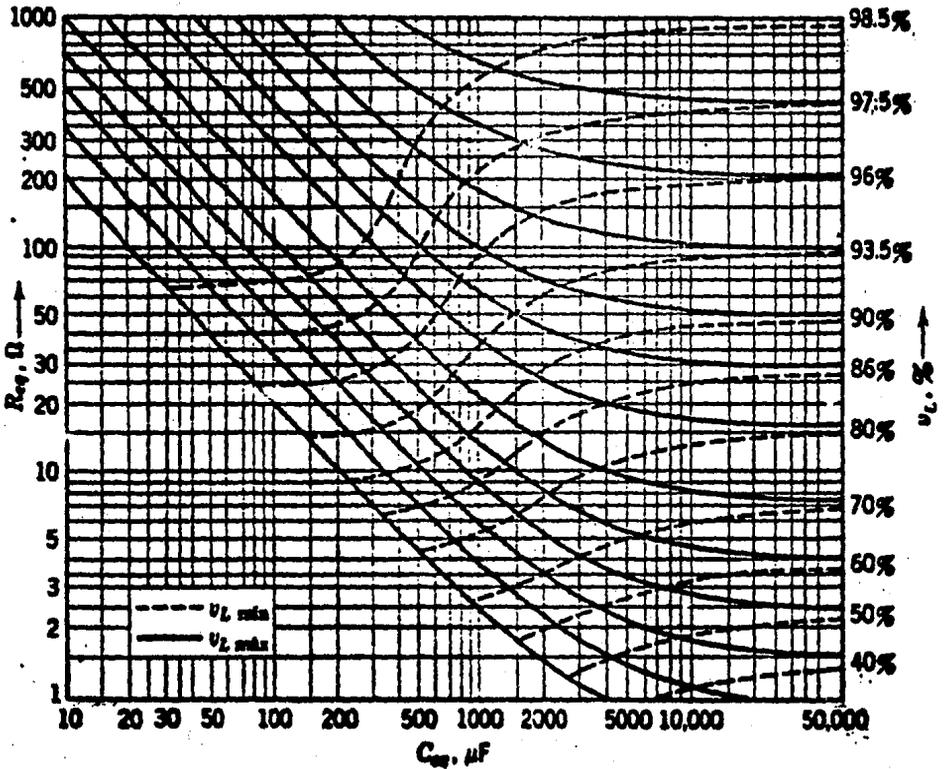


Figura 2.16 Monograma para determinar R_{eq} , C_{eq} o V_L m\u00ednimo, V_L m\u00e1ximo de rizo.

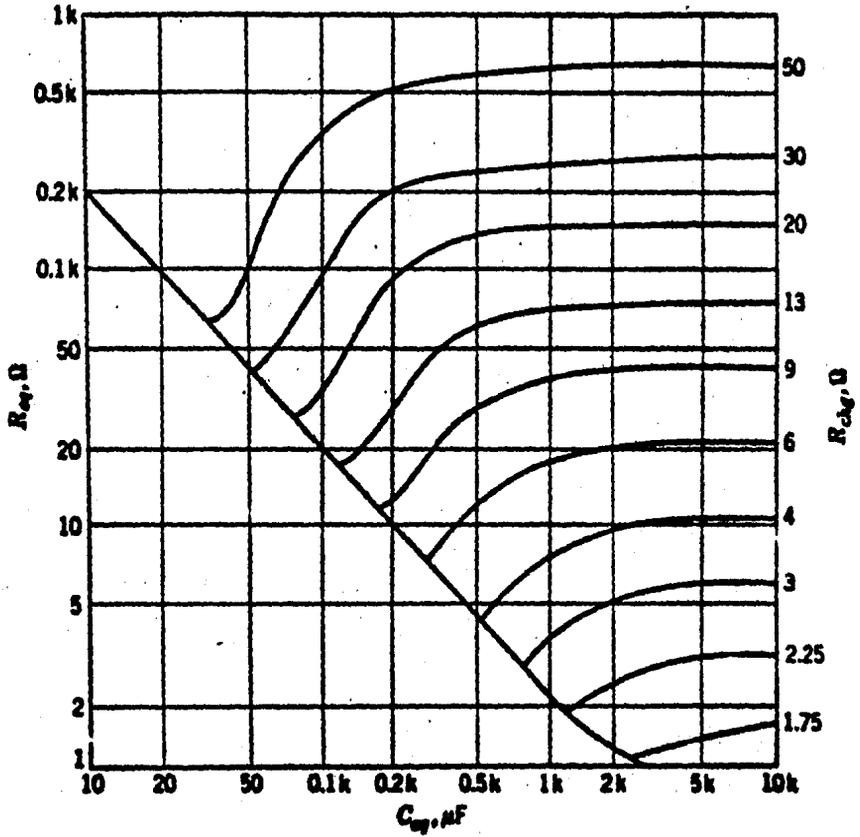


Figura 2.17 Monograma para determinar las corrientes pico del diodo.

iii) RECTIFICACION MONOFASICA DE ONDA COMPLETA

(TIPO PUENTE)

El circuito de la figura 2.18 representa una conexión monofásica tipo puente, este circuito emplea cuatro diodos rectificadores y no requiere transformador con punto medio. Esta conexión puede utilizarse para obtener el doble de la tensión de salida con respecto al circuito de la figura 2.14 .

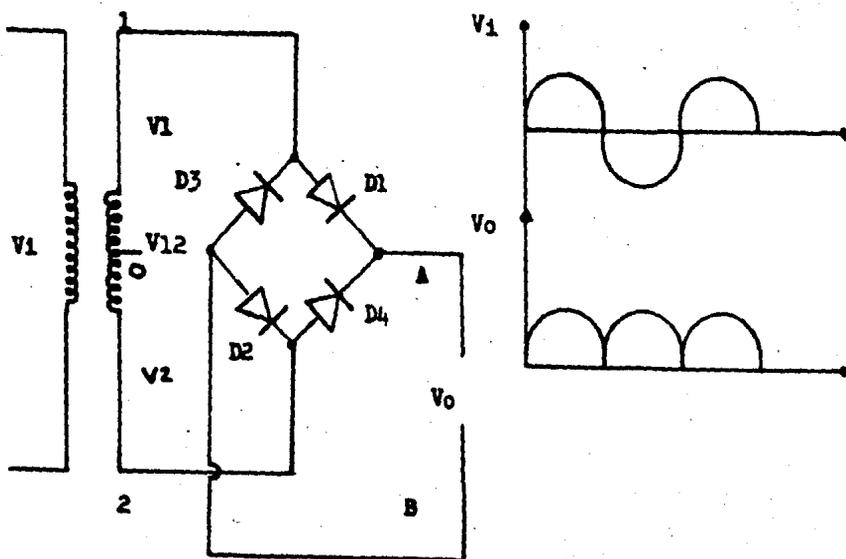


Figura 2.18 Rectificador de onda completa (tipo,puente)

(a) Circuito básico; (b) Forma de onda.

La rectificación se lleva a cabo mediante la iteración sucesiva de los diodos D_1D_2 y D_3D_4 . Cuando la tensión de entrada es positiva en el punto 1; los diodos D_1D_2 están polarizados directamente, pueden considerarse como un corto circuito, los diodos D_3D_4 están polarizados inversamente y por tanto pueden considerarse como un circuito abierto. La figura 2.18 muestra las semiondas de tensión cuando D_1D_2 ó D_3D_4 conducen la corriente de carga .

Cuando el punto 1 es negativo, con respecto al punto 2 los diodos D_3D_4 están polarizados directamente, D_1D_2 están en inversa.

Con respecto a la figura 2.18 si consideramos un punto ficticio (0) en la mitad del secundario, como en el caso del rectificador con toma central, deducimos las siguientes ecuaciones .

$$V_{12} = V_m \text{ sen } \omega t \text{ = Voltaje de entrada}$$

para el punto ficticio

$$V_1 = V_{12}/2 \quad \text{y} \quad V_2 = -V_{12}/2$$

para el tiempo $0 < t < T/2$

Si D_1 conduce $V_1 = V_A - V_O$

Si D_2 conduce $V_2 = V_B - V_O$

los voltajes en D_3D_4 son

$$V_{D_4} = V_2 - (V_A - V_O) = V_2 - V_1 = -V_{12}$$

$$V_{D_3} = (V_B - V_O) - V_1 = V_2 - V_1 = -V_{12}$$

finalmente

$$VAB = (VA-VO) - (VB-VO) = V_1 - V_2 = V_{12} \quad 2.18$$

Para el tiempo $T/2 < t < T$

Si D_3 conduce $V_1 = VB-VO$

Si D_4 conduce $V_2 = VA-VO$

los voltajes en D_1, D_2 son

$$VD_1 = V_1 - (VA-VO) = V_1 - V_2 = V_{12}$$

$$VD_2 = (VB-VO) - V_2 = V_1 - V_2 = V_{12}$$

finalmente

$$VAB = (VA-VO) - (VB-VO) = V_2 - V_1 = -V_{12} \quad 2.19$$

Para el cálculo de este tipo de rectificador, pueden emplearse los monogramas de la figura 2.16 y 2.17. La única variante consiste, en el valor de VL pico; para este caso.

$$VL \text{ pico} = V_1 - 2 V_{\text{diodo}} \quad 2.20$$

2.3.3 RECTIFICADORES POLIFASICOS

Cuando se trate de rectificadores grandes cantidades de energía, se utilizan rectificadores polifásicos en lugar de los monofásicos, esto debido a que en la actualidad la transmisión y distribución es polifásica, y en particular trifásica; además la tensión de salida de un rectificador polifásico posee mucho menos ondulación que la de los rectificadores monofásicos.

a) CONEXIONES EN PARALELO

Cuando dos o más rectificadores se conectan en paralelo, la capacidad de corriente es substancialmente mayor que la de un solo rectificador del mismo tipo. La única limitante de una conexión en paralelo consiste en que cada rectificador debe tener las mismas características de tensión directa. Si las características no son semejantes, se produce una distribución desequilibrada de la corriente entre los rectificadores.

El rectificador que tiene la menor caída de tensión directa recibe una mayor parte de la corriente total, produciéndose un calentamiento excesivo en este rectificador, este calentamiento origina que el dispositivo se dispare con menor tensión directa. Este efecto regenerativo puede provocar la destrucción del rectificador y origina la destrucción progresiva de todos los rectificadores del conjunto en paralelo. Debido a esto es importante que cuando se utilicen rectificadores en paralelo, cada rectificador reciba cantidades iguales de la corriente total.

La corriente puede dividirse en iguales cantidades usando resistencias e inductancias en serie con cada rectificador. Sin embargo el uso de resistencias

introduce grandes pérdidas de potencia que reducen el rendimiento del rectificador. Por su parte los inductores presentan el inconveniente de su costo relativamente alto.

El mejor método para asegurar una división de corriente equilibrada, consiste en seleccionar los rectificadores en base a sus características de tensión directa.

Debido a que la caída de tensión directa en un rectificador depende de la temperatura es conveniente mantener al conjunto de rectificadores a la misma temperatura, una forma simple consiste en montar, a todos los rectificadores en paralelo en el mismo disipador térmico.

b) CONEXIONES EN SERIE

En igual forma un conjunto de dos ó más rectificadores pueden conectarse en serie cuando los requerimientos de tensión excedan las capacidades de un solo rectificador. Cuando se utilizan rectificadores en serie, lo que hay que tomar en cuenta es que la tensión inversa se divida por igual a través de cada rectificador.

Existén dós formas básicas para asegurar una tensión inversa uniforme en los elementos rectificadores, estas técnicas compensadoras son ;

- i) Red compensadora de resistencias y capacitancias -
- ii) Selección de rectificadores con características inversas semejantes (rectificadores no compensados)
- i) Redes compensadoras de resistencias y capacitancias

En este tipo de conexiones se coloca una resistencia y un capacitor a través de cada rectificador. Estos elementos obligan a que la tensión inversa se distribuya uniformemente a través de cada unidad de la serie, si sus valores se eligen de tal manera que en todas las condiciones de funcionamiento sean estos componentes y no los rectificadores los que controlen la distribución de la tensión.

Los resistores controlan la división de tensión durante el funcionamiento en CC. Mientras que los condensadores controlán la división de tensión durante el funcionamiento con alta frecuencia o cuando se aplicán tensiones inversas.

- ii) Selección de rectificadores con características inversas semejantes.

Las características que deben tomarse en cuenta -

para una selección de rectificadores no compensados, -
 son el tiempo de recuperación inversa, la tensión de -
 avalancha y la capacidad de disipación inversa. Los -
 efectos de estas características están relacionados en
 tre si y deben ser consideradas en conjunto.

Cuando los rectificadores han sido agrupados por-
 sus tiempos de recuperación, pueden entonces ocuparse-
 en cualquier tipo de configuración, ya que todos ellos
 recuperarán su capacidad de bloqueo aproximadamente al
 mismo tiempo.

2.3.3.1. CONFIGURACIONES POLIFASICAS

El principio de funcionamiento de los rectifica -
 dores polifásicos se basa en el respectivo defasaje de
 cada señal de entrada, en la figura 2.19 se muestra un
 rectificador denominado, como rectificador más positi-
 vo debido a que los ánodo están unidos a la entrada -
 más positiva respectivamente.

Durante el tiempo en el cual, la tensión V_1 es ma
 yor que las tensiones V_2 , V_3 ...etc . El diodo D_1 con
 duce y todos los otros están bloqueados así, cuando D_1
 conduce $V_1 = V_0$ y con esto

$$VD_2 = V_2 - V_0$$

$$VD_2 = V_2 - V_1 < 0$$

$$VD_3 = V_3 - V_1 < 0$$

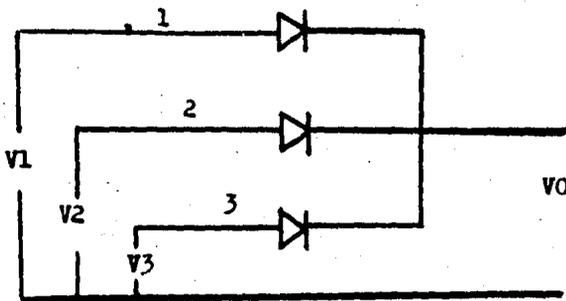


Figura 2.19 Rectificador más positivo

En la figura 2.20 se muestra los esquemas más usuales de los sistemas rectificadores polifásicos.

El circuito de la figura 2.20a representa a un sistema rectificador de media onda en estrella. La tensión de salida esta compuesta por tres fragmentos simétricos de senoide, por lo que la ondulación es pequeña, además por cada rectificador circula solo un tercio de la corriente total.

Si consideramos que la tensión de salida V_0 , esta formada por la tensión más positiva de entrada se tiene que:

$$V_0 = V_1 \text{ cuando } V_1 > V_2 \text{ y } V_3$$

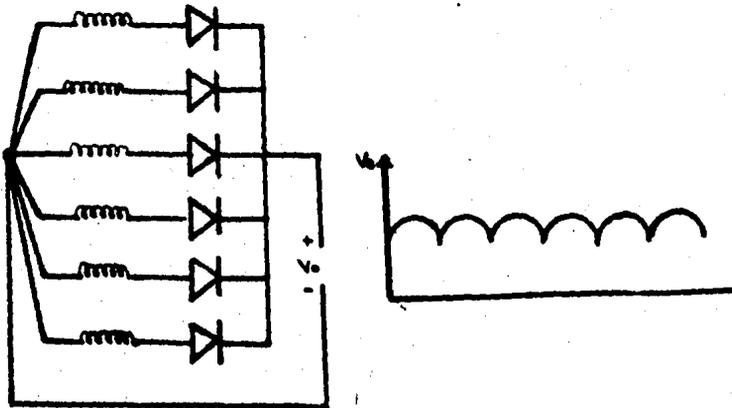
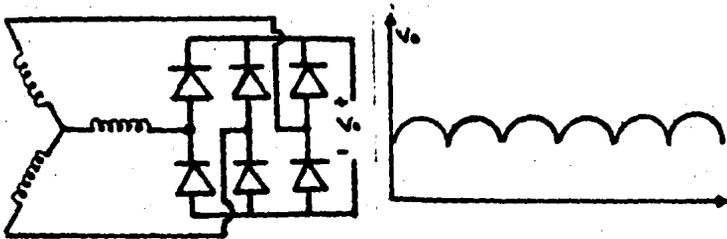
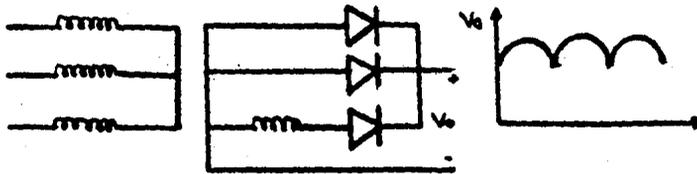


Figura 2.20 Configuraciones polifásicas .

$$V_0 = V_2 \text{ cuando } V_2 > V_3 \text{ y } V_1$$

$$V_0 = V_3 \text{ cuando } V_3 > V_1 \text{ y } V_2$$

Para este caso cada tensión de entrada, esta desplazada 120° .

$$V_1 = V_m \text{ sen } \omega t$$

$$V_2 = V_m \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3)$$

$$V_3 = V_m \text{ sen } (\omega t - 4\pi/3)$$

y su período de conducción será:

para $t/12 < T < 5t/12$ D_1 conduce

para $5t/12 < T < 9t/12$ D_2 conduce

para $9t/12 < T < 13t/12$ D_3 conduce

En la figura 2.21 se muestran estos tipos de conducción

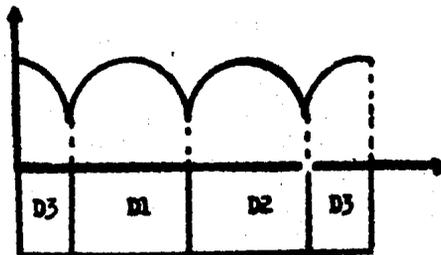


Figura 2.21 Angulos de conducción para un rectificador trifásico de media onda.

La figura 2.20b representa un circuito trifásico, de onda completa tipo puente. Este circuito puede entregar el doble de tensión, en comparación con el circuito de media onda .

La tensión de salida en este circuito, esta formada por 6 fragmentos simétricos de senoide, con lo que la ondulación es mínima. Otro rectificador polifásico es de la figura 2.20c, este circuito también emplea seis rectificadores, donde cada rectificador conduce un $1/6$ de la corriente total, (observese que su tensión de salida, tiene muy poca ondulación).

2.4 GENERALIDADES DE CALCULO PARA RECTIFICADORES CON DIODOS

Dentro del análisis de los sistemas rectificadores, los parámetros de interés son los referidos al valor medio, valor eficaz, factor de forma y tensión inversa.

Estos parámetros pueden calcularse mediante su expresión matemática; por definición:

$$\text{Valor medio} = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) dt \quad 2.21$$

$$\text{Valor eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T F(t)^2 dt} \quad 2.22$$

$$\text{Factor de forma} = \frac{\text{Valor eficaz}}{\text{Valor medio}} \quad 2.23$$

La utilización correcta de las expresiones anteriores nos lleva a la solución óptima de cualquier tipo de onda.

En la tabla III se encuentran representados los valores medio y eficaz de algunas formas de onda, aundo al circuito típico que las produce.

A través de las secciones procedientes a podido observarse, que cuando se utilizan determinados diodos

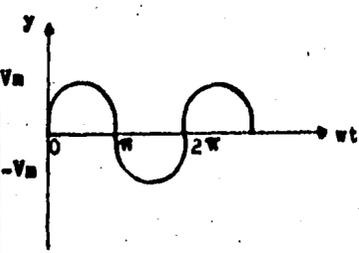
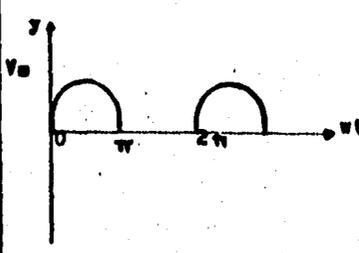
1	FORMAS DE ONDA $A = V_m \sin wt$ d(wt) $A^2 = V_m^2 \sin^2 wt$ d(wt)	VALOR MEDIO (VH) $V_H = 1/2\pi \int_0^{2\pi} A$	VALOR EFICAZ (VEF) $V_{EF} = 1/2\pi \int_0^{2\pi} A^2$
		$V_H = 0$	$V_{EF} = V_m / \sqrt{2}$ $V_{EF} = 0.707 V_m$
2		$V_H = V_m / \pi$ $V_H = 0.318 V_m$	$V_{EF} = V_m / \sqrt{2}$ $V_{EF} = 0.7 V_m$

Tabla 111. Valores medio y eficaz de formas de onda básicas.

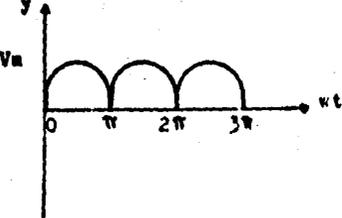
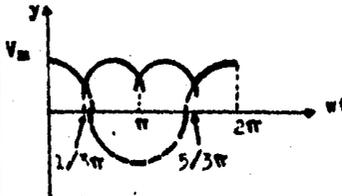
FORMAS DE ONDA	VALOR MEDIO (V_H)	VALOR EFICAZ (V_{EF})
<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin-bottom: 5px;">3</div> 	$V_H = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} A \, d(\omega t)$ $V_H = \frac{2V_m}{\pi}$ $V_H = 0.637V_m$	$V_{EF} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} A^2 \, d(\omega t)$ $V_{EF} = V_m / 2$ $V_{EF} = 0.707V_m$
<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin-bottom: 5px;">4</div> 	$V_H = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/3}^{4/3} V_m \cos \omega t \, d(\omega t)$ $V_H = \frac{3V_m}{2\pi} \left[\sin \frac{4}{3} - \sin \frac{\pi}{3} \right]$ $V_H = 0.827 V_m$	$V_{EF} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/3}^{4/3} V_m^2 \cos^2 \omega t \, d(\omega t)$ $V_{EF} = V_m \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[\frac{2\pi}{6} + \frac{2}{4} \sin \frac{2\pi}{3} \right]}$ $V_{EF} = 0.840 V_m$

Tabla III. Valores medio y eficaz de formas de onda básicas

FORMAS DE ONDA

VALOR MEDIO (VM)

VALOR EFICAZ (VEF)

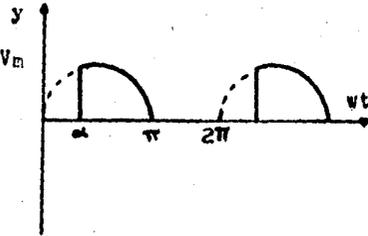
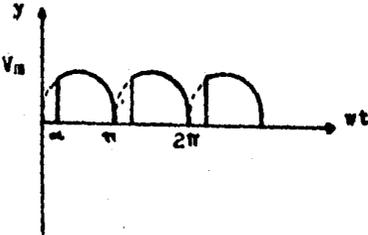
<p>5</p> 	$VM = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} A$ $VM = Vm/2\pi [1 + \cos \alpha]$	$VEF = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} A^2$ $VEF = Vm \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \text{ sen } 2\alpha \right]}$
<p>6</p> 	$VM = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} A$ $VM = Vm/\pi [1 + \cos \alpha]$	$VEF = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} A^2$ $VEF = Vm \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{4} \text{ sen } 2\alpha \right]}$

Tabla 111. Valores medio y eficaz de formas de onda basicas

en un circuito rectificador, la ondulación aumenta o disminuye dependiendo de que tantos diodos componen a nuestro rectificador. Básicamente podemos conciderar dos tipos de conexión; una conexión paralela simple y una conexión paralelo doble.

En la figura 2.22 se representan estos tipos de montaje. El dibujo a y b de dicha figura, representan una conexión paralela simple; al primero (a) puede identificarse mediante la descripción P2 (esto indica que el sistema rectificador, es una conexión simple formada por dos rectificadores), el dibujo (b) se representa como una conexión P3.

Los dibujos c y d representán una conexión paralela doble, la identificación respectiva para esta conexión se indica como PD2 y PD3.

2.4.1 RECTIFICADORES PARALELO SIMPLE

El análisis de los sistemas rectificadores, mediante la identificación del tipo de montaje (conexión) utilizado parte de hacer la siguiente concideración.

La tensión de salida rectificada, sólo depende del número de fragmentos de senoide que la componen durante cada periodo T de las tensiones rectificadas. Este número de fracciones senoidales, es conocido como el orden de la tensión rectificada.

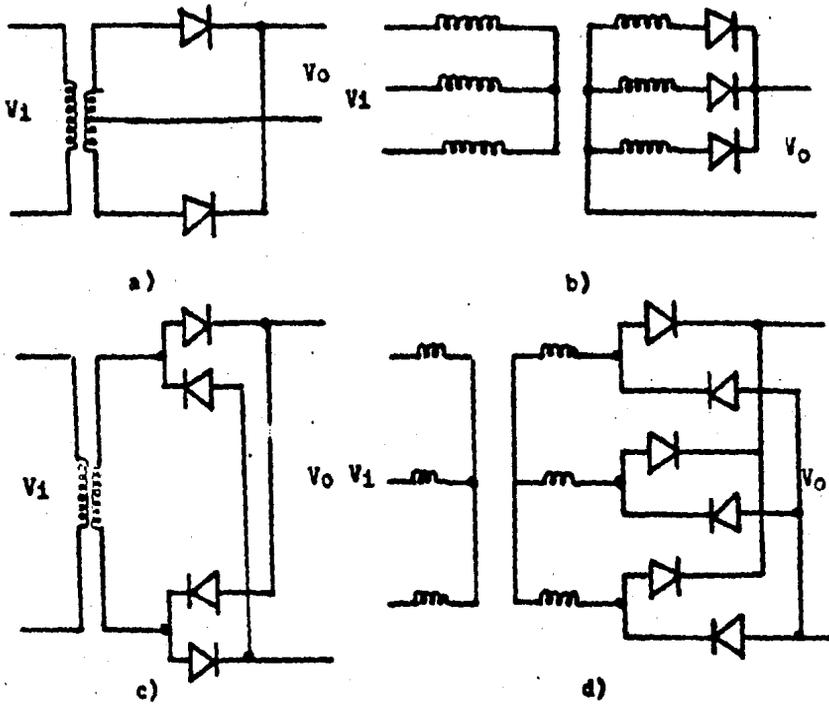


Figura 2.22 Representación de circuitos paralelo simple y paralelo doble

a) Montaje P2; (b) Montaje P3

c) Montaje PD2; (d) Montaje PD3

Si generalizamos el periodo de conducción de los (q) diodos, en el intervalo de tiempo

$$T/4 - T/2q < t < T/4 + T/2q$$

se cumple el periodo de conducción, para cada diodo - particular, de los que forman el sistema rectificador, así por ejemplo:

si $q=2$ $0 < t < 180$

si $q=3$ $30 < t < 150$

si $q=6$ $60 < t < 120$

En la figura 2.23 se representán estos tiempos - de conducción, para cada circuito rectificador forma-- do por (q) diferentes diodos.

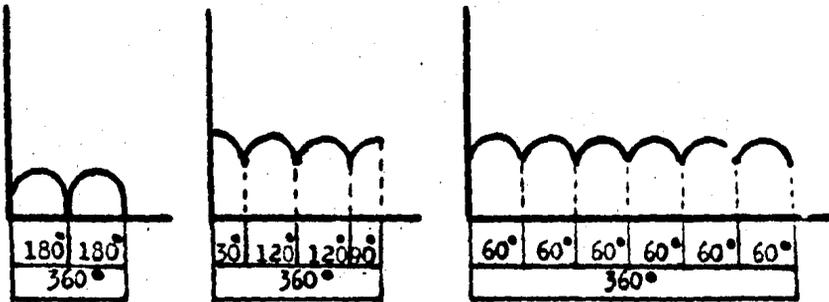


Figura 2.23 Periodos de conducción en la conmutación - paralelo simple.

2.4.1.1 ESTUDIO DE VOLTAJE

La tensión rectificada V_0 suministrada por un sistema rectificador de q diodos, esta formada por q fragmento simétrico de senoide de periodo T . Por lo que el período de V_0 es T/q .

A) Valor medio

El valor medio de la tensión en vacio, de un circuito rectificador paralelo simple (VMRPS) viene dada por

$$VMRPS = \int_{T/4 - T/2q}^{T/4 + T/2q} \frac{q}{T} V_m \text{sen } \omega t \, dt$$

Resolviendo y definiendo como :

$$A = T/4 + T/2q$$

$$A' = T/4 - T/2q$$

$$VM = VMRPS$$

$$VM = \frac{V_m q}{\omega T} \left[-\cos \omega t \right]_{A'}^A$$

$$VM = \frac{V_m q}{\omega T} \left[-\cos \frac{\omega T}{4} - \frac{\omega T}{2q} + \cos \frac{\omega T}{4} - \frac{\omega T}{2q} \right]$$

si utilizamos

$$\cos (X-Y) = \cos X \cos Y + \text{sen} X \text{sen} Y$$

$$\cos (X+Y) = \cos X \cos Y - \text{sen} X \text{sen} Y$$

$$VM = \frac{Vm q}{2 \pi} \left[-\cos \frac{wT}{4} \cos \frac{wT}{2q} + \sin \frac{wT}{4} \sin \frac{wT}{2q} \right]$$

$$\left[+ \cos \frac{wT}{4} \cos \frac{wT}{2q} + \sin \frac{wT}{4} \sin \frac{wT}{2q} \right]$$

$$VM = \frac{Vm q}{2 \pi} \left[2 \sin \frac{wT}{4} \sin \frac{wT}{2q} \right]$$

$$VM = \frac{Vm q}{2 \pi} \left[2 \sin \frac{2 \pi}{4} \sin \frac{2 \pi}{2q} \right]$$

$$VM = \frac{Vm q}{\pi} \left[\sin \frac{\pi}{2} \sin \frac{\pi}{q} \right]$$

finalmente

$$VMRPS = \frac{q}{\pi} Vm \sin \frac{\pi}{q} \quad 2.24$$

b) Valor eficaz

El valor eficaz del rectificador paralelo -
(VEFRPS), abreviando como VEF, está representado por

$$VEF^2 = \frac{q}{\pi} \int_{A'}^A Vm^2 \sin^2 w t dt$$

utilizando

$$\text{sen}^2 a = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2a$$

el desarrollo de la ecuación nos da

$$V_{EF}^2 = \frac{q}{T} V_m^2 \int_0^A \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \right) dt$$

Finalmente

$$V_{EPRS} = V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{q}{4\pi} \frac{\text{sen } 2\pi}{q}} \quad 2.25$$

c) Factor de forma

Definido como F.F. = $\frac{\text{Valor eficaz de (V o I)}}{\text{Valor medio de (V o I)}}$

para nuestro caso

$$F.F. = \frac{V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{q}{4\pi} \frac{\text{sen } 2\pi}{q}}}{\frac{q}{\pi} V_m \frac{\text{sen } \pi}{q}} \quad 2.26$$

el factor de forma se acerca a la unidad a medida que "q" aumenta y por tanto se disminuye la ondulación

q	2	3	4	5	6
F.F.	1.1107	1.0105	1.0048	1.0019	1.0009

d) Tensión inversa máxima

La tensión inversa máxima, que puede soportar cada rectificador esta dada por

$$V_{imax} = 2V_m \dots\dots\dots \text{si } q \text{ par}$$

$$V_{imax} = 2 \cos \frac{\pi}{2q} V_m \dots\dots\dots \text{si } q \text{ impar}$$

2.4.2 RECTIFICADORES PARALELO DOBLE

Tomando como modelo al circuito de la figura 2.18 su tensión de salida, según la expresión 2.18 es

$$VAB = (VA - VO) - (VB - VO) \quad 2.18a$$

a) Valor medio.

De un circuito simple (P2) se tiene que V_1 o V_2 es igual a $VA - VO$ de acuerdo a la figura 2.14 este valor se obtiene cuando D_1 o D_2 conducen, despreciando sus respectivas caídas.

Si se compara la ecuación 2.16 o 2.17 con el primer término de 2.18, su valor de salida sin carga es:

$$VMRPS = \frac{q}{\pi} V_m \operatorname{sen} \frac{\pi}{q}$$

El segundo término de la ecuación 2.18 ($VB-VO$), tiene el mismo valor medio que $VA-VO$, pero con signo cambiado, es decir su tensión esta formada por los mínimos y no los máximos de la tensión de entrada, por lo que la tensión de salida, para el rectificador paralelo doble (VMRPD) será:

$$(VMRPD) = \frac{2q}{\pi} V_m \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \quad 2.27$$

NOTA: En esta ecuación "q" define al número de diodos utilizado en la conexión paralelo simple.

2.4.3 EJEMPLOS DE CALCULO PARA RECTIFICADORES CON DIODOS

Ejemplo 2.1

La figura 2.4 representa las ondas de salida típicas para un rectificador de onda completa con tap central y un rectificador trifásico de media onda.

Considerando el valor de V_m mostrado en dicha figura. Encuentre el valor medio y eficaz de estas ondas.

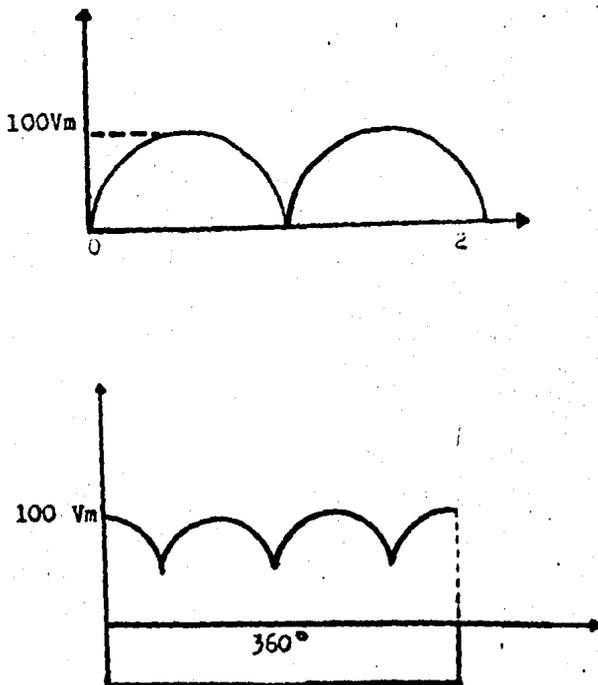


Figura 2.4 Formas de onda para el ejemplo 2.1

SOLUCION 2.1

a) Para el rectificador con tap central y de acuerdo a la tabla III (renglón 3)

$$V_{\text{medio}} = .6366 V_m$$

$$V_{\text{medio}} = 63.66 \quad \text{solución a}$$

Si consideramos la ecuación 2.24 de un rectificador - paralelo simple

$$V_{\text{MPRS}} = \frac{q}{\pi} V_m \text{ sen } \frac{\pi}{q}$$

sustituyendo el número de diodos, se tiene

$$V_{\text{MPRS}} = \frac{2}{\pi} 100 \text{ sen } \frac{\pi}{2}$$

$$V_{\text{MPRS}} = 63.66 \quad \text{solución a'}$$

El valor eficaz para este rectificador, según la tabla III es

$$V_{\text{eficaz}} = 0.7071 V_m$$

$$V_{\text{eficaz}} = 70.71 \quad \text{solución b}$$

Utilizando la ecuación 2.25

$$V_{\text{EFRPS}} = V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{q}{4\pi} \text{ sen } \frac{2\pi}{q}}$$

$$V_{\text{EFRPS}} = 100 \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{2}{4\pi} \text{ sen } \frac{2\pi}{2}}$$

$$V_{\text{EFRPS}} = 70.71 \quad \text{solución b'}$$

como puede verse los resultados aa' y bb' son iguales

b) Para el rectificador trifásico de media onda, de la tabla III (región 4) se lee

$$V_{\text{medio}} = .827 V_m$$

$$V_{\text{medio}} = 82.7 \quad \text{solución c}$$

Utilizando la ecuación 2.24 se tiene

$$V_{\text{MRPS}} = \frac{3}{\pi} 100 \operatorname{sen} \frac{\pi}{3}$$

$$V_{\text{MRPS}} = 82.69 \quad \text{solución c'}$$

La tensión eficaz para este rectificador, se obtiene de la tabla III

$$V_{\text{eficaz}} = .840 V_m$$

$$V_{\text{eficaz}} = 84.0 \quad \text{solución d}$$

ocupando la expresión 2.25 se tiene

$$V_{\text{EFRPS}} = 100 \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{2}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{3}}$$

$$V_{\text{EFRPS}} = 84.06 \quad \text{solución d'}$$

nuevamente los resultados cc' y dd' coinciden .

Ejemplo 2.2

Compruebe que el voltaje medio de un rectificador "monofásico y trifásico de onda completa tipo puente", es el doble, del calculado en el ejemplo 2.1.

SOLUCION 2.2

a) Para el rectificador monofásico, utilizando el valor medio de un circuito rectificador paralelo doble ecuación 2.27 se tiene

$$VMRPD = \frac{2q}{\pi} V_m \operatorname{sen} \frac{\pi}{q}$$

$$VMRPD = \frac{2(2)}{\pi} 100 \operatorname{sen} \frac{\pi}{2}$$

$$VMRPD = 127.32 \quad \text{solución e}$$

b) Para el rectificador trifásico, utilizando la expresión 2.27 se tiene .

$$VMRPD = \frac{2(3)}{\pi} V_m \operatorname{sen} \frac{\pi}{3}$$

$$VMRPD = 165.39 \quad \text{solución f}$$

Como era de esperarse las soluciones e y f representan un valor medio dos veces mayor que los encontrados en el ejemplo 2.2 . Esto debido a que se utilizan dos rectificadores en vez de uno .

2.5 CIRCUITOS RECTIFICADORES CON TIRISTORES (SCR)

Los rectificadores con tiristores, tienen la facultad de poder actuar sobre la señal de salida variando las magnitudes de corriente y voltaje de C.C.

El periodo de conducción, esta determinado por el ángulo α , durante el cual no existe conducción y al método de variación se la conoce como disparo por ángulo de fase .

2.5.1 PRINCIPIO DE OPERACION

En la figura 2.25 se muestran diversos sistemas rectificadores con tiristores aunado a sus respectivas formas de onda .

Puede comprenderse el método de disparo por ángulo de fase con solo mirar sus esquemas. Primeramente los dibujos a y b representan una rectificación de me dia onda; el funcionamiento se resume como sigue:

En el tiempo $0 < t < T/2$ el SCR está polarizado directamente, al aplicarle un impulso positivo a su puerta, este se dispara para conducir la corriente de carga.

En el tiempo $T/2 < t < T$ el SCR está polarizado inversamente y se bloquea mediante conmutación natural. Para el caso (a), la corriente en la carga

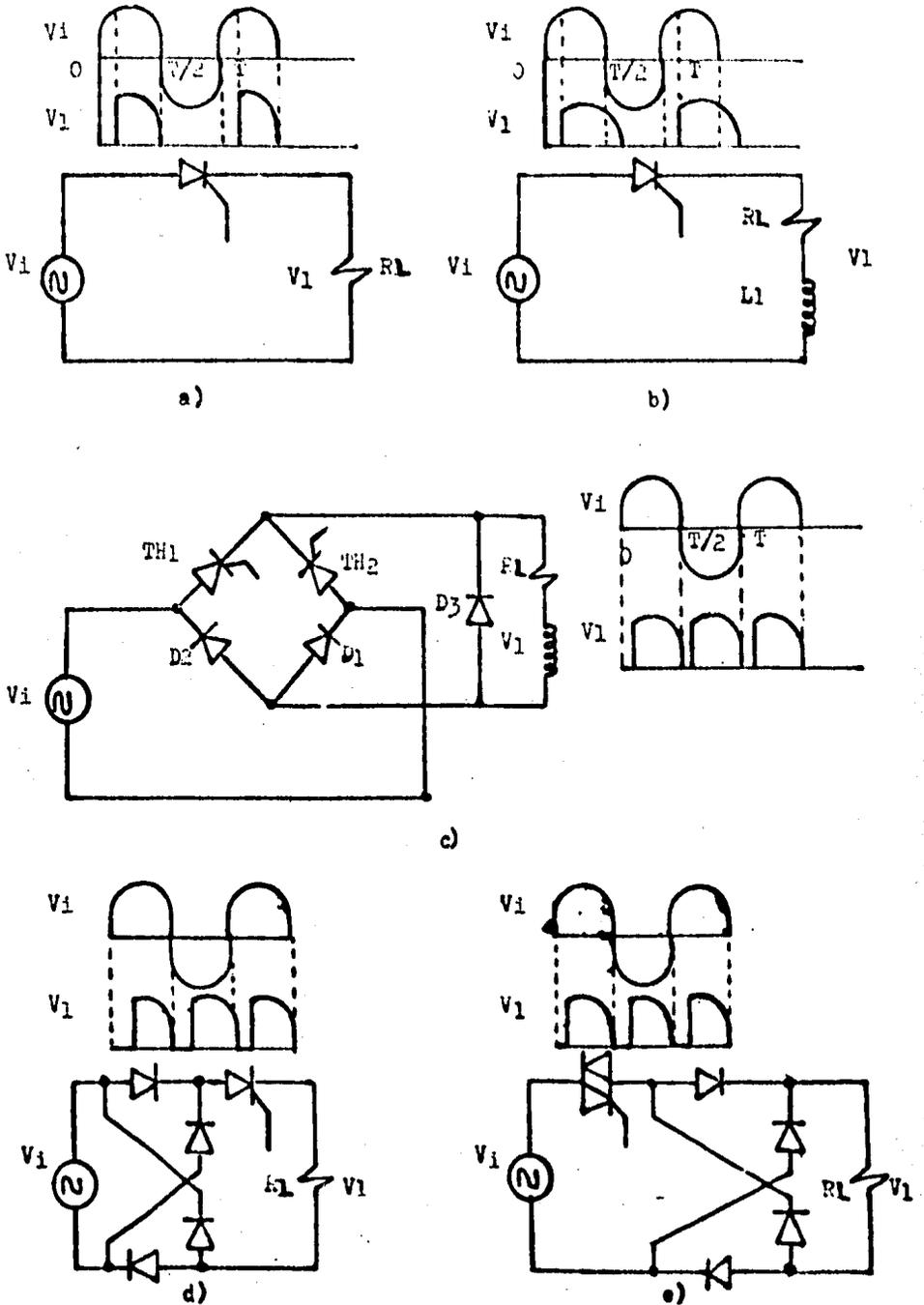


Figura 2.25 Configuración de rectificadores con SCR

termina justo en el momento que el SCR deja de conducir, no así en el caso (b) debido a la carga inductiva la corriente se atraza con el voltaje circulando - un tiempo después de $T/2$.

Por otra parte, refiriendome a la figura (c), en el intervalo $0 < t < T/2$, el SCR₁ está polarizado directamente, al momento de dispararlo la corriente de carga circula a través del SCR₁, RL y D₁, el tiristor se bloquea cuando la tensión de entrada invierte su polaridad, tiempo $T/2 < t < T$, en este mismo tiempo el SCR₂ está polarizado directamente, al momento de dispararlo, la corriente de carga circula por el SCR₂, RL y D₂: el tiristor se bloquea cuando la tensión de entrada - vuelva a ser positiva, en este momento debe dispararse el SCR₁, para repetir el ciclo.

El diodo D₃, provee un camino de descarga, para la energía almacenada en RL durante el tiempo en el cual los tiristores se conmutan para su conducción .

En este tipo de circuito el control de la tensión se hace enteramente en los SCR los diodos D₁, D₂ actúan como seguidores de la tensión controlada en cada semiperiodo de conducción .

Para las figuras restantes, solo se muestra la tensión en la carga, el lector pueda comprender -

intuitivamente el funcionamiento de estos circuitos.

2.5.2 GENERALIDADES DE CALCULO PARA LOS RECTIFICADORES CON TIRISTORES SCR

Como en el caso de los sistemas rectificadores-con diodo^s, existen varias formas para calcular los valores medio y eficaz de circuitos rectificadores con SCR: Primeramente pueden utilizarse las expresiones 2.21, 2.22 y 2.23 . Por ejemplo las señales 5 y 6 de la tabla III, son utilizadas para encontrar los valores medio y eficaz de circuitos rectificadores monofásicos de media onda y onda completa respectivamente.

Otro método de cálculo, consiste en identificar el tipo de conexión del sistema rectificador, es decir, pueden generalizarse las ecuaciones para los montajes paralelo simple y montajes paralelo doble; pero en este caso y a diferencia de los sistemas rectificadores con diodo, pueden tenerse conexiones que únicamente utilizan SCR o conexiones mixtas (Formadas por SCR y diodos), tal es el caso de los dibujos c y d en la figura 2.25

2.5.2.1 ESTUDIOS DE TENSIONES

Del análisis hecho al rectificador más positivo figura 2.19

$$V_I = V_m \sin \omega t \quad d(\omega t)$$

cuando

$$V_1 > V_2 \text{ y } V_3$$

en ese momento D_1 conduce y su tiempo de conducción - está definido por el intervalo

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}$$

Por otro lado, si intercambiamos los diodos del rectificador más positivo por SCR, tal como se muestra en la figura 2.26. Los SCRs que remplazan a los diodos - conducen para el tiempo :

- Si el SCR_1 conduce

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \alpha < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha$$

- Si el SCR_2 conduce

$$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{q} + \alpha$$

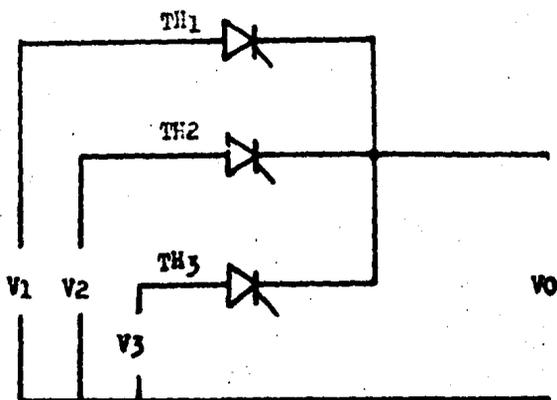


Figura 2.26 Conmutador más positivo con SCRs

La figura 2.27 representa el cebado para diversos ángulos de α y su respectiva forma de onda, para un rectificador paralelo simple P3 .

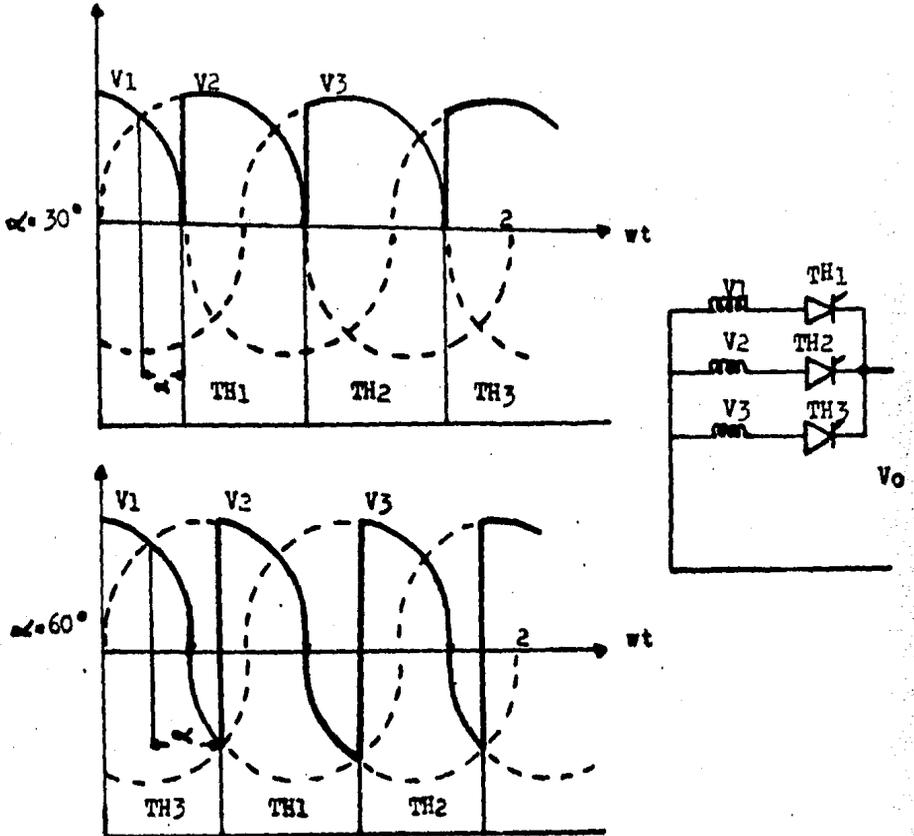


Figura 2.27 Variación del ángulo α en un montaje para paralelo simple P3

2.5.2.2 RECTIFICADOR PARALELO SIMPLE CON SCR

La tensión rectificada está formada por q fragmentos simétricos de senoide por periodo T , si :

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \alpha < \omega t < \frac{\pi}{q} + \frac{\pi}{q} + \alpha$$

La tensión media de un rectificador paralelo simple con SCR definida como ($V_{M'RPS}$), estará dada por:

$$V_{M'RPS} = \frac{q}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha} V_m \sin \omega t \, d(\omega t)$$

El desarrollo nos da

$$V_{M'RPS} = \frac{V_{mq}}{2\pi} \left[\cos \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \alpha \right] - \left[\cos \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha \right] \right]$$

de trigonometría

$$90^\circ + X = \cos X = - \operatorname{sen} X$$

$$90^\circ - X = \cos X = \operatorname{sen} X$$

haciendo

$$X = \alpha + \frac{\pi}{q}$$

se cumple

$$V_{M'RPS} = \frac{V_{mq}}{2\pi} \left[\operatorname{sen} X - \left[- \operatorname{sen} X \right] \right]$$

de donde

$$VM'RPS = \frac{Vm_q}{2\pi} \left[\left[\text{sen} \left[\alpha + \frac{\pi}{q} \right] \right] - \left[\text{sen} \alpha - \frac{\pi}{q} \right] \right]$$

Utilizando

$$\text{sen} (A + B) = \text{sen} A \cos B + \cos A \text{sen} B$$

$$\text{sen} (A - B) = \text{sen} A \cos B - \cos A \text{sen} B$$

$$\text{si } A = \alpha$$

$$B = \pi/q$$

tenemos

$$VM'RPS = \frac{Vm_q}{2\pi} \left[\text{sen} \alpha \cos \frac{\pi}{q} + \cos \alpha \text{sen} \frac{\pi}{q} \right]$$

$$\left[\text{sen} \alpha \cos \frac{\pi}{q} - \cos \alpha \text{sen} \frac{\pi}{q} \right]$$

$$VM'RPS = \frac{Vm_q}{2\pi} \left[2 \cos \alpha \text{sen} \frac{\pi}{q} \right]$$

$$VM'RPS = \frac{Vm_q}{2} \text{sen} \frac{\pi}{q} \cos \alpha \quad . \quad 2.28$$

que puede abreviarse mediante la rectificación paralela simple con diodos como :

$$VM'RPS = VMRPS \cos \alpha$$

2.28a

2.5.2.3 RECTIFICADORES PARALELO DOBLE CON SCR

Si recordamos que la ecuación $V_{AB} = (V_A - V_O) - (V_B - V_O)$ representa la tensión de salida en un rectificador de onda completa tipo puente, y además se cumple :

$$V_A - V_O = \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q}$$

al utilizar SCRs en lugar de diodos modificada la expresión anterior, es decir, cuando se utilizan SCR

$$(V_A - V_O)' = \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha$$

y con esto, la tensión formada por los mínimos $(V_B - V_O)'$ es igual a la tensión $(V_A - V_O)'$ pero con signo cambiado, es decir:

$$(V_B - V_O)' = -\frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha$$

Finalmente la ecuación $V_{AB} = (V_A - V_O)' - (V_B - V_O)'$ para un montaje paralelo doble con SCR estará dada por:

$$V_{M'RPD} = \frac{2q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \quad 2.29$$

Como puede observarse, es idéntica a la utilizada en los rectificadores con diodos, a excepción del término $\cos \alpha$ por lo que ;

$$V_{M'RPD} = V_{MRPD} \cos \alpha \quad 2.29a$$

2.5.2.4 SISTEMAS RECTIFICADORES MIXTOS

En la figura 2.28 se representarán este tipo de esquemas.

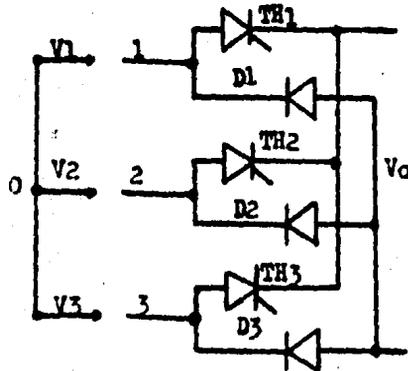
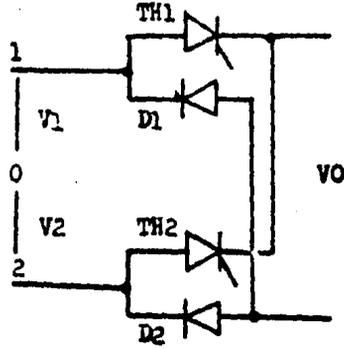


Figura 2.18 Rectificadores Mixtos

Para este caso los términos de la tensión $V_{AB} = (V_A - V_O)' - (V_B - V_O)$, están representados por -

$$(V_A - V_O)' = \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha$$

Y

$$V_B - V_O = \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q}$$

De acuerdo a esto la tensión $V_{AB} = (V_A - V_O)' - (V_A - V_O)$ como $(V_{M'RPM})$ es ;

$$V_{M'RPM} = \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha + \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q}$$
$$V_{M'RPM} = \frac{2q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \left[\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right]$$

El término $\frac{2q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q}$ identifica a una conexión paralelo dable con diodos, por lo que :

$$V_{M'RPD} = V_{MRPD} \left[\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right] \quad 2.30a$$

- TENSION INVERSA MAXIMA

Para cualquier tipo de montaje la tensión inversa máxima es similar a la de los montajes con diodos

$$V_{imax} = 2 V_m \quad \text{si } q \text{ par}$$

$$V_{imax} = 2 V_m \cos \frac{\pi}{2q} \quad \text{si } q \text{ impar}$$

BIBLIOGRAFIA

1. R.S. Ramshaw., "Electrónica de Potencia"., Champan and Hall, Londres, 1975
2. Texas Instruments Electronicos Series., "Electronic Power Control and Digital Techiques"., Mc Graw - Hill, 1976
3. Dewan S.B and Straughen A., Power Semiconductor - Circuits"., Wiley Interscience, 1975 New York
4. Joseph A Edminister., "Circuitos Electricos"., Mc Graw Hill., Serie de Compendios Schaum, 1970
5. Guy Seguíer., "Electrónica de potencia"., Gustavo Gili S.A., Barcelona, 1979
6. Antonio Herrera Mejía., "Apuntes de ingeniería Electrónica I"., Departamento de Ingeniería Mecánica y Eléctrica., ENEP Cuautitlan, 1976
7. General Electric., "SCR Manual"., sixth edición - 1979
8. Aley y Atwood., "Ingeniería Electrónica"., Limusa tercera edición, 1979
9. Nasar S.A. and Unnewert L.E., "Electromechanics - and Electric Machines"., John Wiley and Sons, New York 1979

C A P I T U L O I I I

CONTROL DE MOTORES DE C.D.

3.1 INTRODUCCION

La regulación del motor de corriente directa empezó a fines del siglo pasado y principios de este, el control era hecho en forma manual y los procedimientos de regulación actuaban tanto en el inducido como en la excitación.

Paralelamente a esta máquina surge el motor de c.a el cual gracias a la extensa red de alimentación de corriente alterna, que surgió dentro de los primeros 30 años de este siglo, se idearon diversos tipos de control para esta máquina y con esto el motor de c.d fué poco utilizado.

Durante los siguientes 30 años aparecieron diversos elementos de potencia, tales como: la válvula electrónica, el trífido de gas y tiratrones, además en dicha época también aparecen los métodos rotativos de potencia, entre los cuales destacan la amplidina, regulex, rototrol y Ward Leonard; abriéndose así un nuevo camino para el control de los motores de c.d. Con la aparición de los semiconductores de potencia en especial el SCR (a principios de 1950)

han surgido nuevos métodos de control basados en este elemento, en forma particular puede decirse que una de las grandes aplicaciones del SCR es el referente al control de las máquinas rotatorias. En la actualidad, existe bastante literatura que habla de los diversos tipos de regulación tanto para motores de c.d como para motores de c.a; aunque es menester apuntar que muchos de estos métodos están aún en etapa de prueba, sin embargo los países altamente industrializados y en los cuales los SCR_g han remplazado a los elementos convencionales, opinan que apenas se vislumbran los alcances que puedan obtenerse a partir de este elemento, con respecto al control electrónico de motores.

A decir verdad el control de motores con SCR_g, solo difiere de los métodos convencionales, en lo que se refiere a la potencias que manejan estos diferentes tipos de control.

Por otra parte; se controla un motor, cuando en un momento dado pueden regularse uno o varios parámetros de salida; por ejemplo, puede actuarse sobre la velocidad de la flecha, sobre la posición angular; aceleración, par de la flecha ... etc. El actuar sobre la señal de entrada, para modificarla y emplearla de acuerdo a nuestra necesidad, al igual que el tipo

de alimentación que recibe el motor es causa de que - los motores se traten separadamente, así; existe un - análisis tanto para el motor de corriente directa, co mo para el motor de c.a.

En la figura 3.1 se encuentra representado un - diagrama bloques, que muestra en forma didáctica, los subsistemas que componen el control automático de un motor.

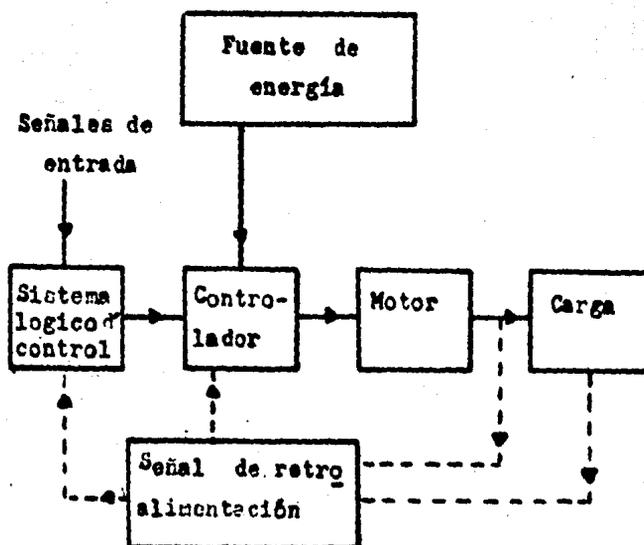


Figura 3.1 Diagrama general del control electrónico de motores.

Con respecto a la figura 3.1 los elementos de potencia como SCR_s o triac , que regulan la señal de entrada al motor, están ubicados en el bloque denominado como controlador.

El bloque llamado sistema lógico de control provee la señal de disparo para cada SCR, actuando así sobre su tensión o corriente de salida.

En la actualidad, todo tipo de sistema tiende a ser completamente automático ; debido a esto, en nuestro estudio se tenderá a utilizar sistemas digitales de control para disparar a los elementos de potencia (SCR o triacs) .

Cabe nuevamente apuntar que este estudio (Manual de prácticas para el laboratorio de electrónica de potencia) tiene como objeto generalizar las posibles aplicaciones de los semiconductores de potencia (SCR). Debido a esto no se hace un estudio detallado del funcionamiento de los motores de c.d. o c.a, es decir el bloque representativo del motor figura 3.1, será tomado como un subsistema, al cual se le conecta un control electrónico que permita regular los parámetros de salida de dicho bloque, generalmente este parámetro de salida será la velocidad.

3.2 GENERALIDADES DEL MOTOR C.D.

Las máquinas de corriente directa, son así llamadas, si la entrada o salida de dicha máquina es de corriente directa. Este tipo de máquinas están constituidas por una parte fija, denominada estator o inductor y una parte móvil llamada rotor, armadura o inducido.

Como se sabe el campo magnético principal o de excitación, esta establecido por una corriente directa que circula en las bobinas de excitación devanadas alrededor de los polos fijos que contiene el estator. La armadura o punto móvil lleva un devanado cuyos puntos equidistantes están unidos a delgas del colector. Los puntos de conexión al inducido se conocen como escobillas, las cuales son fijas y se apoyan sobre el colector.

El conjunto escobillas-colector forma un conmutador mecánico, que permite, cualquiera que sea la velocidad o posición del inducido, que la corriente continua pase en un sentido en los conductores del motor colocados bajo los polos norte del inductor y en sentido inverso bajo los que están colocados en los polos sur, además todas las fuerzas aplicadas a estos conductores se suman.

Las ecuaciones principales de un conmutador de corriente directa se enumeran a continuación.

$$E = K_a \phi p \omega_m \quad 3.1$$

$$T = K_a \phi p I_a \quad 3.2$$

$$V = E + I_a R_a \quad 3.3$$

En donde
$$K_a = \frac{Zp}{2\pi a} \quad 3.4$$

De 3.1 y 3.3 se encuentra

$$\omega_m = \frac{V + I_a R_a}{K_a \phi p}$$

Finalmente.

E = Voltaje inducido

K_a = Constante de armadura

Z = Número total de conductores en serie del inducido

p = Número de pares de polos

a = Número de circuito en paralelo

T = Par

I_a = Corriente de armadura

R_a = Resistencia de armadura

ω_m = Velocidad angular.

3.3 ARRANQUE DEL MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA

En el arranque de cualquier motor, es menester - tomar en concideración la característica inherente de la alta corriente de arranque, esta en un momento da- do puede ser seis ó siete veces mayor que la corrien- te a plena carga; de otra forma, si esta corriente no es debidamente controlada puede deteriorarse o destru irse el aislamiento de los elementos usados en la ali- mentación del motor.

Por ejemplo, supongamos que se tiene un motor de corriente continua con datos nominales de 120 volts y 1HP la corriente máxima a plena carga será

$$I = \frac{746}{120} = 6.21 \text{ amps}$$

En el momento de arranque la velocidad del motor es - nula y por tanto la Fem es igual a cero, como es sabi- do la resistencia de armadura varía entre 0.5 y 1 - ohms, de acuerdo a esto la corriente de arranque será

$$I = \frac{120}{1} = 120 \text{ amps}$$

corriente extremadamente grande que quemaría al embo- binado. De este tipo de análisis, surge la necesidad de poder contar con una pequeña alimentación de volta- je que permita el arranque del motor y que además -

pueda gradualmente aumentar la velocidad. Este principio básico de regulación para el arranque de los motores de c.d. puede obtenerse con el uso de una resistencia variable, cuya finalidad será la de limitar la corriente durante el período de arranque, y que pueda además disminuirse progresivamente para proporcionar un aumento en la velocidad.

En la figura 3.2 se representan varios tipos de motores que utilizan una resistencia variable para el arranque.

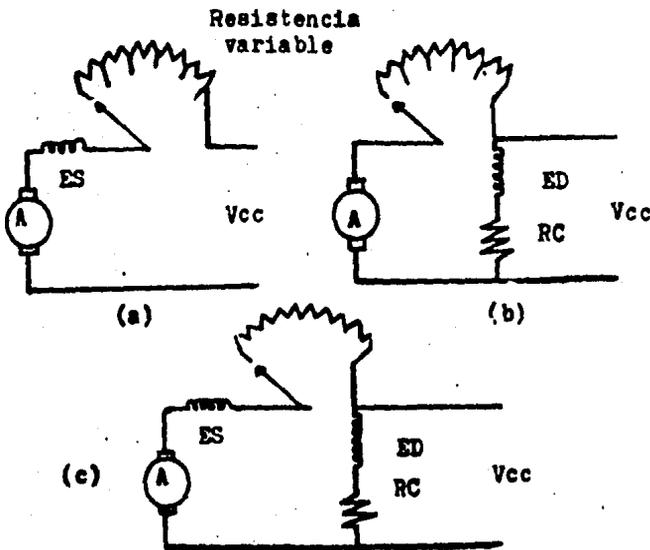


Figura 3.2 Utilización de una resistencia variable para el arranque del motor.

(a) Motor serie ; (b) Motor Shunt ; (c) Motor Compound

3.3.1 UTILIZACION DE SCR PARA EL ARRANQUE DEL MOTOR DE CD

En décadas pasadas el arranque de motores de c.d y c.a se hacían manualmente, con la aparición de los elementos de potencia los motores han podido regularse desde cero hasta su velocidad de régimen en forma casi automática.

Primeramente la figura 3.3 muestra un circuito - que utiliza resistencias para el control de velocidad y arranque del motor de corriente continua.

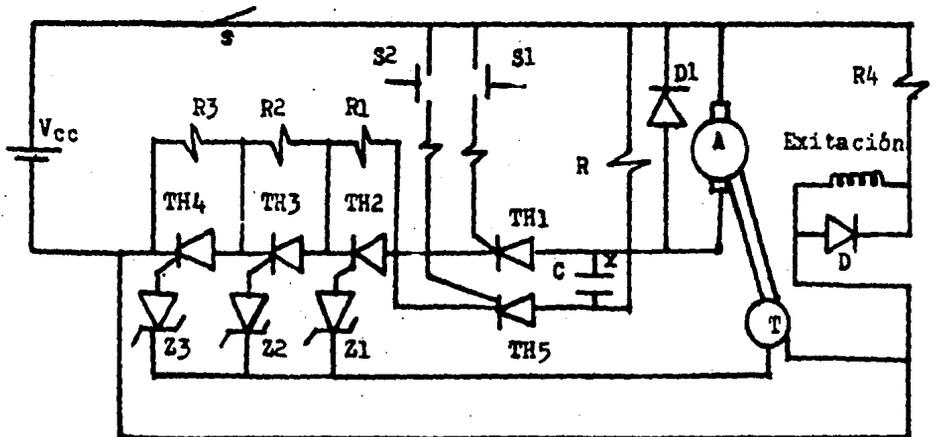


Figura 3.3 Arranque por resistencias

El funcionamiento puede describirse de la siguiente forma; cuando se cierra el interruptor (S), existe una corriente circulante en el devanado de excitación o inductor, no así en el inducido, debido principalmente

a que el tiristor TH_1 esta en el estado de bloqueo. - Cuando el botón (S1) es accionado, el tiristor TH_1 recibe un impulso de puerta y se pone en estado de conducción abriendo un camino para la corriente del inducido, la cual esta limitada por las resistencias R_1 , R_2 y R_3 , cuando la corriente de inducido se ha establecido el capacitor C se carga positivamente en el punto marcado con x .

Por otro lado, la corriente del inducido y del inductor crean un par electromagnetico, este par acelera al inducido y a la carga, si la velocidad en el inducido aumenta, la fuerza contraelectromotriz (E) aumenta consiguiendose así una disminución de corriente en este elemento (inducido).

La tensión existente en el taco generador (T) es proporcional a la velocidad del inducido, de tal manera si aumenta la velocidad en el inducido aumenta la tensión en el taco generador, este aumento de tensión ocasiona que el diodo zener (Z_1) se dispare por el fenomeno de avalancha, este paso de corriente dispara al Th_2 el cual pone en cortocircuito a la resistencia R_1 . Debido a la eliminación de R_1 la corriente en el inducido aumenta, aumentando nuevamente el par y la velocidad y repitiendose así el ciclo, el cual finalizará cuando todas las resistencias R_1, R_2 y R_3 hallan -

sido cortocircuitadas, obteniéndose la máxima velocidad de funcionamiento en el motor.

Los diodos zener Z_1 , Z_2 y Z_3 pueden ser escogidos de tal forma que funcionen para un $1/3$, $1/2$ y $3/4$ de la máxima velocidad de operación.

Para el paro del motor debe accionarse el botón (S2) en el momento del cierre el tiristor TH5 entra en conducción permitiendo que el capacitor C se descargue, invirtiendo su polaridad y polarizando inversamente a TH1, con TH1 en estado de bloqueo, los tiristores TH2, TH3 y TH4 también lo estarán y por tanto no existe camino posible para la corriente de armadura.

El circuito de la figura 3.4 no utiliza resistencias para el arranque. Su funcionamiento se basa en principio del troceador de tensión (chopper) el cual consiste en conectar y desconectar la tensión de alimentación, de manera que el momento en el cual existe alimentación y el momento en el cual no existe sea variable, algunos autores nombran a este intervalo de conducción como una relación marca espacio.

En forma general la relación marca espacio puede obtenerse de la siguiente forma. En serie con el inducido es colocado un monitor de corriente este a su

vez está dirigido al control de disparo de los SCR.

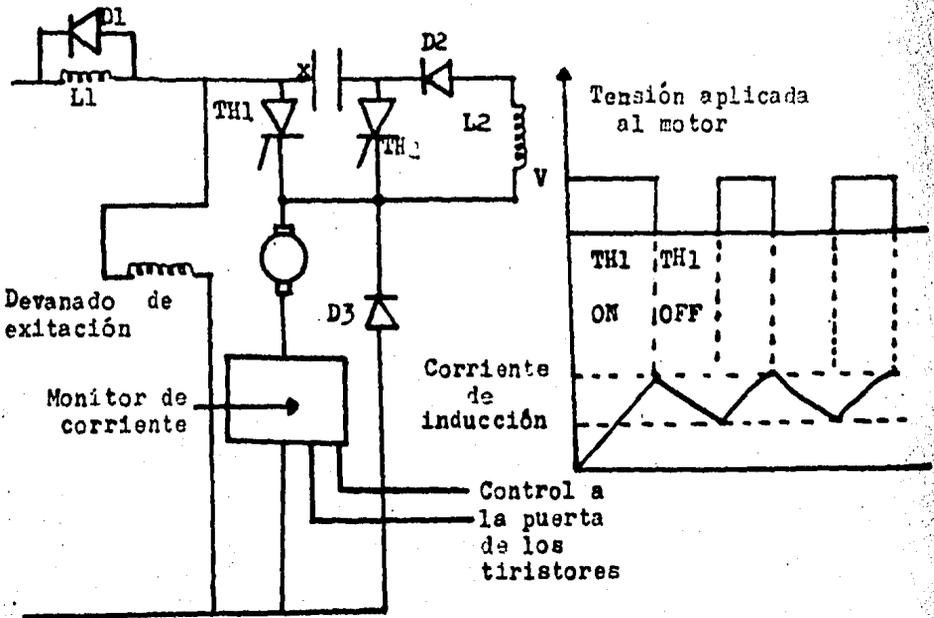


Figura 3.4 Arranque sin resistencias

En resumen; cuando el tiristor principal TH₁ conduce la corriente de inducido el monitor censa esta corriente, si esta ha llegado a un valor predeterminado se manda una señal al control de puerta, bloqueado a TH₁, éste nuevamente conducirá cuando la corriente decaiga por debajo de un valor ya establecido. El tipo de conmutación empleada es de la forma (LC), en donde es fácil ver que los tiristores TH₁ y TH₂ nunca conducen simultáneamente, es decir; cuando uno conduce el otro estará en corte y viceversa.

3.4 CONTROL DE VELOCIDAD PARA EL MOTOR DE C.D

Como es sabido la velocidad de un motor de corriente directa puede variarse mediante el cambio de una de las variables de la ecuación fundamental de velocidad, ecuación 3.3 , algunos métodos de control se enumeran a continuación .

- 1.- Control de campo; consiste en la modificación del flujo de excitación por medio de un reostato variable serie o shunt.
- 2.- Control de la resistencia de inducido; consiste en la variación de tensión al inducido mediante el empleo de una resistencia variable colocada en serie al inducido .
- 3.- Control de la tensión de inducido ; consiste en la utilización de una fuente controlada de c.d variable para modificar la tensión en bornes del inducido de un motor de excitación independiente.

Los dos primeros métodos no tienen aplicación con dispositivos SCR; como se vera más adelante es mucho más fácil utilizar SCR para variar la tensión en bornes del inducido .

La corriente directa en la armadura, puede obtenerse empleando SCR y bajo dos modos de funcionamiento :

- a) Utilizando rectificadores controlados por ángulo de fase .
- b) Utilizando troceadores de tensión (choppers) .

En la figura 3.5 se representan estos métodos, - como puede verse existe una diferencia en cuanto al - tipo de alimentación, mientras que el sistema rectificador es alimentado por una c.a los troceadores son - alimentados por corriente continua.

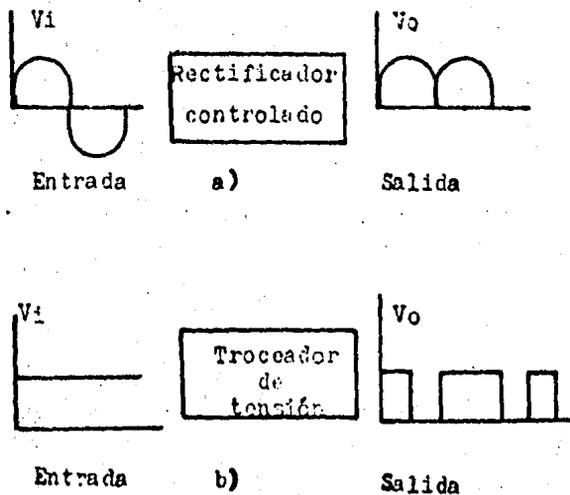


Figura 3.5 Métodos de control para máquinas de c.d

- (a) Utilización de rectificadores ; (b) Utilización de troceadores.

3.4.1 UTILIZACION DE RECTIFICADORES PARA LA REGULACION DE VELOCIDAD EN EL MOTOR C.D.

El uso de convertidores (rectificadores) en los motores de corriente continua es muy extenso, este tipo de elementos son usados cuando la señal que puede alimentar a un motor de c.c es de corriente alterna.

En un motor de corriente directa, el valor medio o de corriente continua es el aprovechable, de aqui se deriva el especial cuidado que debe tenerse en la rectificación, otro factor importante que debe tomarse en cuenta es el porcentaje de rizo, pequeña componente de c.a que limita la potencia de funcionamiento en un motor de c.d.

De lo escrito en capítulos anteriores podemos clasificar el tipo de regulación de la siguiente manera.

- 1.- Aquella que utiliza diodos y en la cual la onda de salida no puede controlarse.
- 2.- Aquella que utiliza tiristores (SCR) y en la que puede variarse la tensión de salida, esta variación de tensión generalmente es debida al control por ángulo de fase.

La figura 3.6 muestra diversos tipos de rectificadores monofásicos y trifásicos del tipo no controlados. Es obvio que la tensión de salida en este tipo de rectificación no puede variarse, dicho de otra forma este tipo de convertidores entregan una salida de tensión continua de valor medio constante.

El cambio de algunos o todos los diodos por SCR permiten ajustar la tensión de salida entregada por el rectificador. En la figura 3.7 están dibujados algunos tipos de rectificación que utilizan tiristores, una nueva clasificación puede hacerse como en el capítulo anterior, considerando un montaje únicamente formado por SCR y un montaje mixto (formado por SCR y diodos).

i) RECTIFICACION MONOFASICA CONTROLADA

Consideremos primeramente el dibujo (a) de la figura 3.7 esta conexión produce una rectificación controlada en media onda tal como lo muestra la señal de salida de la misma figura, es fácil ver que dicho circuito posee una componente alta de ondulación, lo cual es causa de problemas en un motor de corriente continua, además el factor de forma definido como

$$F.F. = \frac{V_{eficaz} \text{ (Ieficaz)}}{V_{medio} \text{ (Imedio)}}$$

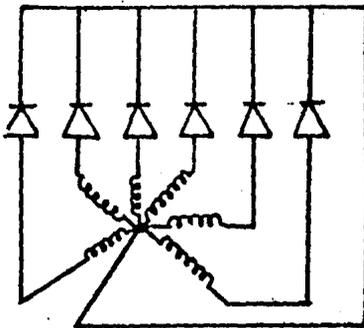
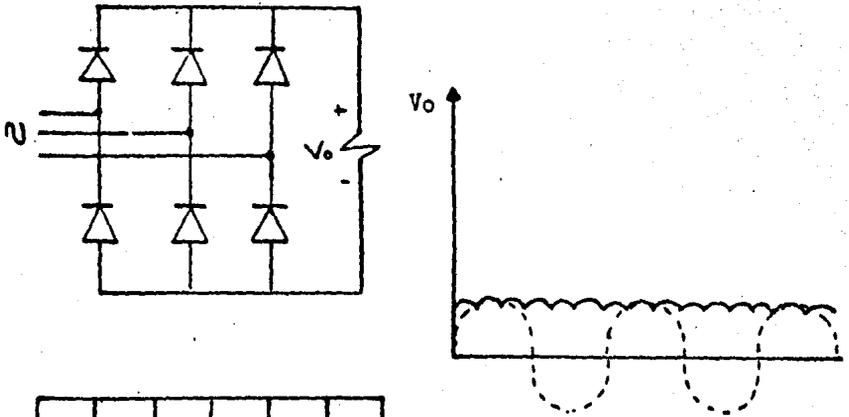
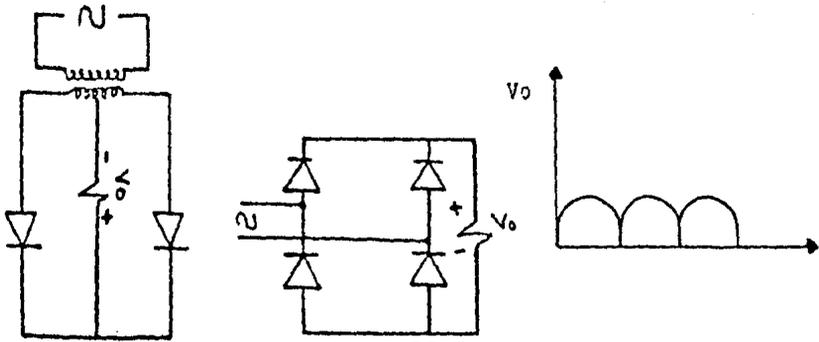


Figura 3.6 Configuraciones Monofásicas y Trifásicas de rectificadores no controlados.

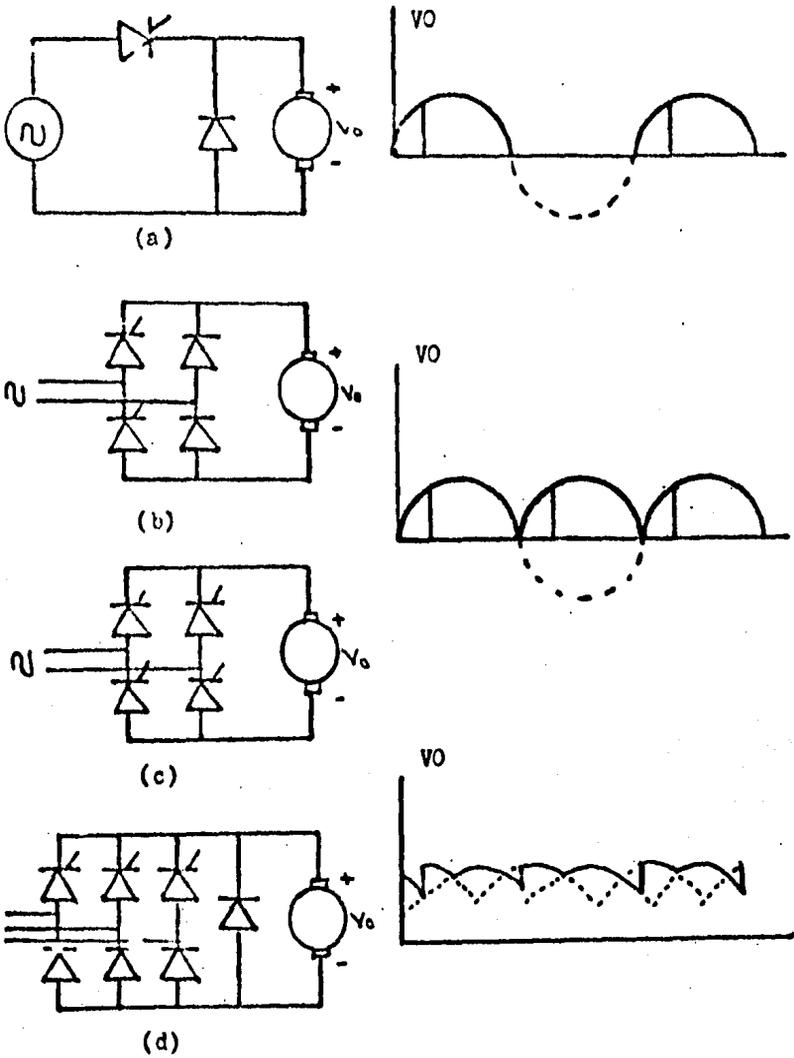


Figura 3.7 Rectificadores Controlados

- (a) Rectificador controlado en media onda
- (b) Rectificador semicontrolado de media onda
- (c) Rectificador controlado de onda completa
- (d) Rectificador trifásico semicontrolado de onda completa.

es alto lo cual indica un valor medio relativamente - bajo y en una máquina de corriente directa el valor - medio es el valor útil de la máquina. De aquí la im- portancia de diseñar u ocupar un buen tipo de rectifi- cador para la alimentación del motor.

El diodo que aparece en dicha figura, llamado - diodo de paso libre, disipa la energía almacenada en la carga cuando el tiristor (TH) está en el estado de corte.

Los circuitos b y c de la figura 3.7, son un con- vertidor monofásico semicontrolado y totalmente con- trolado, respectivamente. La componente de corriente directa, en esta rectificación, es notablemente mejor que la anterior, esto se debe a que los montajes pro- porcionan una rectificación de onda completa.

Estos circuitos convertidores son esquemas sim- ples y comunmente usuales, sin embargo el diseñador - puede en un momento dado crear diferentes tipos de co- nexiones que se apeguen a las necesidades que se ten- gan. Por ejemplo, el circuito de la figura 3.8, uti- liza a los tiristores TH1 y TH2 como interruptores - que determinan que elementos del puente de diodos con- ducen durante la fase positiva y negativa de la señal alterna.

Este tipo de conexión bien puede utilizarse como control de fase de 0° a 360°.

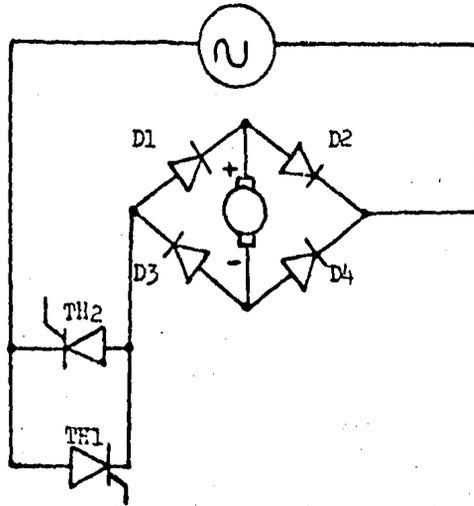


Figura 3.8 Circuito rectificador de onda completa

Hasta este momento no puede pasar desapercibido - el efecto que causa la variación del ángulo de exita - ción α , este juega un papel bien importante dentro de la regulación del motor de c.d Si el ángulo α aumenta, la tensión aprovechable de la señal alterna - disminuye y con esto disminuye la velocidad del motor, sin embargo un ángulo α grande bien sirve para arran - car el motor de C.C.

ii) RECTIFICACION TRIFASICA CONTROLADA.

El circuito "d" de la figura 3.7, representa un - convertidor parcialmente controlado, mientras que la - figura 3.9 muestra un rectificador de media onda y on - da completa, totalmente controlados.

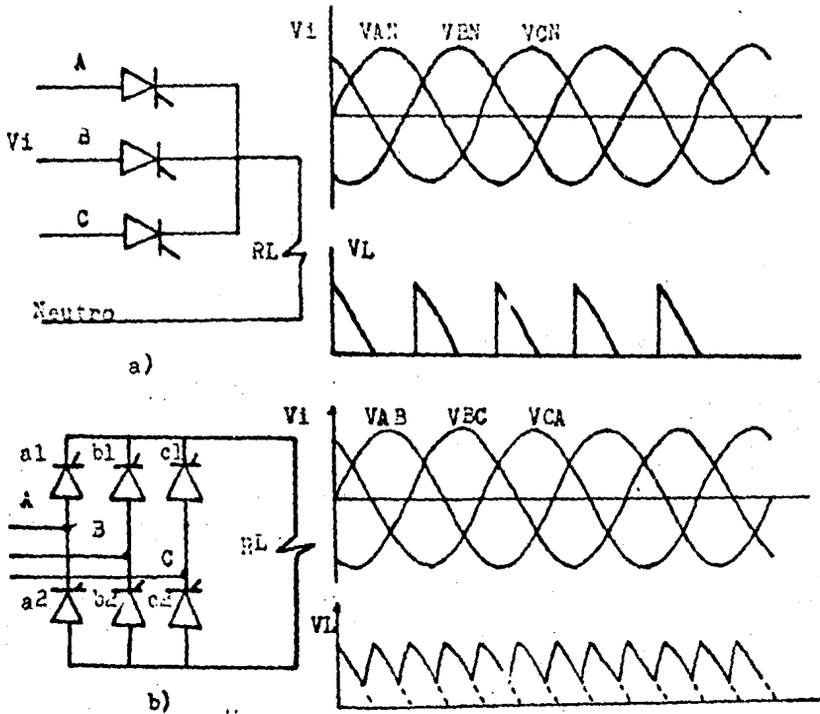


Figura 3.9 Rectificadores controlados trifásicos

(a) Rectificador de media onda

(b) Rectificador de onda completa

La figura 3.9b produce un control unidireccional de la tensión y corriente de inducido, cada par de SCR_s "a₁ a₂"... , crea una rectificación de onda completa y por consiguiente el rizo es muy pequeño.

Estas parejas de SCR_s pueden proporcionar una tensión desde cero, hasta el máximo valor nominal,

luego entonces, pueden regular desde el arranque del motor hasta plena velocidad de la máquina. Este tipo de configuraciones trifásicas pueden emplearse para potencias desde algunas Kw hasta centenares de Kw.

Hasta aquí la electrónica de potencia a logrado substituir a los elementos convencionales usados en el control del motor de c.c. El elemento convencional más utilizado como se menciona líneas atrás es el equipo Ward Leonard, este equipo puede variar la velocidad desde de cero a la nominal, en cualquier sentido de rotación, las principales características del equipo Ward Leonard con respecto al control de la tensión de inducido son:

- 1.- Maneja una amplia gama de velocidades desde el reposo a altas velocidades en cualquier sentido.
- 2.- Inversión rápida e instantánea sin corriente de inducido excesivamente elevadas.
- 3.- Arranque sin necesidad de resistencias de inducido en serie.
- 4.- Control continuo desde el reposo a la velocidad máxima en cualquier sentido.
- 5.- Óptima regulación de velocidad para cualquier valor de la misma.

NOTA : Una explicación más clara del equipo Ward Leonard puede encontrarse en cualquier libro que hable del control en máquinas eléctricas.

Hasta ahora, se han tratado únicamente conexiones de convertidores que permiten una tensión o corriente continua unilateral , es decir, estos rectificadores no producen una regeneración .

El principio en el que se basa la inversión de corriente o sentido de rotación, en un motor de corriente continua, puede ser debida a :

- a) La inversión de sentido de flujo de campo
- b) La inversión de sentido en la corriente de inducido.
- c) La inversión simultanea del sentido, del flujo de campo y corriente de inducido.

El método más general de inversión, es el debido al sentido de la corriente de inducido. El principio de inversión, puede comprenderse observando la figura 3.10a La inversión se produce de la siguiente forma : Supongamos que durante el semiciclo positivo conduce el tiristor SCR1 y los contactos (A) estan cerrados, de acuerdo a esta disposición la corriente de inducido circula en determinada forma.

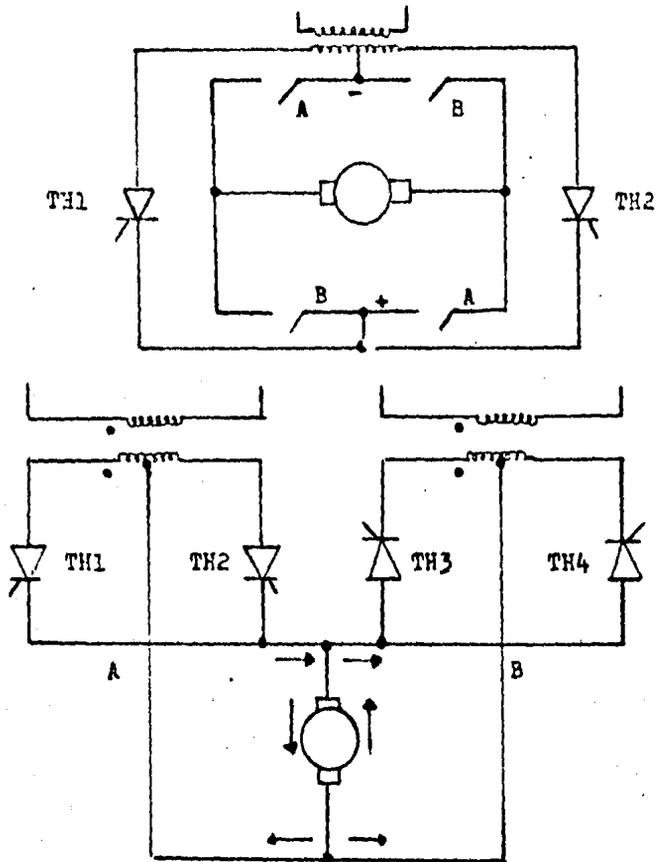


Figura 3.10 Principio de inversión

Si en el semiciclo negativo conduce el tiristor - SCR_2 y los contactos (B) están cerrados, la corriente de inducido circula en sentido contrario a la anterior, puede verse que nunca se cerrarán simultáneamente los contactos, esto equivaldría a cortocircuitar la alimentación .

El circuito de la figura 3.10b se emplean dos puentes controlados de onda completa, el puente A, origina una corriente de inducido en forma descendente - mientras que el punto B lo hace en forma

ascendente. La forma de variar la tensión en los circuitos descritos, se hace variando el tiempo de conducción de los SCR_s.

El equipo que compite con el equipo Ward Leonard, es el mostrado en la figura 3.11, dicho circuito, puede proporcionar una inversión, una regeneración de potencia y un frenado dinámico, además puede usarse para potencias hasta de 2000 KW.

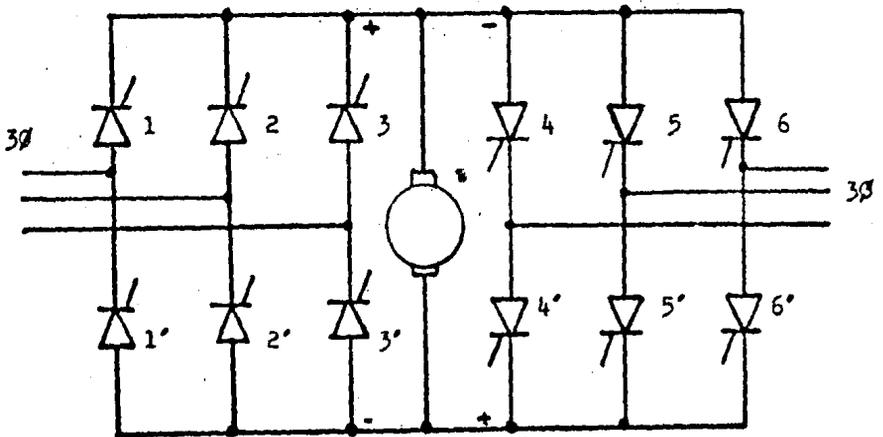


Figura 3.11 Rectificador tipo puente bidireccional

El control bidireccional se obtiene de la siguiente forma :

Los SCR_s que forman el puente A , y que originan una rectificación de onda completa alimentan al inducido del motor en la forma marcada con la línea punteada. El puente B origina, tal como se muestra, una corriente de inducido inversa a la anterior .

De lo aquí analizado, puede deducirse que siempre que se requiera regeneración deben emplearse puentes rectificadores controlados, estos deben ser montados en antiparalelo para que uno propicie un sentido de rotación y el otro produzca una rotación inversa, tal es el caso de la figura 3.11 .

El doble rectificador puede ser disparado por separado para cada sentido de rotación y frenado regenerativo o pueden dispararse igualmente para obtener una respuesta más rápida .

3.4.2 UTILIZANDO TROCEADORES PARA LA REGULACION DE VELOCIDAD EN EL MOTOR DE C.D.

El principal elemento de control para un motor de corriente continua, es el denominado troceador de tensión (Algunos autores llaman a este elemento como supresor de tensión) .

El troceador se utiliza cuando la alimentación se continua y tiene como función conectar y desconectar (relación marca espacio) periódicamente un

conmutador colocado entre el voltaje de alimentación y la carga. Esto, con el objeto de variar el voltaje de carga, obteniendo así la regulación.

Una representación gráfica se muestra en la figura 3.14 la tensión de alimentación (V) puede ajustarse de tal manera que

$$V_o = V \frac{t_{on}}{T}$$

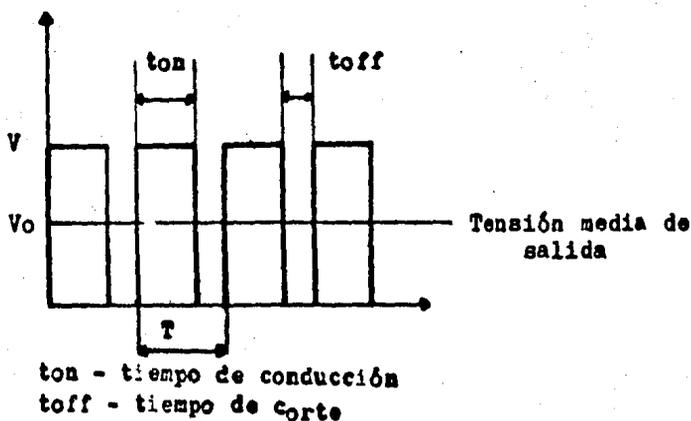


Figura 3.14 Salida característica de un troceador.

La forma de hacer intermitente la relación -marca -- espacio, es variando el tiempo de aplicación durante el cual existe unión entre la alimentación y la carga. El tiempo de aplicación se varia cortando el voltaje de entrada por medio de una constante de tiempo, esta puede estar formada por elementos RC o LC.

i) CONTROL DE LA RAZON TEMPORAL (Relación marca espacio)

La relación marca espacio se refiere a los tiempos de encendido y apagado durante los cuales se lleva a cabo la regulación del motor. Básicamente existen tres formas de variar la relación marca espacio, estas son:

-Frecuencia constante, anchura de pulso variable
($T = \text{cte}$ $\text{ton} = \text{variable}$)

En la forma de control, el voltaje de entrada pasa por compuertas a una frecuencia constante determinada por alguna señal de frecuencia fija. La anchura de pulso se determina controlando el tiempo de apagado del semiconductor, o sea el tiempo en que se inicia la conmutación del SCR.

-Anchura de pulso constante, frecuencia variable
($\text{ton} = \text{cte}$ $T = \text{variable}$)

En la forma de control, el tiempo de encendido se controla y varia en función de una corriente prome

dio de carga requerida o de una potencia preestablecida. Una vez que el SCR se encuentra encendido entra en operación una demora fija, traduciéndose en un período fijo de encendido antes de iniciar la conmutación.

- Combinación de los parámetros anteriores (ton y T variables).

Las frecuencias utilizadas en los modos anteriores están comprendidas entre 500 y 2000 Hz, a frecuencias mayores de 2000 Hz, los capacitores que originan la conmutación no tienen tiempo para cargarse.

Los circuitos troceadores tienen un sin fin de variantes, para nuestro fin solo se describirán algunos de los más usuales. Consideremos primeramente el circuito de la figura 3.15. Inicialmente el tiristor TH_1 conduce la corriente de carga y el capacitor se carga positivamente en el punto marcado con x en un tiempo determinado por la constante RC . Cuando el tiristor TH_2 se dispara para su conducción, el capacitor se descarga invirtiendo su polaridad y bloqueando a TH_1 .

Si T es el período de los impulsos enviados a las puertas de los tiristores y " ton " la diferencia entre el cebado de TH_1 y TH_2 en cada período, el TH_1

conduce durante un tiempo igual a "ton" y TH_2 durante $T - ton$. Si se varía la relación T/ton defasando los impulsos de TH_1 y TH_2 , se varía el valor de la tensión de entrada y con ello el valor medio de la tensión de salida.

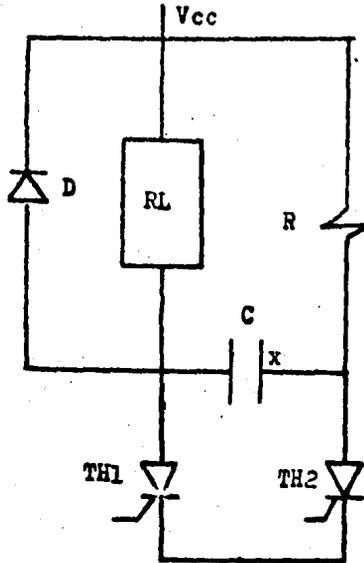


Figura 3.15 Principio del troceador

El troceador de la figura 3.16 emplea dos tiristores auxiliares TH_2 y TH_3 , el funcionamiento se resume como sigue: Primeramente se dispara el tiristor TH_2 para cargar positivamente el capacitor en la placa marcada con x , cuando el capacitor se carga completamente el tiristor TH_2 se bloquea, simultaneamente se dispara el tiristor principal TH_1 para conducir la corriente de carga, con TH_1 conduciendo el capacitor

se descarga via TH_1 , D y L haciendo la placa y más positiva que la x . Para bloquear a TH_1 debe dispararse el tiristor TH_3 descargando en sentido inverso al capacitor y bloqueando a TH_1 .

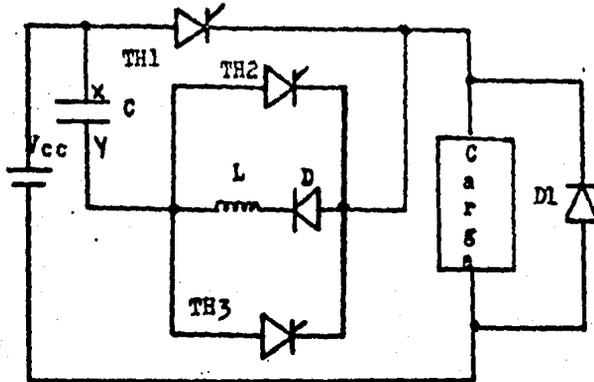


Figura 3.16 Troceador, mediante un tiristor auxiliar

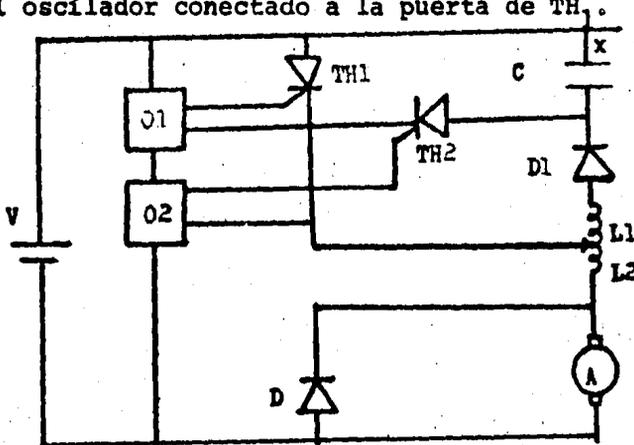
Uno de los troceadores más utilizados es el denominado supresor Jones su esquema básico está representado en la figura 3.17

Para el funcionamiento; inicialmente el capacitor esta cargado positivamente en la placa marcada con x , cuando el TH_1 se dispara para su conducción, la corriente del inducido circula a través del TH_1 , L_2 y carga. Además puesto que L_1 y L_2 están acopladas magneticamente, un flujo de corriente por L_2 origina una corriente por L_1 , de tal manera que el condensa -

El capacitor C se descarga a través de TH_1 , L_1 y D_1 invirtiendo su polaridad, el diodo D_1 impide la oscilación del circuito resonante LC y con esto el capacitor mantiene su carga.

Cuando TH_2 se dispara, el condensador se descarga polarizando inversamente a TH_1 , simultáneamente C tenderá a cargarse positivamente en el punto marcado x para repetir el ciclo.

El tiristor TH_2 se corta cuando la corriente de descarga decae por debajo del valor de mantenimiento. Como puede verse el troceador Jones, emplea un tiristor auxiliar TH_2 para regular la tensión marca espacio; la frecuencia de TH_2 es fija y por tanto "ton" es constante, el parámetro variable T está en función del oscilador conectado a la puerta de TH_1 .



O1-Oscilador del TH_1
O2-Oscilador del TH_2

Figura 3.17 Troceador Jones.

BIBLIOGRAFIA

1. R.S. Ramshaw., " Electrónica de Potencia"., Champan and Hall, Londres, 1975
2. Nasar S.A. and Unnewerb L.E., "Electromechanics and Electric Machines"., John Wiley and Sons, New York 1979
3. Guy seguir., "Electrónica de potencia"., Gustavo Gili S.A., Barcelona, 1979
4. Vembu Gourishankar., "Conversión de Energía Electromecánica"., Representaciones y Servicios de Ingeniería S.A., México, 1975
5. General Electric., "SCR Manual"., sixth edición, - 1979
6. Kosow I.L., "Control of Electric Machines"., Prentice Hall, 1973, New Jersey (USA)
7. Dewan S.B., and Straughen A., "Power semiconductor Circuits"., Wiley interscinse, 1975 New York.

C A P I T U L O I V

CONTROL DE MOTORES DE C.A.

4.1 INTRODUCCION

Las máquinas de corriente alterna pueden clasificarse, en máquinas síncronas y asíncronas. Encontrándose dentro de esta clasificación las máquinas monofásicas, bifásicas o trifásicas, dependiendo del tipo de fuente usada para su alimentación.

La diferencia entre este tipo de máquinas estriba en que las máquinas síncronas giran a una velocidad angular constante, mientras que las asíncronas - también llamadas de inducción, lo hacen a una velocidad angular variable y menor que la velocidad de las máquinas síncronas.

En la actualidad las máquinas de inducción en especial la del rotor jaula de ardilla, son más baratas en comparación con las máquinas de c.d es por eso que se han ideado diversos tipos de control utilizando SCR como variadores de velocidad .

El control de velocidad para máquinas síncronas es ahora objeto de numerosos estudios no habiéndose aun comercializado ningún método variador de velocidad para este tipo de máquina . Debido a esto, en este capítulo solo se mencionarán variadores de velocidad para máquinas de inducción.

4.2 MAQUINAS DE INDUCCION

Una máquina de inducción está formada por una parte fija llamada estator y una parte móvil denominada rotor, al espacio formado entre el estator y rotor se le denomina entrehierro.

El estator está formado por un núcleo de láminas de acero que llevan conductores alojados en ranuras, estos conductores se interconectan de alguna forma para formar los devanados de armadura; en la figura 4.1 se muestran algunas disposiciones.

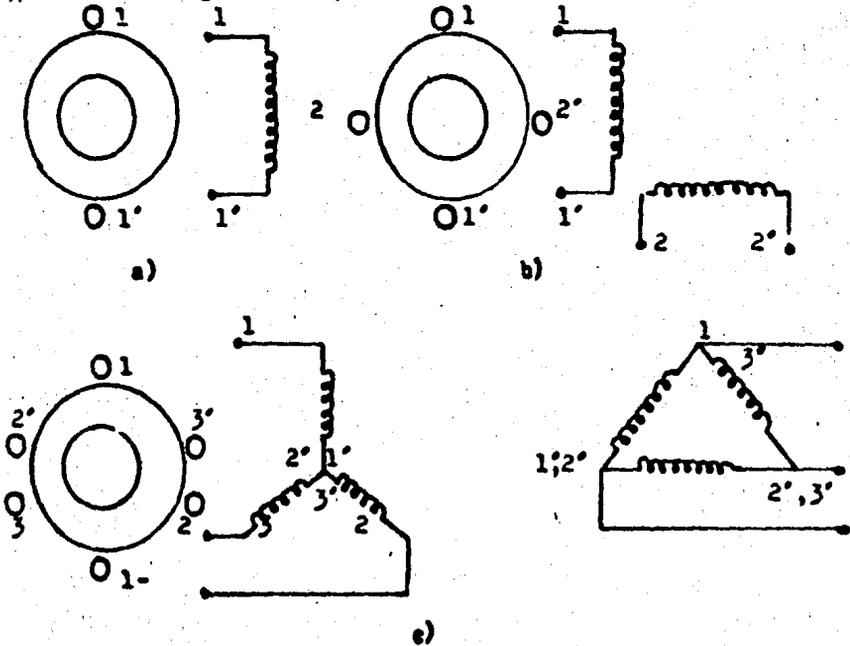


Figura 4.1 Embobinados en el estator de una máquina de corriente alterna.
a) Estator monofásico; b) Estator bifásico; c) Estator trifásico.

El rotor de una máquina de inducción puede ser:

un rotor de tipo embobinado o un rotor de jaula de ardilla. En la figura 4.2 se muestran este tipo de rotores.

El rotor embobinado está conectado a anillos deslizantes montados en la flecha, con esto las escobillas estacionarias hacen contacto continuo con los anillos deslizantes, haciendo posible que se conecten elementos externos como resistencias o fuentes de voltaje en el rotor, con el fin de obtener un alto par de arranque a bajas corrientes.

El rotor jaula de ardilla, esta formado por barras conductoras cortocircuitadas en sus extremos, debido a este tipo de construcción, es imposible hacer conexiones externas, por lo que el control del motor deberá hacerse enteramente en el estator.

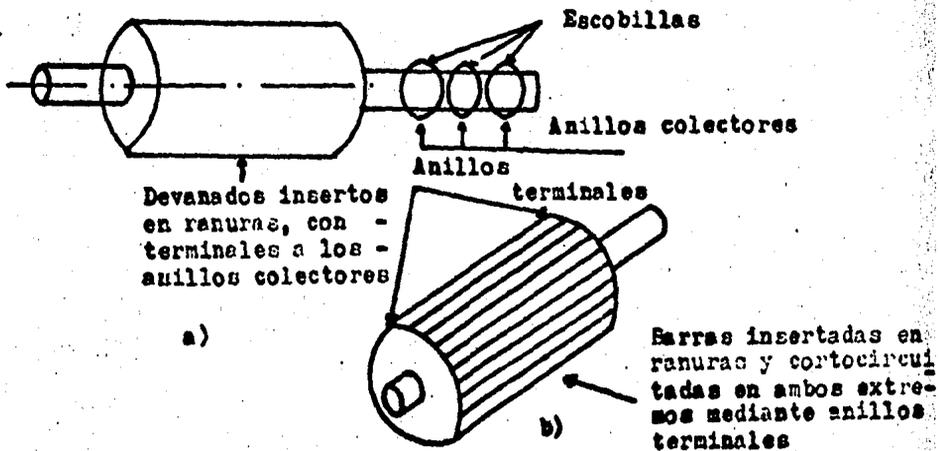


Figura 4.2 Tipos de rotor

a) Rotor embobinado ; b) Rotor jaula de ardilla.

4.2.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Una característica para cualquier máquina polifásica de corriente alterna se refiere a la presencia de campos magnéticos rotatorios en el espacio (entrehierro) existente entre el estator y rotor de la máquina. Estos campos son establecidos por corrientes variables en el tiempo que circulan en los bobinados polifásicos del estator y rotor.

Las características más importantes de las máquinas de inducción, pueden obtenerse a partir de un análisis cualitativo.

Supongamos que aplicamos un voltaje senoidal trifásico a un estator del mismo tipo, el voltaje origina que circulen corrientes en los bobinados, creando estas a su vez un campo magnético rotatorio que se mueve senoidalmente alrededor del entrehierro a una velocidad síncrona (N_s) dada por .

$$N_s = \frac{2w}{p}$$

Generalmente esta velocidad se da en términos de la velocidad de rotación en lugar de la velocidad angular. La velocidad de rotación del campo magnético será .

$$NS = \frac{2F}{p} \text{ rps}$$

$$NS = \frac{120F}{p} \text{ rpm}$$

El campo magnético rotatorio corta los conductores del rotor a una velocidad (NS), y de acuerdo con la ley de Faraday de inducción electromagnética se crea una fem en la bobina de rotor, dando lugar a una nueva corriente.

La acción del campo magnético rotatorio sobre esta corriente de rotor que el mismo ha inducido crea el par, este existirá mientras persista el campo magnético y las corrientes inducidas en el rotor. El par hace girar al motor en el mismo sentido que el campo magnético rotatorio .

El rotor alcanzará una velocidad de régimen estacionario (N), tal que $N < N_s$. La velocidad de régimen estacionario no puede ser igual a la velocidad de rotación sincrónica $N=N_s$, ya que si las bobinas del rotor giraran a la misma velocidad que el campo magnético rotatorio, serían atravesadas por un flujo constante y no existiría Fem inducida haciendo que el par sea nulo .

La velocidad real del motor N , se expresa a menudo como una fracción de la velocidad síncrona N_s y se le conoce como deslizamiento (s)

$$s = \frac{N_s - N}{N_s}$$

Cuando una máquina de inducción opera como motor el deslizamiento varía entre 0 y 1. Se dice que una máquina tiene deslizamiento negativo, cuando $N > N_s$ para este caso la máquina actúa como un generador.

En reposo, el campo magnético rotatorio que produce el estator tiene la misma velocidad relativa respecto a los devanados del rotor, así la frecuencia de las corrientes del rotor tienen la misma frecuencia que las corrientes del estator.

A una velocidad síncrona, no hay movimiento relativo entre el campo rotatorio y el rotor, por tanto la frecuencia de la corriente del rotor es cero. Para otras velocidades la frecuencia del rotor es proporcional al deslizamiento (s), dicho de otra manera; el flujo giratorio barre al estator a una velocidad N_s , he induce una Fem de frecuencia F que equilibran las tensiones suministradas por la fuente, por tanto en el rotor la Fem y las corrientes serán de frecuencia :

$$Fr = sF$$

Término conocido como frecuencia de deslizamiento, -
en donde ;

- Fr = Frecuencia de las corrientes del motor
- F = Frecuencia de las corrientes o voltajes de -
entrada en el estator.

4.3 ARRANQUE DEL MOTOR DE INDUCCION

Actualmente se estan empleando sistemas de tiristores que pueden gobernar el arranque, posición o velocidad de un motor de inducción. Estos elementos - (SCR) han tenido gran aceptación debido a que tienen una vida de uso más larga y no tienen partes moviles en comparación con los métodos convencionales.

Como se sabe generalmente la corriente de arranque en un motor puede llegar a ser hasta seis ó siete veces mayor que la corriente a plena carga, esta elevada corriente produce un exesivo calentamiento que puede fundir y deteriorar el aislamiento de los devanados del motor, de tal forma, para arrancar un motor es necesario limitar esta corriente, los métodos usuales para el arranque tratan en forma ideal, producir una pequeña corriente para el arranque y un par motor grande para que la carga pueda ser rápidamente acelerada hasta su velocidad nominal; dos métodos muy conocidos son :

- 1.- Utilizar una fuente variable de tensión que alimente con un voltaje mínimo al estator para el arranque, y que incremente esta tensión hasta que el motor se encuentre al 25% de su velocidad final.

2.- Utilizar resistencias en serie que limiten la alimentación a una tensión pequeña para el arranque, y que despues puedan cortocircuitarse para que el motor trabaje a su velocidad nominal.

El arranque del motor por medio de tiristores se describe a continuación .

4.3.1 ARRANQUE POR TIRISTORES

Los tiristores pueden asegurar el control y regulación de la corriente suministrada a la carga. Si el único fin es el de conseguir la unión entre la fuente y la carga, funciona como interruptor; funciona como regulador, si en lugar de aplicar o suprimir señales de puerta, estas se defasan, lograndose con esto regular la intensidad de corriente suministrada a la carga.

En la figura 4.3a se muestra un circuito comunmente empleado para el arranque de un motor de inducción en modalidad monofásica.

Mediante esta figura es posible ver que la tensión de alimentación es fija, mientras que la tensión de salida puede variar dependiendo del momento en el cual se disparen los tiristores. La figura 4.3b, representa el ángulo de no conducción α . Puesto que -

los tiristores en antiparalelo permiten el paso de la señal alterna, el ángulo α , bien puede variarse desde 0° a 180° en cada semionda de tensión .

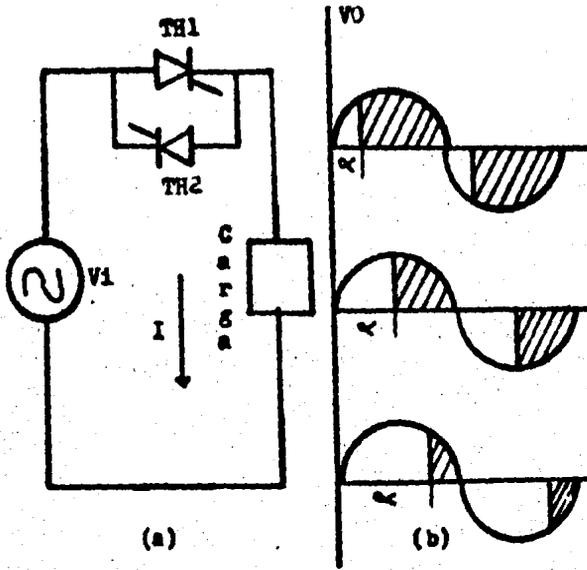


Figura 4.3 a) Circuito utilizado para el control del motor.

b) Formas de onda a la salida .

La figura 4.3b muestra que el ángulo de no conducción α , también llamado de excitación, puede variarse desde casi 180° para proporcionar una tensión mínima para el arranque del motor, hasta 0° , el motor funcionará a plena velocidad y a la tensión nominal en bornes del motor .

En resumen; las ventajas principales de este requ

lador, figura 4.3 son :

- Produce un control simple de la tensión de salida.
- La corriente (i) puede o no estar defasada un cierto ángulo igual al argumento de la carga con respecto a la tensión de alimentación .
- La corriente puede establecerse casi instantáneamente si el disparo por puerta se realiza mediante señales de HF o tensión anódica.
- El conmutador se abre al paso por cero es decir no hay sobretensiones.

Las desventajas son :

- Este regulador es más sensible a las sobrecargas en diferencia con el conmutador electromecánico.
- Los estados de conducción no son visibles
- La caída de tensión de contacto es elevada .

El procedimiento para el disparo de los SCR esta mostrado en el dibujo de la figura 4.4

Quando la tensión de entrada es lo suficiente grande que puede permitirse la caída en directa de dos semiconductores, puede emplearse el esquema de la figura 4.5a la semionda de corriente positiva circular através de TH_1 y D_1 , mientras que la corriente negativa lo hara por TH_2 y D_2 . Los montajes restantes

de la figura 4.5 muestran diversas conexiones utilizadas para el arranque del motor de inducción en la modalidad trifásica.

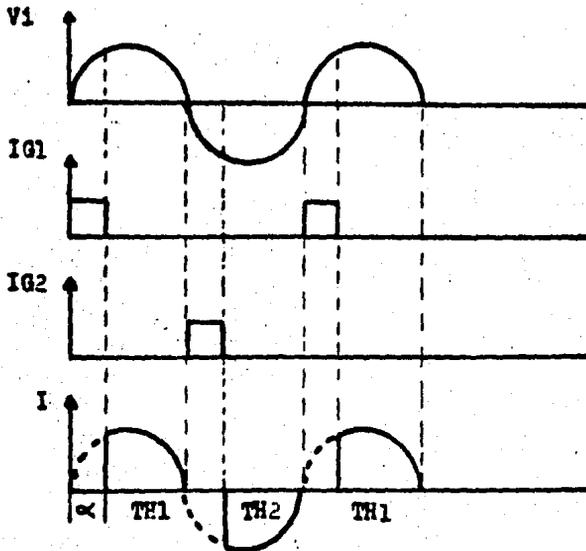
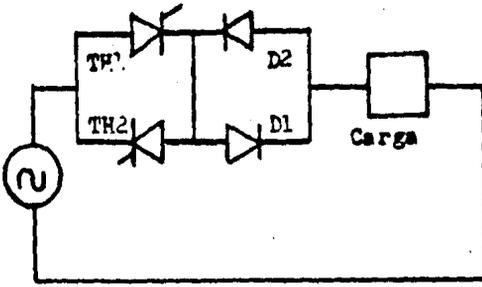
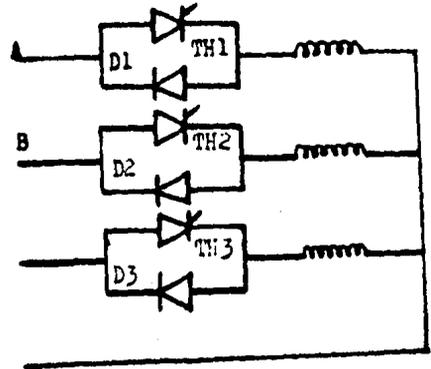


Figura 4.4 Gráficas de cebado por los tiristores de la figura 4.3.

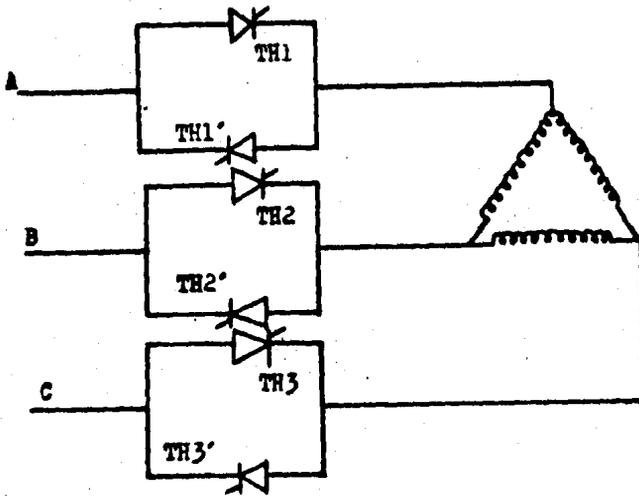
La figura 4.5b emplea un tiristor y un diodo conectado en antiparalelo, por tanto el control en este circuito solo se lleva a cabo en la semionda positiva.



a)



b)



c)

Figura 4.5 Conexiones diversas para el control de motores.

Como ha podido observarse, el ángulo de disparo juega un papel importante dentro del control de un sistema de tiristores. Existe distorsión en la forma de onda si los tiristores no conducen plenamente, el periodo de conducción esta limitado por el ángulo α , de tal manera, si α aumenta gradualmente hacia un valor elevado, la forma de onda aumen-

ta en distorsión, lograndose con esto un calentamiento adicional en la carga, sin que por esto aumente la conversión de energía mecánica.

La figura 4.6 muestra una serie de circuitos que reducen esta distorsión .

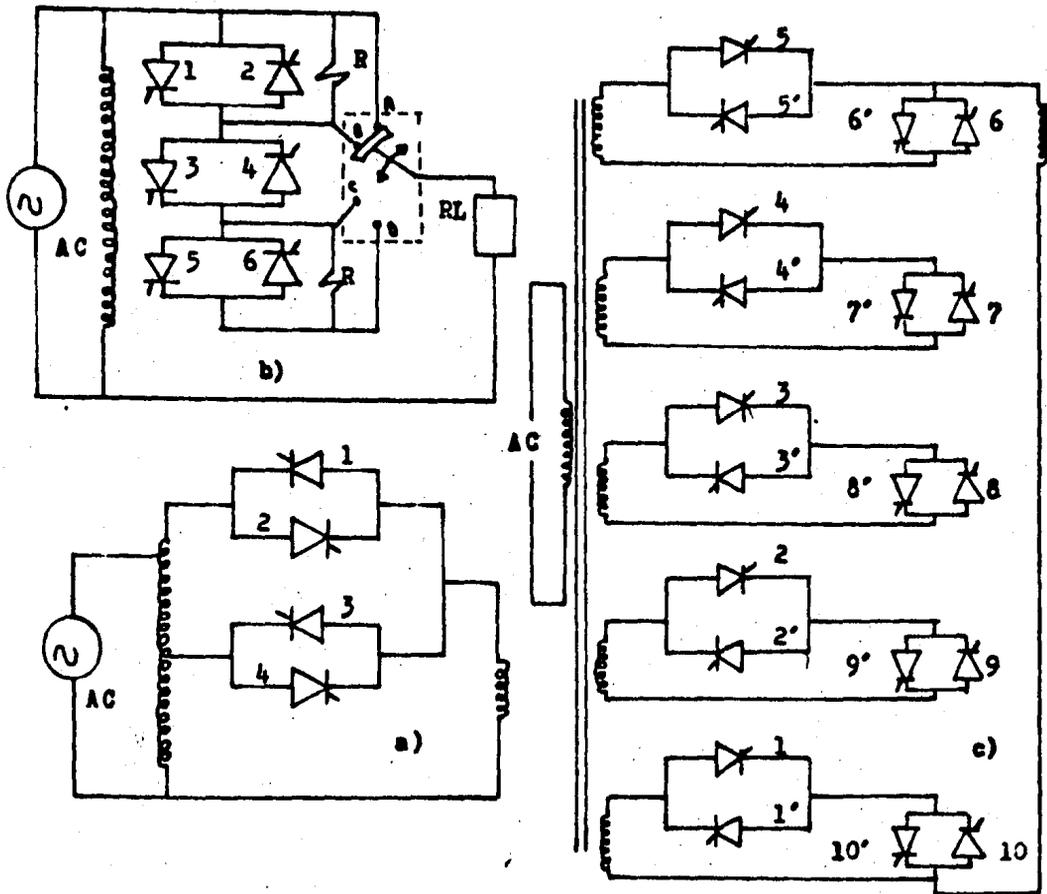


Figura 4.6 Configuraciones para el arranque del motor de inducción

- a) Arranque por autotransformador
- b) Arranque por cambio de tomas
- c) Arranque, utilizado devanado multiples

El motor de inducción puede arrancar con una pequeña distorsión de forma de onda si se toma la tensión más pequeña para el arranque, figura 4.6a. Inicialmente TH_3 y TH_4 conducen plenamente, los tiristores TH_1 y TH_2 esperan el momento en el cual se conectarán a la tensión más alta del autotransformador, por lo que la carga puede trabajar con toda la potencia nominal de la máquina, cuando TH_1 y TH_2 conducen, los tiristores TH_3 y TH_4 , se cortan.

La figura 4.6b muestra un circuito que opera bajo el mismo principio para el arranque del motor de inducción, el contacto móvil cortocircuita los contactos CD, con lo que se le aplica al devanado de fase del estator la tensión más baja del transformador, y por tanto la corriente de arranque no excede de un valor aceptable.

En el momento que el motor alcanza su velocidad de régimen el contactor se desplaza hacia los contactos AB, pasando por C, CB, B, con lo cual la carga puede ser accionada por toda la potencia nominal de la máquina.

La figura 4.6c muestra un circuito de devanados múltiples para variación de tensión, el funcionamiento puede resumirse de la siguiente manera:

El devanado secundario contiene varias bobinas aisladas, las cuales pueden tener diferentes niveles de tensión, si consideramos una secuencia de tensión binaria las cinco bobinas proveyerian una tensión de 1, 2, 4, 8 y 16 volts por lo que la tensión de salida estará comprendida entre 1 y 31 volts:

Supongamos que deseamos tener una tensión de salida igual a 17 volts. Para obtener esta tensión los tiristores 1, 9, 8, 7, 6 conducirán durante el semiciclo positivo, mientras que los tiristores 1, 9', 8', 7', 6' conducirán en el semiciclo negativo. Puede notarse que los tiristores en serie y paralelo de la misma bobina nunca conducirán al mismo tiempo .

4.4 CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCION

La regulación de velocidad en los motores de inducción se lleva a cabo mediante el ajuste de tensiones en los bornes del estator o rotor . Algunos de los métodos utilizados para variar la tensión de salida por medio de tiristores se encuentran graficados en la figura 4.7 .

Dependiendo del tipo de fuente utilizada para la alimentación del motor, así como la acción que desarrolla cada SRC dentro del sistema de control, podemos clasificar a los métodos de regulación de velocidad como :

- a) Control por ángulo de fase
- b) Control por inversores
- c) Control por cicloconvertidores .

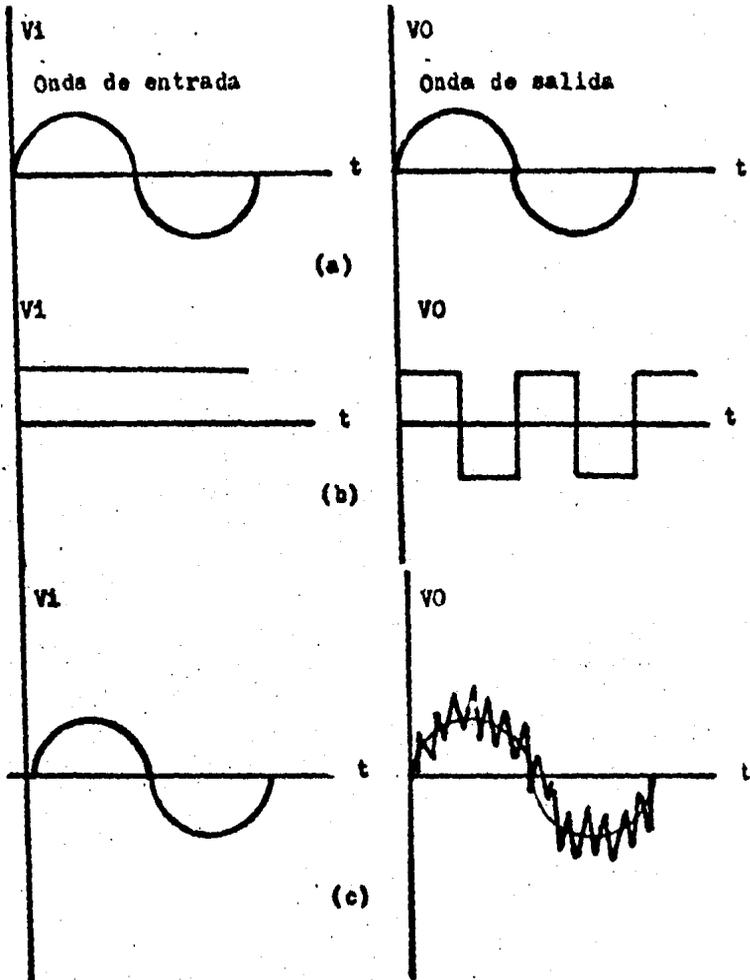


Figura 4.7 Métodos para control de velocidad .

- a) Control por ángulo de fase
- b) Control por inversores
- c) Control por cicloconvertidores

4.4.1 CONTROL POR ANGULO DE FASE

Anteriormente se ha mencionado que el regulador es un procedimiento similar al de interruptor, la diferencia estriba que en lugar de aplicar o suprimir señales de puerta estas se defasan. El fin de una conmutación de corriente alterna funcionando como regulador, consiste en poder controlar la tensión aplicada a los bornes del motor, esta tensión puede regularse de dos maneras:

- 1.- Utilizando la tensión de control por ángulo de fase.
- 2.- Cambiar los bornes del motor de un devanado a otro.

Estos procedimientos han sido explicados en la sección que trata del arranque del motor, por tanto los reguladores descritos en esa sección pueden ocuparse para variar la velocidad del régimen.

El método de cambiador de tomas no afecta en demasia la señal, es decir no existe mucha distorsión en la carga: El método se dispara por ángulo de fase, ocasiona que el factor de potencia y el contenido de armónicos varíen con el ángulo de disparo α , tal como se muestra en la figura 4.8

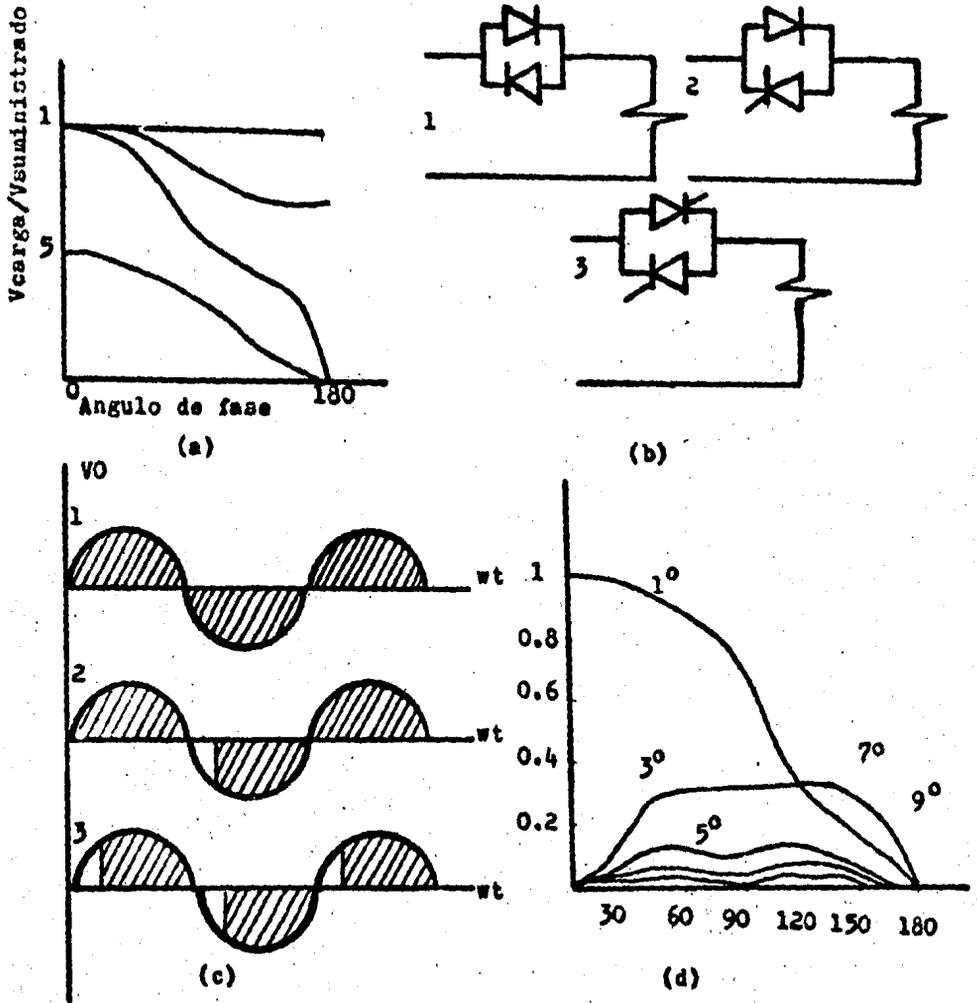


Figura 4.8 Características del regulador
 a) Tensión fundamental de carga
 b) Configuraciones Básicas
 c) Formas de onda
 d) Armonicos de regulador

Como a podido observarse, el control por ángulo de fase se provee un control de tensión variable y frecuencia fija. En la figura 4.9 , se esquematiza diversos circuitos utilizados para regular la velocidad de motores monofásicos, excepto motores síncronos o de histeris cuyas velocidades son función de la frecuencia.

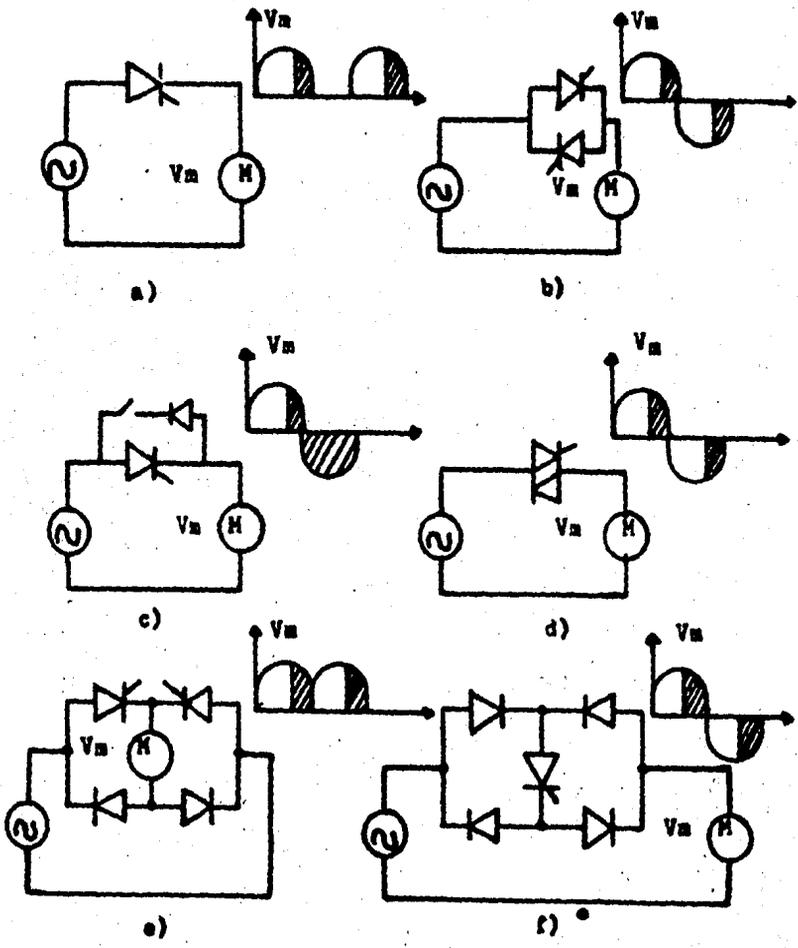


Figura 4.9 Circuitos de regulación monofásica

El utilizar dos SCR montados en antiparalelo, figura 4.9b origina que la componente de continua sea igual a cero, debido a esta característica este tipo de - conexión es muy utilizada en el control de motores de c.a. El circuito de la figura 4.9c provee un control muy eficaz para los motores de c.a. cuando el inte - ruptor es cerrado, el valor eficaz de la forma de onda de salida de c.a. puede variarse desde $0.707 E_m$ - hasta $(0.707/2) E_m$ defasado el ángulo de conducción des - de 0 a 180° .

4.4.2 CONTROL POR INVERSORES

Los inversores son elementos que pueden hacer - una transformación de c.c. o c.a. de determinada frecuencia, a una transformación de c.a. pero de diferen - te frecuencia. De manera general un inversor hace la conversión de corriente continua a corriente alterna.

Algunos autores denominan al inversor como un - ondulator autónomo; actualmente este tipo de sistemas tienen bastantes campos de aplicación, algunos de - ellos son utilizados como :

- Onduladores a frecuencia fija .

Generalmente se les utiliza como alimentación de - seguridad .

- Onduladores a frecuencia variable.

Este tipo de inversores por lo general son alimentados por una red industrial y por medio de un circuito rectificador, dan la tensión de frecuencia en forma variable para hacer girar un motor de corriente alterna a velocidad variable .

Como es sabido la velocidad real del motor debe ser menor que la velocidad síncrona de la máquina, recordando los principios en los que se basa la regulación de velocidad, se tiene que un cambio en la frecuencia de suministro, provocara un cambio en la velocidad síncrona (N_s) y por tanto la velocidad real del motor variará con la misma proporción que varíe la velocidad síncrona.

Partiendo de que el motor de inducción trabaja de acuerdo con la densidad de flujo (campo magnético) y el par es proporcional a esta cantidad de flujo (Al trabajar en el codo de la curva de magnetización se obtiene el par máximo y el mínimo de pérdidas) se tiene que la tensión aplicada es igual a la Fem inducida, en donde :

$$V = K \phi F$$

ecuación que establece, que la tensión aplicada al motor, debe ser proporcional a la frecuencia. Una curva característica par motor-velocidad, para motor-deslizamiento, de un motor que posee un inversor de frecuencia

cia variable, en el cual la relación entre tensión y frecuencia es constante, se muestra en la figura 4.10

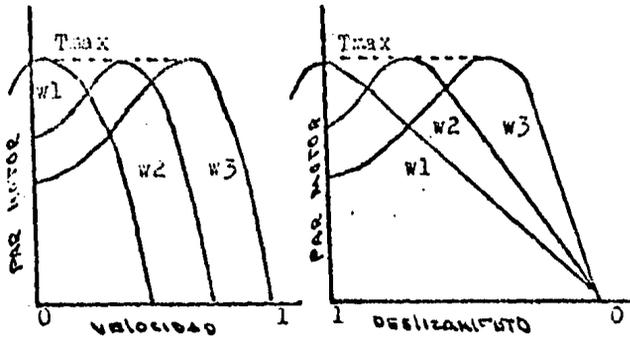


Figura 4.10 Características por motor velocidad y par motor deslizamiento del motor de inducción para frecuencia ajustable.

Como ya se menciona, la alimentación suministrada a un inversor debe ser de C.C esta alimentación generalmente es obtenida de una fuente trifásica de 60 Hz, es tan usado este tipo de alimentación que se toma como frecuencia para describir en forma general la regulación del inversor.

Dicho de otra forma, la figura 4.11 muestra un diagrama de bloques del procedimiento más comunmente utilizado para suministrar una señal de frecuencia variable y tensión variable a un estator de un motor de inducción jaula de ardilla, o un motor de inducción

de rotor embobinado. Es conveniente hacer notar que el circuito rectificador no necesariamente debe ser formado con SCR. En el diagrama bloques pueden verse que una reducción en la frecuencia vendra acompañada en forma proporcional de una reducción en la tensión.

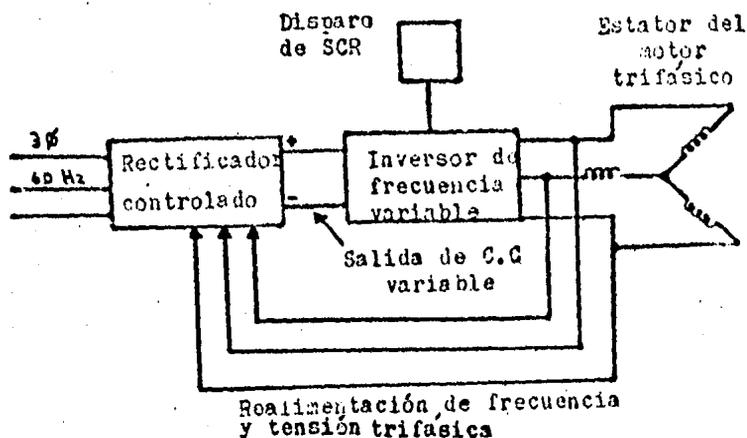
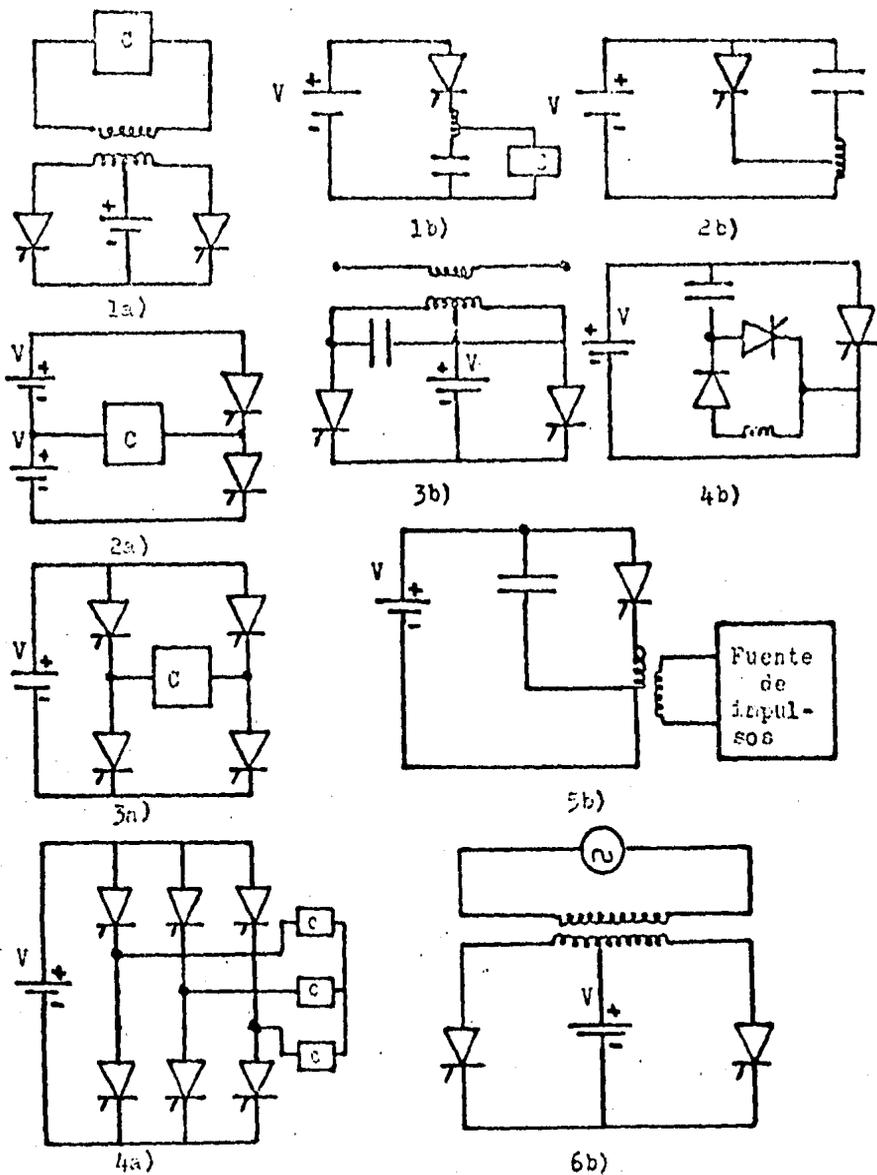


Figura 4.11 Diagrama en el bloque de un control de motores utilizados inversores.

4.4.2.1 CLASIFICACION DE LOS INVERSORES

Existe una infinidad de circuitos utilizados como inversores, esta cantidad es tan elevada que no podría en este capítulo hablarse de todo ellos. Para nuestro fin enunciaremos algunos tipos de inversores y de circuitos auxiliares para su conmutación. La figura 4.12 muestra los tipos básicos de inversores y los diferentes tipos de conmutación que se utilizan para este efecto .



C-Carga

Figura 4.12 a) Configuraciones básicas de inversor 1) Inversor con conductor central, 2) Inversor con toma central 3) Inversor tipo puente (monofásico) 4) Inversor tipo puente (trifásico)

b) Tipos de conmutación para el inversor 1) Autoconmutación por carga resonante 2) Autoconmutación por circuito LC 3) Conmutación en paralelo 4) Conmutación por tiristores auxiliares 5) Conmutador por fuente de impulsos 6) Conmutación por línea externa.

1) INVERSORES MONOFASICOS TIPO PARALELO

El inversor es un elemento usado para la transformación de c.c a c.a, la figura 4.13 muestra un circuito utilizado para esta transformación, se han omitido los tiristores y en vez de estos se han utilizado interruptores, para explicar el funcionamiento básico de la obtención de c.a en la carga del circuito.

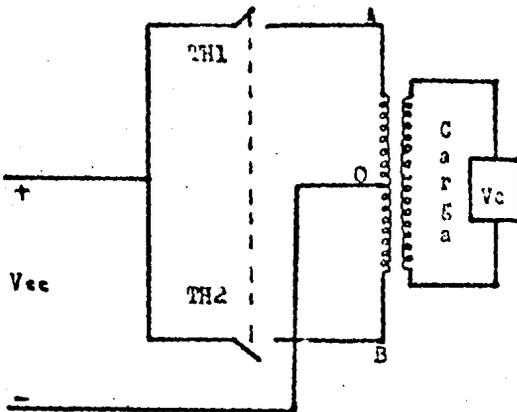


Figura 4,13 Principio de los inversores.

Para este circuito es importante que cuando un interruptor se cierre el otro se abra, de otra manera la fuente quedara en cortocircuito.

La corriente alterna se obtiene cerrando ciclicamente los interruptores TH_1 y TH_2 , este tipo de

cierre origina que el devanado primario cambie de polaridad en cada semiciclo .

- Cuando TH_1 conduce

$$V = V_A - V_O \quad y$$

$$V_C = \frac{2N_2}{N_1} V$$

- Cuando TH_2 conduce

$$V = V_B - V_O$$

$$V_C = \frac{-2N_2}{N_1} V$$

ii) INVERSORES MONOFASICOS TIPO PARALERO (CARGA R)

Este tipo de inversores se muestra en la figura - 4,14 el funcionamiento puede resumirse de la siguiente manera. En forma general la corriente alterna en la carga obtiene cuando los tiristores son disparados ciclicamente , como el suministro es de c.c. se conecta un condensador en paralelo con el devanado primario del transformador para proveer la energia necesaria para el corte del tiristor cuando el otro comienza a conducir .

Inicialmente los tiristores (1 y 2) estan bloqueados, no existe corriente dentro del circuito. Si se aplica una señal eléctrica de puerta en TH_1 el tiris -

tor conduce, pues además del disparo tiene aplicado un voltaje "V" entre sus terminales, la corriente que circula por este tiristor pasa por la mitad (OB) del devanado primario del transformador, al mismo tiempo otra corriente atravesando la otra mitad (OA) del transformador carga al capacitor. Por inducción o acción del transformador el voltaje en todo el embobinado primario será "2V". el condensador deberá cargarse hasta este valor en la placa marcada con x .

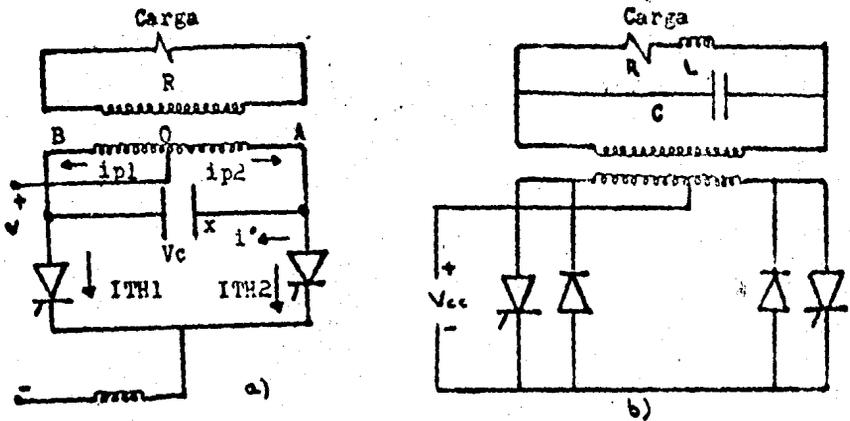


Figura 4.14 Inversores monofásicos tipo paralelo

- a) Inversor para carga resistiva
- b) Inversor para carga RL

Hasta este momento el TH₂ debido soportar esta tensión entre sus terminales. El TH₂ solo conducirá cuando un segundo impulso cebe su puerta, con TH₂ conduciendo, TH₁ se corta, debido a que cuando el tiristor TH₂ conduce el condensador se descarga invirtiendo su

polaridad y bloqueando a TH_1 . Puesto que inicialmente conducía TH_1 el devanado poseía una determinada polaridad, en el momento que conduce TH_2 la polaridad cambia y por consiguiente al devanado se le aplica una corriente alterna.

En resumen; la velocidad del motor está en función de la frecuencia existente en la carga y está a su vez será igual a las inversiones de corriente en el devanado primario, estas inversiones son debidas al cambio alternativo que se aplica a los tiristores (1 y 2), por lo que puede decirse que la frecuencia que alimentan a la carga es igual a la frecuencia con la que se repiten las señales de disparo en cualquiera de los SCR. Finalmente a este circuito se le conoce como inversor del tipo C_1 o inversor básico paralelo. Si la carga es una resistencia pura se obtiene las siguientes formas de onda, figura 4.15a

- Para el tiempo $0 < t < T/2$ TH_1 conduce

$$I_{TH_1} = I_c \text{ y } V_{TH_1} = 0$$

- Para el tiempo $T/2 < t < T$ TH_2 conduce

$$I_{TH_2} = I_c \text{ y } V_{TH_1} = -V_c$$

- Si TH_1 conduce la tensión $(V_O - V_B) = V$, en los bordes todo el devanado será $(2v)$

- Si TH_2 conduce la tensión $(V_G - V_B) = v$, en los bor-

des de todo el embobinado será (-2V)

- La corriente en el condensador 1' está dada por -

para $0 < t < T/2$

$$IP_1 = ITH_1 - I' = I_c - I'$$

$$IP_2 = I'$$

para $T/2 < t < T$

$$IP_1 = - I'$$

$$IP_2 = I_c + I'$$

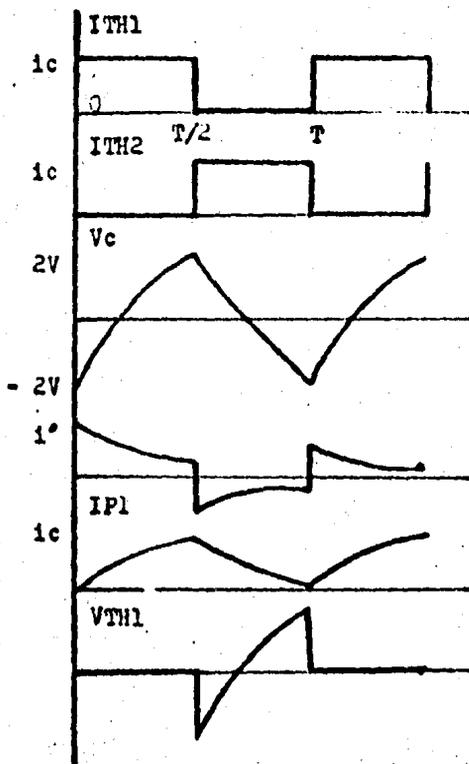


Figura 4.15 Formas de onda para una carga resistiva - pura .

iii) INVERSOR MONOFASICO TIPO SERIE

Su configuración básica se muestra en la figura - 4.16 el funcionamiento puede resumirse como sigue.

- Para el tiempo $t=0$ el tiristor TH1 se dispara para su conducción, la corriente (i) circula a través de RL cargando positivamente al capacitor en la placa marcada con x , según la figura en el tiempo t_1 $T/2$ la corriente se anula.

- Para el tiempo $t=T/2$ el tiristor TH₂ se dispara y el condensador C se descarga a través de L, R y TH₂; finalmente en el tiempo $t=T/2 + t_1$ T el tiristor TH₂ deja de conducir; Resumiendo :

- para $0 < t < t_1$ $V_{TH1} = 0$; $V = V_1/2 - V_c$; $V_{TH2} = V_1$
- para $t_1 < t < T/2$ $V_{TH1} = V_1/2 - V_c$; $V = 0$; $V_{TH2} = V_1/2 + V_c$
- para $T/2 < t < T/2 + t_1$; $V_{TH1} = V_1$; $V = -V_1/2 - V_c$; $V_{TH2} = 0$

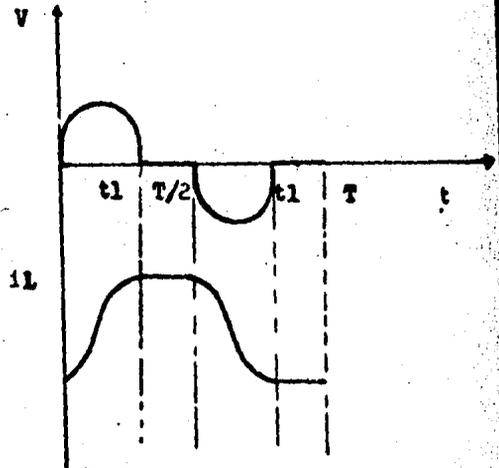
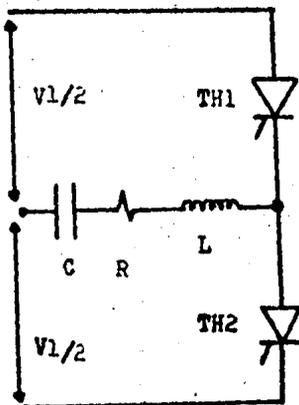


Figura 4.16 Inversor tipo serie

iiii) INVERSORES TIPO PUENTE

La figura 4.17 muestra un circuito inversor llama do de puente, se han substituido los SCR por interrup tores con el fin de comprender mejor el funcionamiento de operaci3n. Este esquema b3sico puede presentar dos diferentes formas de onda en la carga del circuito .

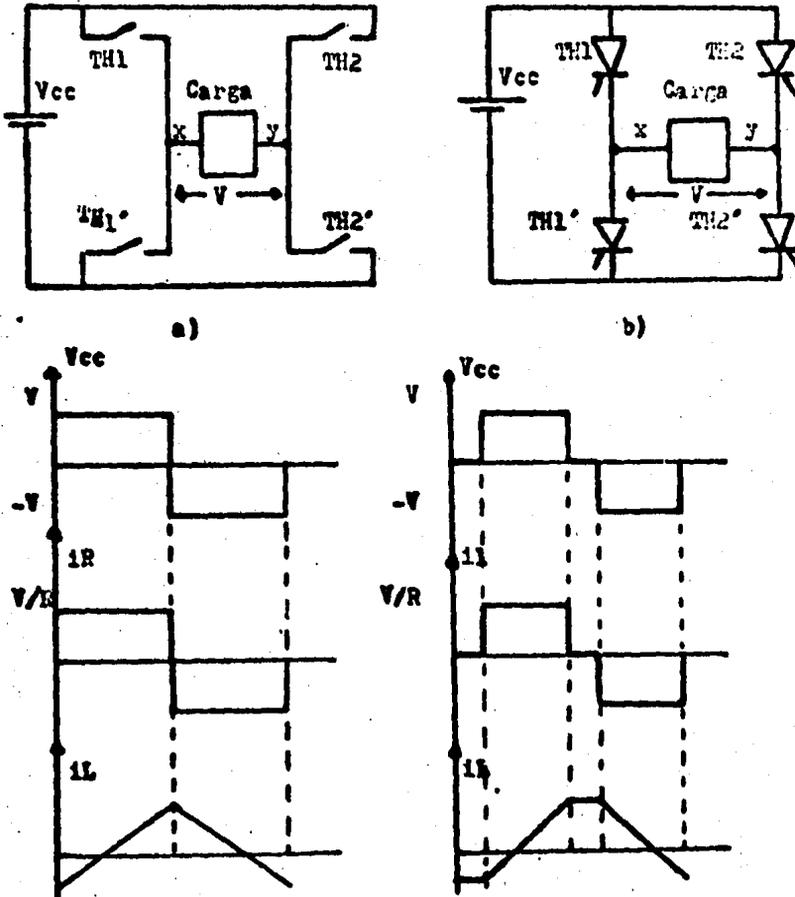


Figura 4.17 Inversor tipo puente

(a) Control simetrico ; (b) Control no - simetrico o decalado .

La gráfica (a) de la figura 4.17 presenta un método - llamado de control simétrico, es decir las parejas formadas por los interruptores TH_1 y TH_2 ó TH_2 y TH_1 se abren o cierran simultáneamente.

- Para el tiempo $0 < t < T/2$ los interruptores TH_1 TH_2 , se cierran, la corriente circulará en el sentido "xy" indicado en la figura, además el voltaje entre los bornes de la carga es igual a (V).

- Para el tiempo $T/2 < t < T$, TH_2 y TH_1 , están cerrados la corriente así creada circula en sentido opuesto a la anterior, en este caso el voltaje en los bornes de la carga es igual a (-V).

La gráfica (b) representa el control denominado como simétrico o decalado.

- Para el intervalo de tiempo $0 < t < T/2$ los interruptores TH_1 y TH_1 , están cerrados respectivamente, no así los interruptores TH_2 , y TH_2 el cierre de estos está retardado un cierto ángulo B, para nuestro ejemplo:

- TH_2 , conduce para $B/w < t < T/2 + B/w$

- TH_2 conduce para $T/2 + B/w < t < T + B/w$ en donde la pulsación w es igual a $2\pi/T$.

De igual forma

- Para $0 < wt < B$ $V_{carga} = 0$

- Para $B < wt < \pi$ $V_{carga} = V$

- Para $\pi < wt < \pi + B$ $V_{carga} = 0$

- Para $\pi + B < wt < 2\pi$ $V_{carga} = -V$

Los diagramas de tiempo de la figura 4.17 muestra intervalos durante los cuales los interruptores TH_1 - TH_1 , o TH_2 TH_2 , están en cortocircuito, para este caso el voltaje en la carga es igual a cero .

4.4.2.2 INVERSORES PARA MAQUINAS TRIFASICAS

Para el funcionamiento de un motor de inducción trifásico es necesario que su alimentación además de trifásica sea senoidal. Anteriormente hemos mencionado que un tiristor idealmente funciona como un interruptor, si el dispositivo es alimentado con una señal continua este producirá en los bornes de la carga una señal rectangular.

Utilizando inversores y mediante la suma de varias tensiones es posible obtener una señal senoidal lo más pura posible en comparación con la onda rectangular alterna.

4.4.2.2.1 INVERSORES SENOIDALES

La figura 4.18 muestra tres puentes monofásicos conectados entre sí. Ahora, si suponemos que las relaciones de transformación son diferentes para cada puente y además consideramos que los ángulos de disparo para los tiristores de los diferentes puentes varían de 0 a $\pi/6$ y $\pi/3$. Se demuestra que una suma vectorial de las tensiones V_1 , V_2 y V_3 crean una tensión total (V_T) la cual tiene a ser más senoidal que rectangular.

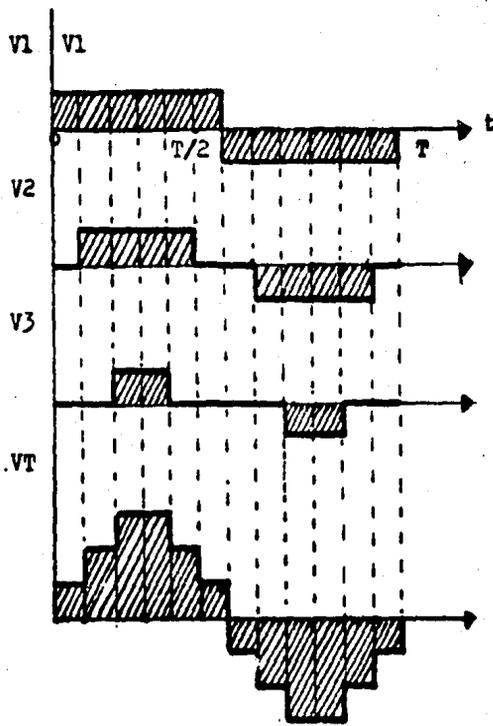
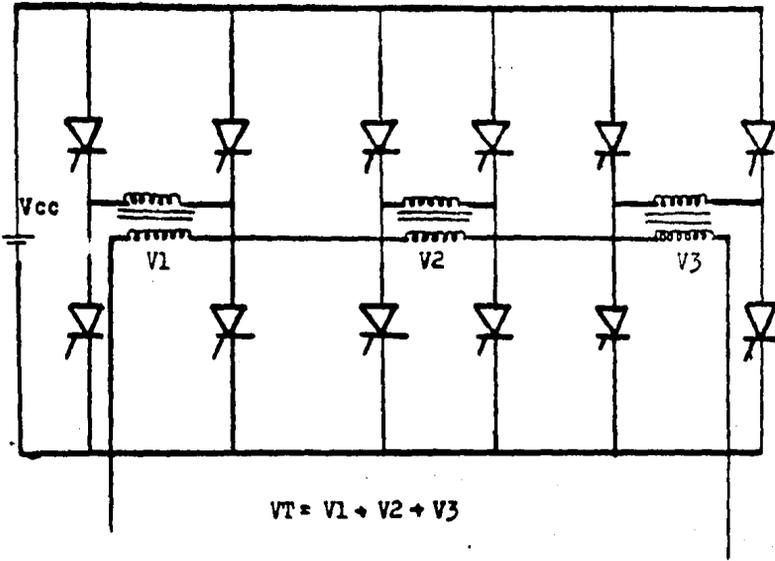


Figura 4.18 Inversores senoidales

4.4.2.2.2 INVERSORES TRIFASICOS

Para el caso en el cual la carga es trifásica, - en particular un motor de inducción trifásica es necesario para la regulación de velocidad en estas máquinas crear tensiones trifásica desplazadas 120° . Un método con inversores para este tipo de regulación se muestra en la figura 4.19

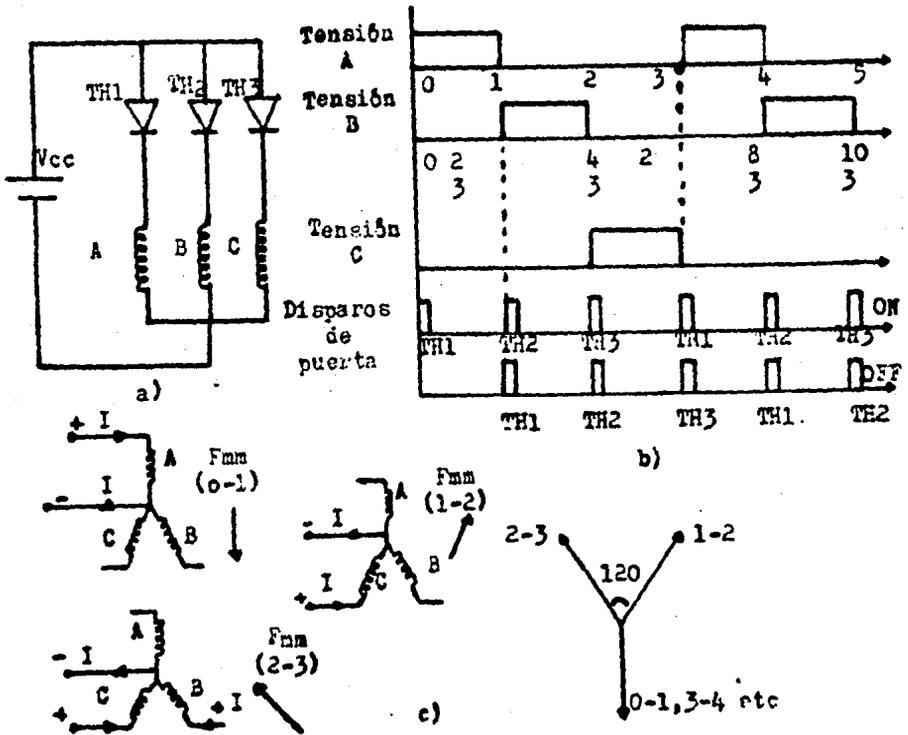


Figura 4.19 Funcionamiento del inversor trifásico

- a) Inversores trifásicos de media onda
- b) Ondas de tensión en la carga y secuencia de disparo
- c) Diagrama de Fmm .

Como puede observarse los tiristores deben dispararse ciclicamente una vez por fase para producir ondas de tensión separadas 120° en función del tiempo, figura 4.19b, la figura 4.19c presenta los efectos de la Fmm en el entrehierro del motor, si analizamos los intervalos de tiempo en los cuales la corriente circula por determinada fase, esta crea una Fmm la cual será diferente en dirección pero no en magnitud a la Fmm creada en otra fase, el cambio de esta dirección es de 120° eléctricos, En el intervalo de (3-4), figura 4.19c la Fmm vuelve a su posición original habiendo girado 300° eléctricos y completando un ciclo.

Este desplazamiento de la Fmm crea el flujo magnético rotatorio en el que se basa el funcionamiento de un motor de inducción, los cambios de magnitud en los diferentes instantes de tiempo altera la frecuencia originándose así el control de velocidad en la máquina. Este circuito sin embargo produce una componente de c.c en la carga del sistema. Existen diversos inversores que permiten obtener una Fmm escalonada y rotativa.

Para conseguir el uso más eficiente de los devanados se acostumbra utilizar un puente trifásico como el de la figura 4.20

Para este ejemplo en particular hemos considerado que la conmutación de los tiristores se realiza cada $1/6$ de periodo. Inicialmente los tiristores (1,4,5) es

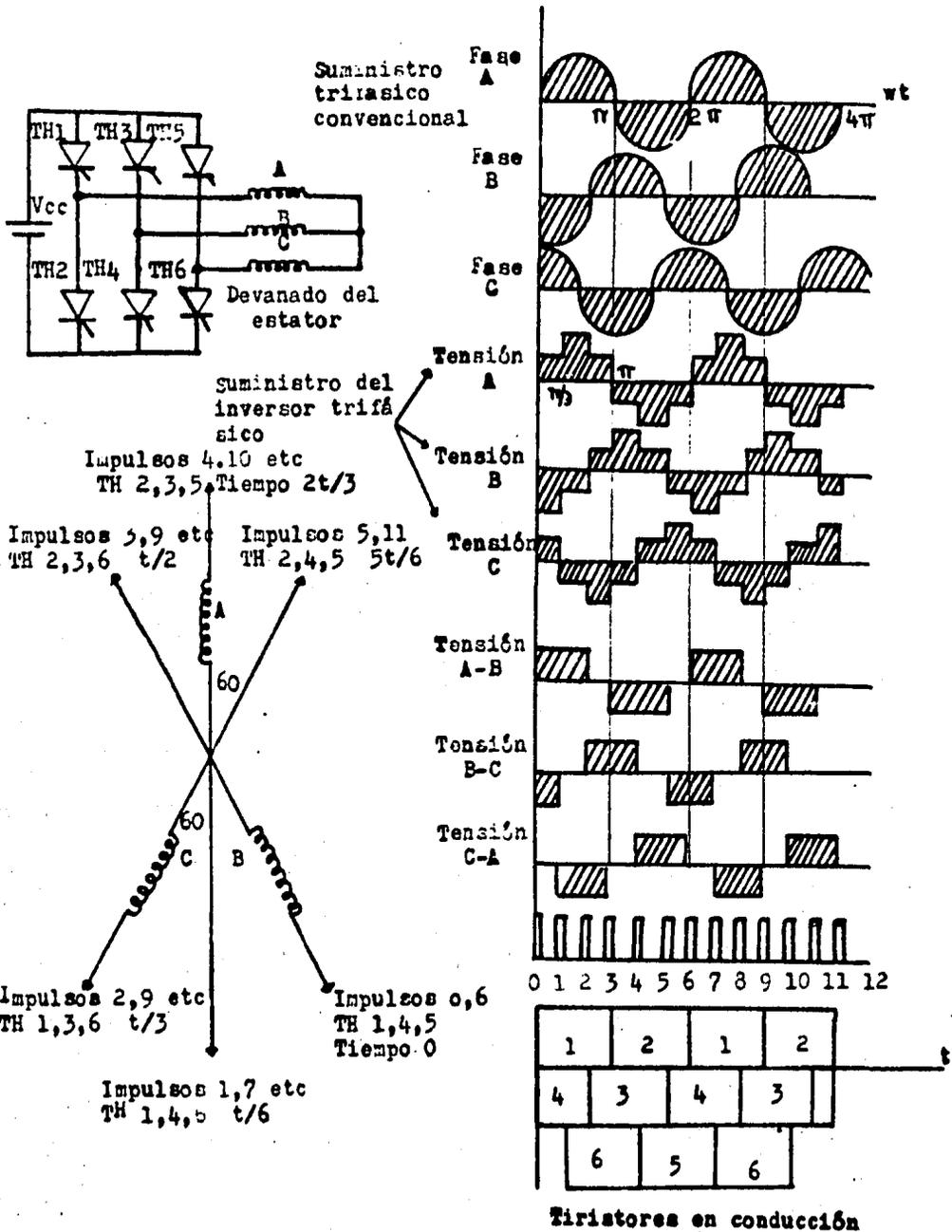


Figura 4.20 Inversor trifásico de onda completa
 (a) Formas de onda ; (b) Desplazamiento -
 de la Fmm y secuencia de conmutación
 de los SCR.

tan en conducción, al final de $1/6$ de periodo se cor -
tan y en su lugar conducen los tiristores (1,4,6) es -
tos conducirán otro $1/6$ periodo, en ese momento se bloq
uean y los tiristores (1,3,6) están en conducción, es
tos periodos de conducción continuarán en los diferent
es intervalos de tiempo, tal como lo muestra la figur
a.

4.4.2.3 ELIMINACION DE ARMONICOS

Para evitar la cantidad de armónicos que contiene una onda rectangular y que causa pérdidas tanto en la línea como en la carga, deben emplearse filtros que conformen una onda senoidal lo más pura posible, el filtro estará predispuesto entre el inversor y la carga como lo muestra la figura 4.21 .

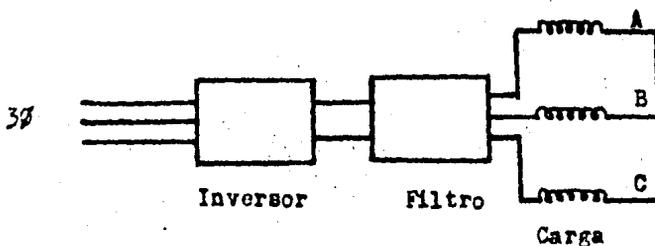


Figura 4.21 Eliminación de armónicos utilizado filtros

La utilización del filtro a dejado de usarse debido a que a potencias altas, el filtro es muy voluminoso y costoso para potencias variables los filtros LC no son muy fiables.

En la actualidad se maneja un tipo de disparo no-simétrico, con lo cual la cantidad de escalones aumenta considerablemente y por tanto la onda en la salida tiene a ser más senoidal, este método es conocido como control de la anchura de impulsos múltiples.

4.4.2.4 INVERSOR Mc. MURRAY BEDFORD

Este tipo de inversor puente, también es conocido como " Control de la forma de onda de salida de impulsos de anchura múltiple ". La obtención de varios impulsos durante cada semiciclo de tensión, proviene de conectar y desconectar un tiristor muchas veces antes de que el control pase a otro tiristor de carga.

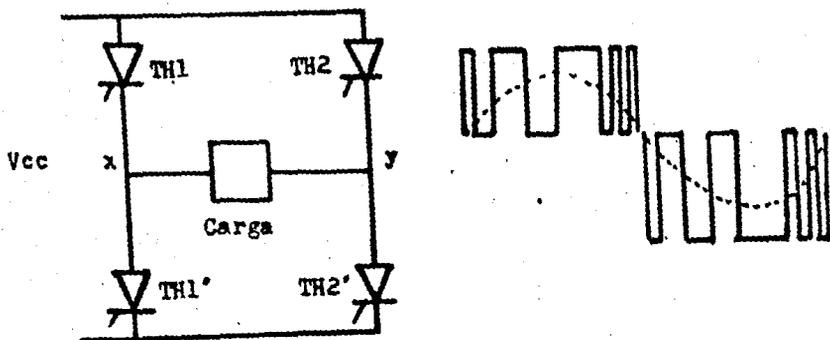


Figura 4.22 Control de anchura de impulsos múltiples

(a) Circuito básico; (b) Formas de onda .

Como ya se explico la forma de manejo es simple ; inicialmente puede dispararse la pareja de SCR formada por los tiristores TH_1 TH_2 , figura 4.22, la corriente así formada circula por la carga en el sentido de X a Y. El siguiente semiciclo puede obtenerse disparando a TH_1' TH_2' para este caso la corriente de carga circular en sentido inverso a la anterior.

Esta forma de disparar los SCR (control no simétrico) puede producir anchuras de impulsos múltiples -

que poseen el equivalente de corriente eficaz de una onda senoidal, tal como se indica en la figura.

De lo anterior se deduce que un inversor Mc.M.B. es funcionalmente un método de control de anchura para los impulsos creados por el disparo oportuno de los SCR. Este tipo de control solo puede hacerse si se emplea una conmutación del tipo (b4) es decir, desconexión del condensador con un tiristor auxiliar o desconexión complementaria si los brazos del puente son completamente independientes.

Los disparos de encendido de los SCR produce diferentes formas de onda, dependiendo del ángulo en el cual fueron disparados, la figura 4.23 muestra este tipo de cebado. Si consideramos que los tiristores TH_1 y TH_1' se disparan para los tiempos:

- TH_1 para

$$wt = 0; wt = \alpha 2; wt = \pi - \alpha 1; wt = \pi + \alpha 1 \text{ y } wt = 2\pi - \alpha 2$$

- TH_1' para

$$wt = \alpha 1; wt = \pi - \alpha 2; wt = \pi; wt = \pi + \alpha 2 \text{ y } wt = 2\pi - \alpha 1$$

La tensión VA-VN representa estas condiciones, por otra parte el disparo de TH_2' esta retrasado con respecto a TH_1 un cierto ángulo B; de igual manera el disparo de TH_2 está retrasado con respecto a TH_1 . En la figura 4.23 se representan estos retrasos mediante la tensión (VA-VN); finalmente la tensión en la carga (V) se obtiene a partir de la diferencia entre (VA-VN)-(VA-VN)' la figura representa diversas formas de onda para diferentes ángulos de B.

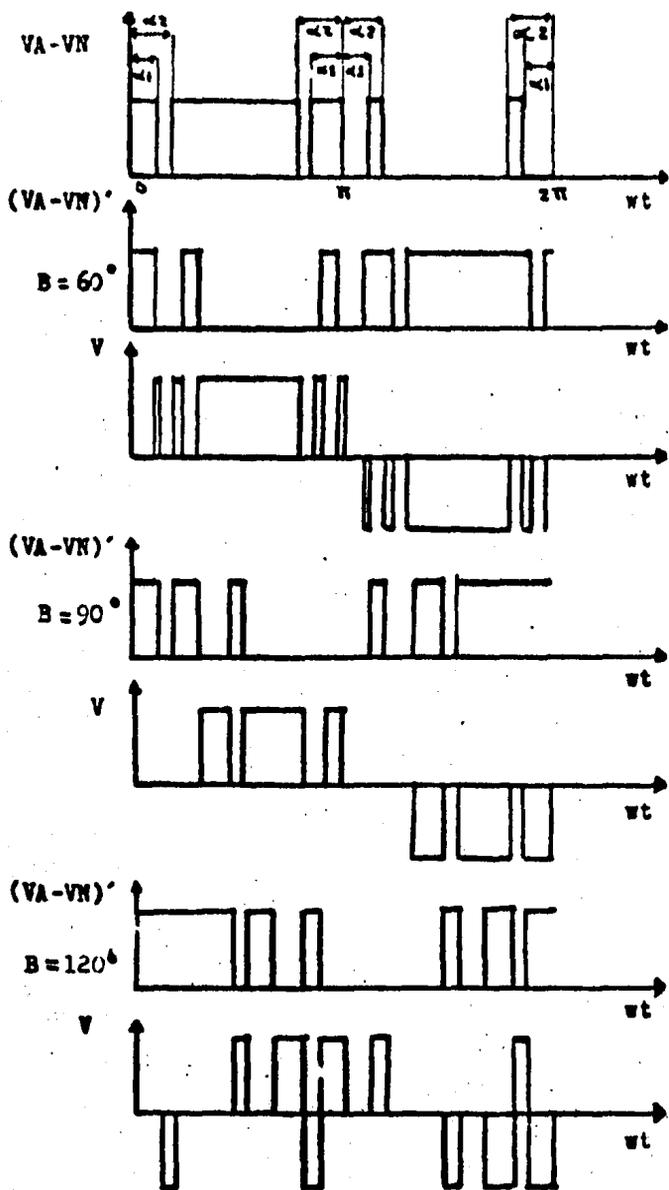


Figura 4.23 Salidas del inversor MC.M.B.

4.4.3 CICLOCONVERTIDORES

El cicloconvertidor es un elemento usado para obtener una salida con voltaje y frecuencia variable a partir de una fuente de voltaje y frecuencia fija sin acoplamiento de c.c , la tensión-frecuencia de salida siempre es menor que la tensión-frecuencia de entrada.

El método para el control de la tensión-frecuencia del cicloconvertidor esta basado en el manejo del rectificador controlado por fase y el inversor en pulsos,

Conciderando al diagrama en bloques de un cicloconvertidor trifásico, figura 4.24 . La carga (fase) - alimentada por dos sistemas de tiristores colocados en antiparalelo lograndose con esto una conducción en los dos semiperiodos de la fuente de alimentación .

Como es sabido utilizando el disparo por ángulo - de conducción, puede variarse la tensión de salida en el rectificador (V_s), entre los valores $V_{smin} - V_{smax}$, además utilizando el inversor por modulación de pulsos podemos conformar la tensión V_s como una señal senoidal. Para nuestro circuito, el voltaje en V_{c1} es suministrado por los sistemas de tiristores $S.TH_1$ o $S.TH_{1'}$, cuando conducen los TH_1 la corriente $I_{1'}$ originada en la fase es positiva, en el siguiente semiciclo conducen los $TH_{1'}$ y la corriente $I_{1'}$ es negativa. Controlado debidamente los tiristores el voltaje V_c evolucionará en forma senoidal.

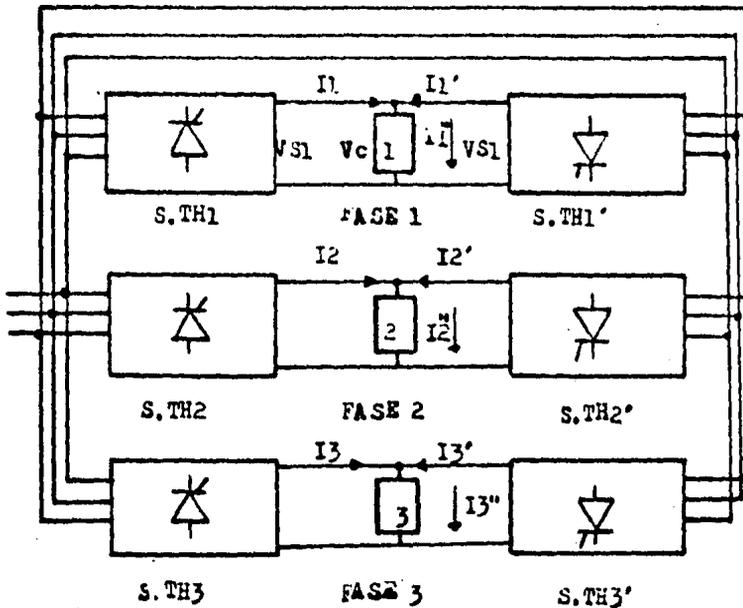


Figura 4.24 Esquema de un cicloconvertidor.

Las tensiones en V_{c2} y V_{c3} estarán defasadas $-2\pi/3$ y $4\pi/3$ respectivamente a V_{c1} , estas tensiones son suministradas a la fase 2 y 3 por los sistemas $S.TH_2$ ó $S.TH_2'$ y $S.TH_3$ ó $S.TH_3'$ respectivamente .

La figura 4.25 ilustra la conexión de los tiristores y la onda de salida en una fase del cicloconvertidor.

Observando esta salida podemos notar los siguientes puntos :

- La tensión $V_c = V_{s1}$ cuando I_{1m} es positiva y $V_c = V_{s1}'$ cuando I_{1m} es negativa .

La tensión V_c puede tener una aproximación lo más senoidal posible, para este caso es necesario conciderar las tensiones de línea formadas por V_{AB} ó $-V_{AB}$; V_{CB} ó $-V_{CB}$;

VAC o -VAC y escoger adecuadamente los periodos de conducción de los SCR, el disparo de estos elementos esta indicado con subindices en la figura 4.25

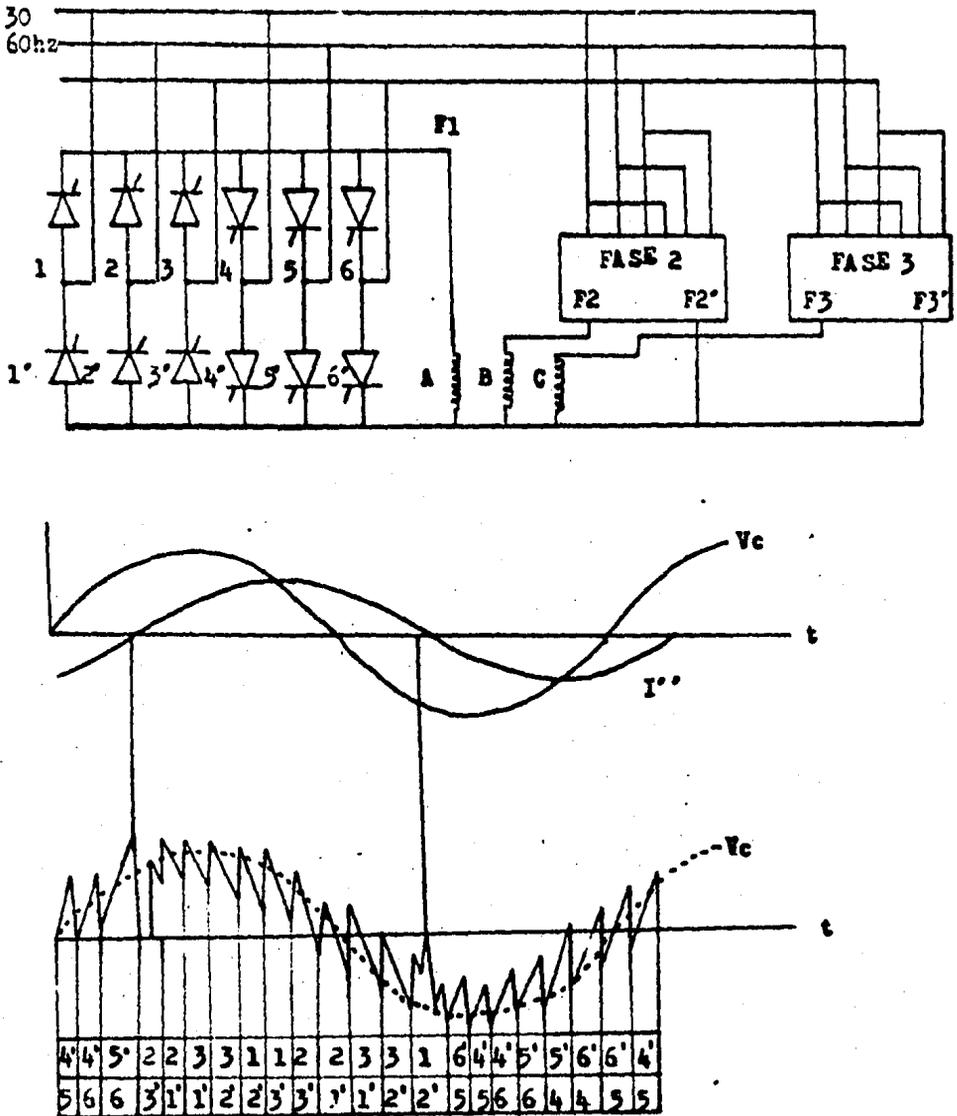


Figura 4.25 Onda de salida en un cicloconvertidor.

Comparaciones entre un cicloconvertidor y un inversor para el control de la tensión-frecuencia de motores polifásicos de c.a.

CICLOCONVERTIDOR

1.- Requiere un mínimo de 12 SCR, pero solo 6 son portadores de la carga.

2.- Maneja frecuencias desde cero a 60 Hz o más.

3.- Requiere circuito de conmutación adicional y circuito de disparo para inversores de amplitud de pulsos.

INVERSOR

Requiere un mínimo de 18 SCR todos portadores de la carga.

Empleando 18 SCR la frecuencia de la fuente de alimentación debe ser por lo menos 3 ó 4 veces la frecuencia máxima de salida. Utilizando 36 SCR puede obtenerse una mayor frecuencia de salida.

Utiliza la conmutación por línea, el control de cebado es bastante complejo, a cualquier velocidad debe garantizar el disparo de los 36 SCR.

BIBLIOGRAFIA

1. R.S. Ramshaw., "Electrónica de Potencia"., Champan and Hall, Londres, 1975
2. Dewan S.B and Straughen A., "Power Semiconductor Circuits"., Wiley Interscience, 1975 New York
3. Guy Seguíer., "Electrónica de Potencia"., Gustavo Gilí S.A., Barcelona, 1979
4. A.S. Lansdorf., "Theory of Alternating Curret Machinery"., Mc Graw Hill, New York, 1955
5. Nasar S.A. and Unnewerh L.E., "Electromechanics and Electric Machines"., John Wiley and Sons, New York 1979
6. Kosow I.L., "Control of Electric Machines"., Prentice Hall, 1973, New York (USA)
7. General Electric., "SCR Manual"., sixth edición, - 1979
8. Vembu Gourishankar., "Conversión de Energía Electromecánica"., Representaciones y servicios de ingeniería S.A., México, 1975

C A P I T U L O V.

PAQUETE DE PRACTICAS

5.1 INTRODUCCION

El presente capítulo es la representación práctica de este trabajo de tesis. Cada una de las prácticas ha sido confeccionada de tal manera que en cada una de ellas se resaltan las características más importantes del Rectificador Controlado de Silicio.

Dentro de este paquete de prácticas, existe una división con respecto al contenido y finalidad que se persigue en cada una de ellas. Inicialmente las primeras prácticas están formadas por circuitos simples, que sin embargo son: altamente ilustrativos y prácticos en el campo profesional. En seguida se encuentran los trabajos teórico-prácticos - que son una mezcla de circuitos comunes y circuitos de control más complejos.

Sin embargo queda abierta la posibilidad de investigar y diseñar circuitos más sofisticados que empleen SCR y que puedan controlarse con señales digitales; es decir, existe la posibilidad de crear una nueva electrónica que yo llamaría la Electrónica de Potencia Digital.

LAB. DE ELECTRONICA DE POTENCIA

PRACTICA I

CIRCUITOS GENERADORES DE PULSOS

I OBJETIVO:

Que el alumno conozca algunos de los circuitos generadores de pulsos que se utilizan para disparar a los SCR.

II DESARROLLO

II.I TRABAJO DE CASA

- 1.- Describa el funcionamiento de un circuito monoestable (ONE SHOT) utilizando elementos discretos.
- 2.- Investigue las ecuaciones y conexiones necesarias para que el circuito integrado (CI) LM555 (Timer) funcione como monoestable y astable.
- 3.- Describa la teoria de funcionamiento del UJT, proporcione sus ecuaciones de diseño y los rangos máximos de operación.
- 4.- Investigue el uso del C.I. 74121, proporcione su tabla de verdad y defina el significado de sus terminos principales.

11.1 TRABAJO DE CASA (solución)

1.- Un circuito monoestable ONE SHOT, tiene la capacidad de poder variar la anchura de sus pulsos de salida.

- Tiene un estado estable y un estado semiestable -

Fig. T1.1 .

Q2 saturado Q1 cortado Edo. estable

Q2 cortado Q1 saturado Edo. semiestable

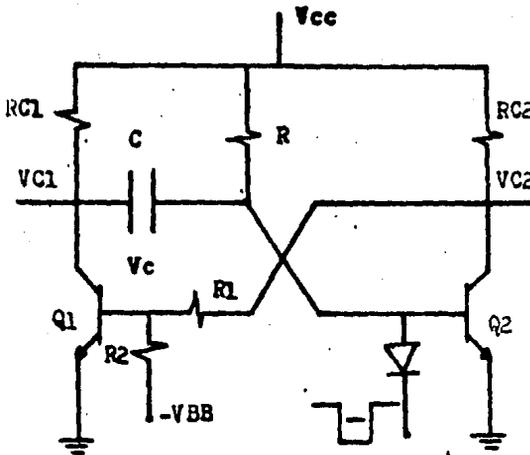


Figura T1.1

- Inicialmente para el caso estable, Q2 se encuentra saturado y se cumple que:

$$V_{C1} = V_{CC}$$

$$V_{B2} = V_{BE}(\text{sat})$$

$$V_C = V_{CC} - V_{BE}(\text{sat})$$

y además

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{R_{C2}} = \frac{V_{C2} + V_{BB}}{R_2 + R_1}$$

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{R}$$

$$V_{B1} = I_{B2}R + V_{BB}$$

- Al aplicar un pulso negativo a la base de Q2 este se corta, debiéndose así saturar a Q1. La característica importante de este circuito es que regresa a su estado original (Q2 saturado Q1 cortado) en una constante de tiempo definida por $t = 0.693 RC$.

Para este caso :

$$V_{C1} = V_{CE} \text{ (sat)}$$

$$V_{B2} = V_{BE} - V_{CC}$$

$$V_{C2} = V_{CC}$$

y además

$$I_4 = \frac{V_{CC} - V_{B1} \text{ (sat)}}{R_C + R_1}$$

$$I_5 = \frac{V_{B1} \text{ (sat)} + V_{BB}}{R_2}$$

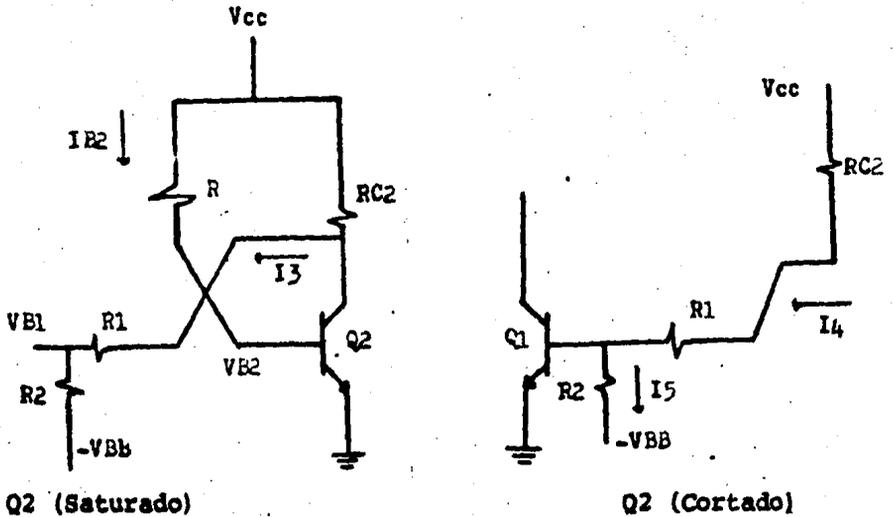


Figura T1.2

2.- TIMER 555 COMO MONOESTABLE

- Su conexión típica y sus formas de onda características de entrada y salida se muestran en la figura T1.3.

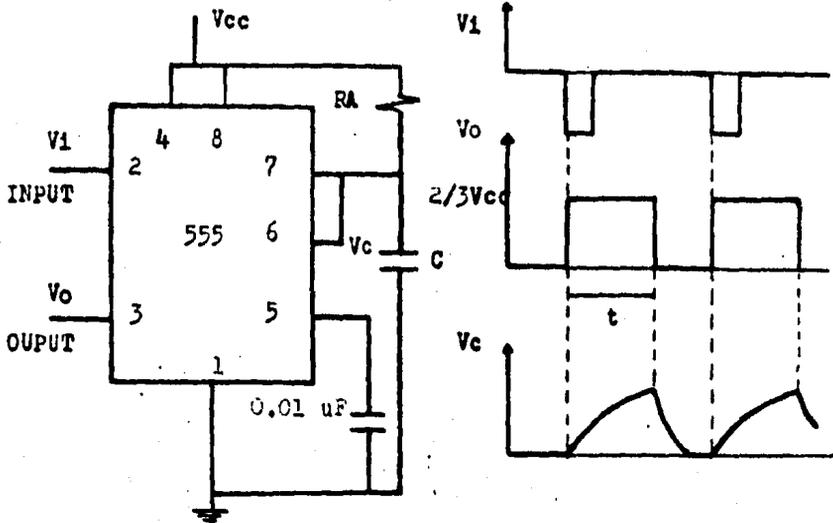


Figura T1.3

- Al aplicar un impulso negativo de disparo, el capacitor C tiende a cargarse al voltaje V_{CC} en una constante de tiempo determinada por $t_c = RAC$.

Cuando V_C alcanza un valor de $2/3 V_{CC}$ el capacitor C se descarga rápidamente volviendo la salida a un estado bajo, El tiempo de duración del pulso de salida resulta entonces:

$$t = 1.1 RAC$$

- TIMER 555 COMO ASTABLE

Su conexión típica y sus forma de onda características de salida se muestran en la figura T1.4

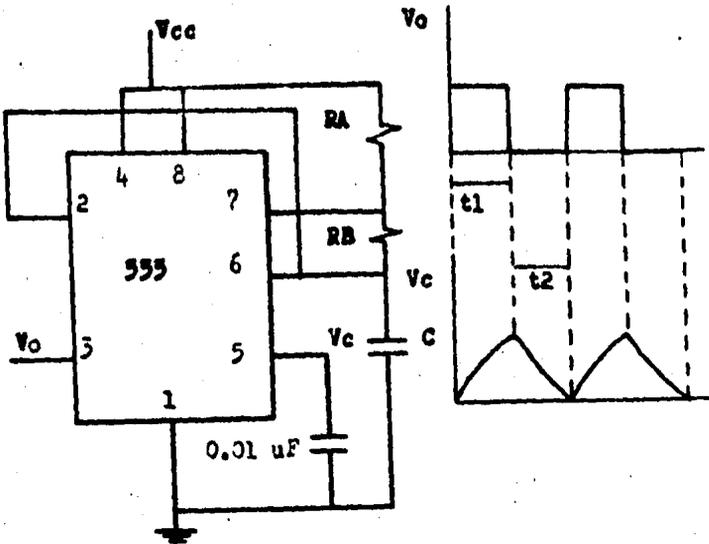


Figura T1.4

- El capacitor externo C se carga a través de RA y RB y se descarga a través de RB.

El tiempo de carga viene dado por :

$$t_1 = 0.693 (RA+RB) C$$

y el tiempo de descarga por :

$$t_2 = 0.693 (RB) C$$

de donde el periodo total será :

$$T = t_1 + t_2$$

$$T = 0.693 (RA + 2RB) C$$

3.- El transistor de unijuntura UJT internamente esta formado sobre una base de cerámica en la cual se deposita una película muy delgada de oro situada en ambos lados de una rendija muy estrecha, tal como se muestra en la figura. T1.5

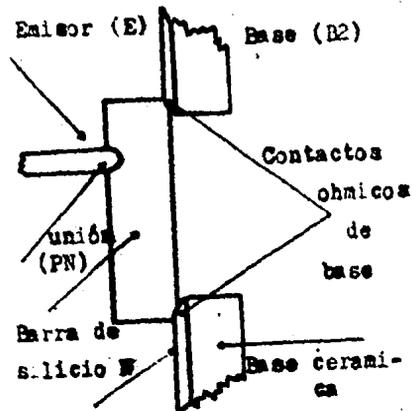


Figura T1.5

Como se observa se comprime simetricamente contra la película de oro una barra de silicio de tipo N formandose así dos contactos resistivos llamados base 1 (B1) y base 2 (B2).

Se forma una unión PN cuando se comprime una barra de material tipo P contra una barra de tipo N, esta unión se ubica más cerca de B2 que de B1.

En la figura T1.6 se representa el símbolo y circuito equivalente de un UJT. El diodo representa la unión PN y la barra interbases tipo N. se representa por las resistencias RB1 y RB2 siendo:

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$$

... 1

En donde

R_{BB} ; Es la resistencia interbases

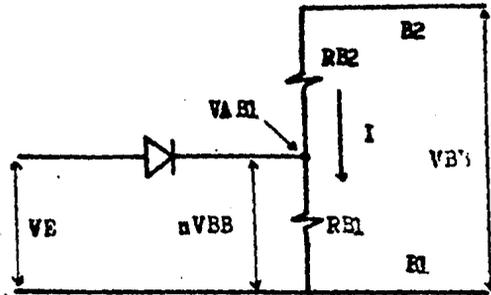


Figura T1.6

El análisis del UJT parte de hacer las siguientes consideraciones:

- Cuando no hay corriente de emisor

$$I = \frac{V_{BB}}{R_{B2} + R_{B1}} \quad \dots 2$$

$$V_{BE1} = \frac{V_{BB}}{R_{B2} + R_{B1}} R_{B1} \quad \dots 3$$

utilizando la ecuación 1

$$V_{BE1} = V_{BB} \frac{R_{B1}}{R_{BB}} \quad \dots 4$$

en donde;

V_{BB} ; Es la tensión interbases

R_{B1} ; Es la resistencia de base 1

A la relación R_{B1}/R_{BB} se le conoce como la relación intrínseca del UJT y se le designa por la letra griega η (n), por lo que la ecuación 4 queda como

$$V_{BE1} = \eta V_{BB} \quad \dots 5$$

La relación n se encuentra en el rango de 0.51 a 0.81 este valor depende de la separación entre la unión del emisor y de los contactos de la base.

- Si la tensión de polarización V_E es menor que nV_{BB} - la unión emisor-base 1 está polarizada inversamente y sólo existe la corriente inversa de saturación.
- Cuando V_E es mayor que nV_{BB} la unión emisor-base 1 está polarizada directamente y circula la corriente de emisor.

La figura T1.7 muestra la curva V_E - I_E característica del UJT.

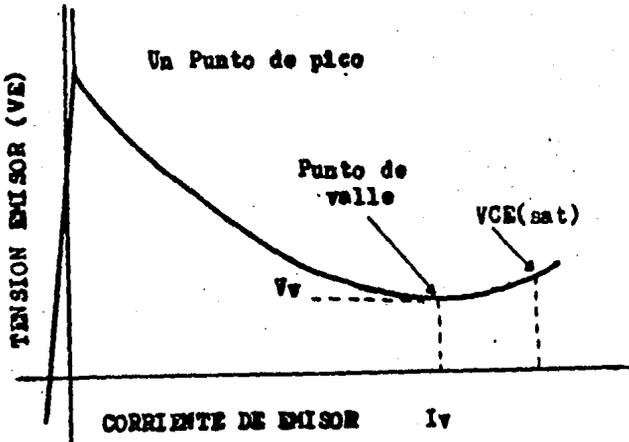


Figura T1.7

- Cuando la corriente de emisor I_E aumenta la tensión emisor-base 1 disminuye.
- En el punto de cresta V_p y en el punto de valle V_v , la pendiente de la curva característica de emisor es cero.

- En los puntos colocados a la izquierda de V_p la corriente de emisor es cero (región de corte)
- La región situada a la derecha de V_v se conoce como región de saturación.
- La tensión del punto de cresta V_p viene dado por

$$V_p = nV_{BB} + V_d \quad \dots 6$$

El voltaje del diodo V_c varía inversamente con la temperatura. Por lo que la estabilización del UJT se obtiene colocando una resistencia en serie con la base 2, tal y como se muestra en la figura T1.8

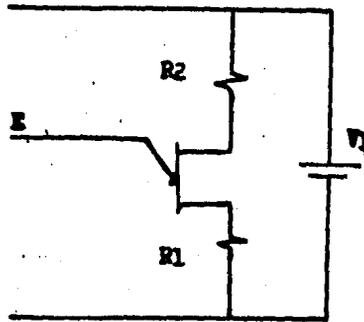


Figura T1.8

Si se elige correctamente el valor de R_2 el aumento de la tensión entre bases compensará la disminución de V_d . El valor de R_2 puede obtenerse a partir de cualquiera de las siguientes ecuaciones:

$$R_2 = \frac{0.7R_{BB}}{nV_1} + \frac{(1-n)R_1}{n} \quad \dots 7$$

$$R_2 = \frac{10000}{nV_1} \quad \dots 8$$

En la figura T1.9 se representa al circuito básico generador de impulsos llamado comunmente circuito oscilador de relajación.

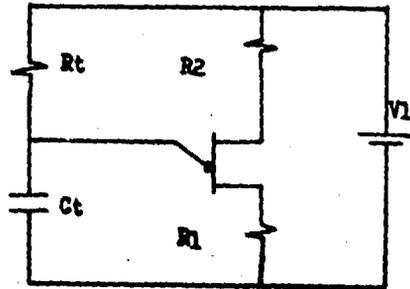


Figura T1.9

En donde:

R1-Se limita a un valor inferior a 100 ohms

Rt-Tiene un valor comprendido entre $3K\Omega$ y $3M\Omega$.

V1-La tensión de alimentación debe situarse en una gama comprendida entre 10 y 35 volts.

La frecuencia f del oscilador de relajación depende de la constante de tiempo $CtRt$ y de las características del UJT. Para valores de $R1$ menores o iguales a 100 ohms.

$$T = \frac{1}{f} \frac{RtCt \ln \frac{1}{1-n}}{1-n} = 2.3RtCt \log \frac{1}{1-n} \quad \dots 9$$

para un valor aproximado de n igual a 0.63

$$T = CtRt \quad \dots 10$$

4.- El circuito integrado 74121 es un multivibrador monoestable con entrada de gatillo "Schmitt-Trigger".

- El diagrama lógico y tabla de verdad se muestran en la figura T1.10

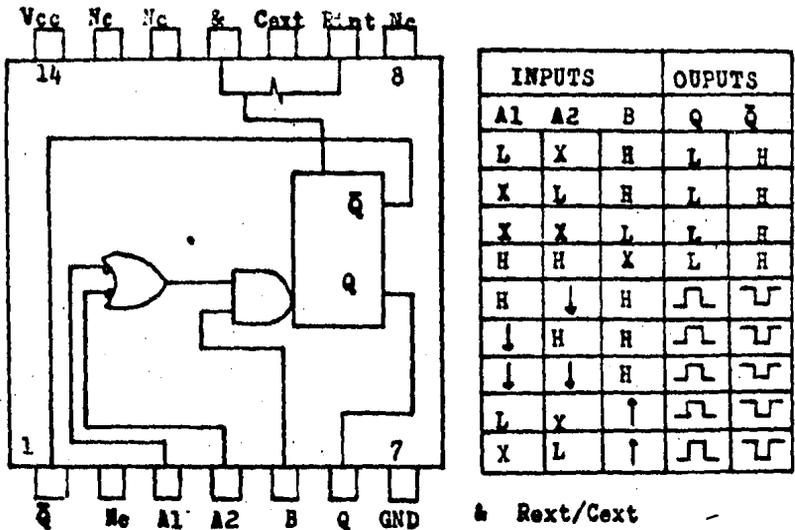


Figura T1.10

- El significado de los principales términos se enumeran a continuación.

H- Nivel alto (Estado estable)

L- Nivel bajo (Estado estable)

↑- Transición de nivel bajo a nivel alto

↓- Transición de nivel alto a nivel bajo

X- Condición de no importa

⎓ - Pulso nivel alto

⎓ - Pulso nivel bajo

11.11 TRABAJO DE LABORATORIO

1.- Arme el circuito de la figura Pl.1

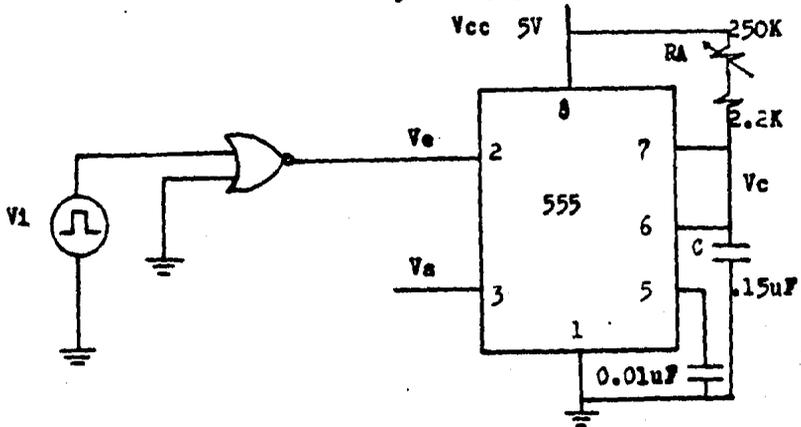


Figura Pl.1

- 2.- Calibre el generador de funciones para que le de una señal de entrada (V_i) de 5Vpp y frecuencia de 1 KHz.
- 3.- Ajustando el potenciómetro RA a su valor mínimo y ayudándose de la tabla 1, tabule los valores pedidos para V_e , V_s y V_c

3	FORMA DE ONDA	F (Hz)	Vpp V	t_1
V_i				
V_e				
V_s				
V_c				

Tabla 1

- 4.- Ajuste el potenciómetro RA en un valor cercano a los 100 Kohms y acote los valores de Vs y Vc en la tabla 2

4	FORMA DE ONDA	F Hz	Vpp V	t1 ms	RA K Ω
Vs					
Vc					
5					
Vs					
Vc					

Tabla 2

- 5.- Mueva el potenciómetro RA hasta el punto en el cual usted pueda medir la frecuencia mínima de Vs y Vc. Anote sus resultados en la tabla 2
- 6.- Tomando como base el valor de la anchura del pulso (t1) del circuito anterior. Calcule el valor de RA y compare su valor teórico con el medido. Si existe alguna diferencia explique a que se debe.
- 7.- Arme el circuito de la figura P1.2

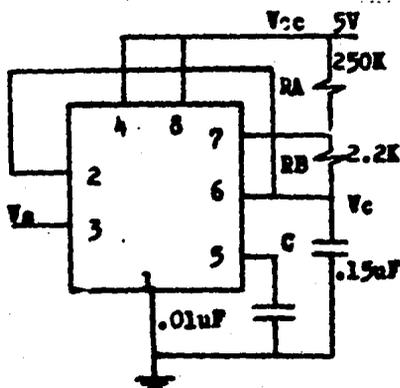


Figura P1.2

8.- Varie el potenciómetro RA y observe las señales Vs y Vc. Cual es la frecuencia mínima y máxima de operación anote sus resultados en la tabla 3.

δ	FORMA DE ONDA	$F_{min}Hz$	$V_{pp} V$	t car	t des	RA K Ω
Vs						
Vc						
δ'		$F_{max}Hz$	—	—		—
Vs						
Vc						

Tabla 3

- 9.- Compruebe que la frecuencia mínima y máxima teoricas, concuerdan con los valores medidos.
- 10.- Cual es la mayor diferencia entre el circuito de la figura P1.1 y de la figura P1.2
- 11.- Arme el circuito de la figura P1.3

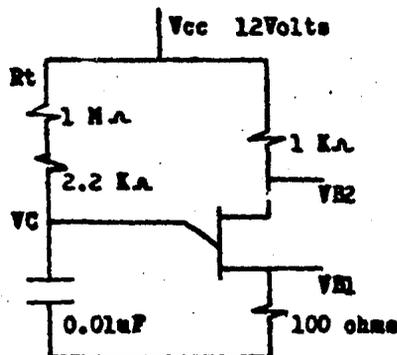


Figura P1.3

12.- Grafique las formas de onda obtenidas en los puntos VB1, VC y VB2 para la frecuencia mínima y máxima, que de el arreglo formado por Rt Ct. Anote sus resultados en la tabla 4

12	FORMA DE ONDA	Fmin Hz	Vpp V
VB1			
VC			
VB2			
12'			
VB1		Fmax Hz	—
VC			
VB2			

Tabla 4

13.- Arme el circuito de la figura P1.4

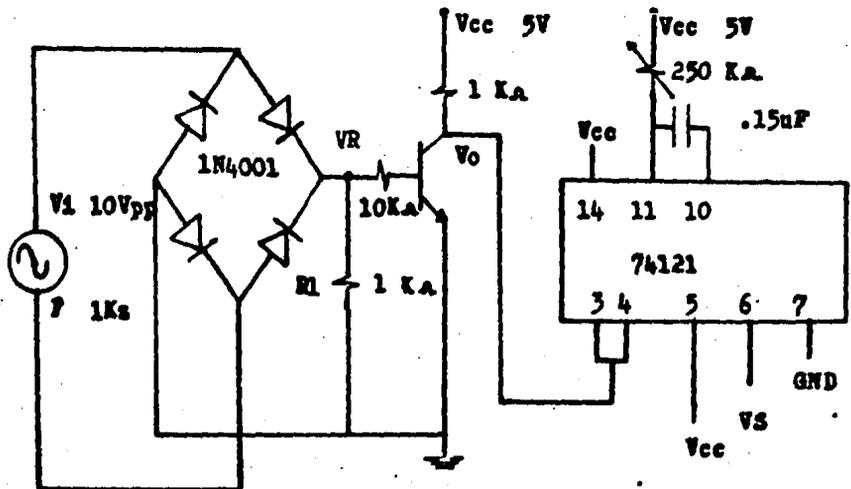


Figura P1.4

- 14.- Dibuje y acote las formas de onda obtenidas en los puntos VI, VR y VO. Anote sus resultados en la tabla 5.

14	FORMAS DE ONDA	Vpp V	F Hz
VI			
VR			
VO			

Tabla 5.

- 15.- Dibuje la señal de VR sobrepuesta con la de VO. haga un análisis de tiempo y describa detalladamente el - porqué el defasamiento existente entre estas dos señales. Cual es el voltaje en el que se cruzan estas dos señales.
- 16.- Varie el potenciómetro RA de tal forma que usted pueda leer la frecuencia mínima y máxima de salida (VS) del 74121. Anote sus resultados en la tabla 6

16	FORMAS DE ONDA	F Hz	Vpp V

Tabla 6

- 17.- Varíe el potenciómetro RA hasta el momento en el cual pueda observar debidamente centradas la señal de VO y Vs. Compruebe mediante la tabla de verdad del 74121, que efectivamente, según la conexión de las patas 3, 4 y 5 del 74121 este se dispara cuando la transición se realiza de un nivel alto a un nivel bajo (↓). Dibuje sus resultados.
- 18.- Haga otra combinación de entrada, en la cual la transición se realice de un nivel bajo a un nivel alto. Compruebe su conexión y si existen diferencias investigue a que se deben.
- 19.- Modifique el circuito de la figura P1.4 por el de la figura P1.5
- 20.- Grafique la señal de salida Vs y diga cual es la frecuencia de operación.
- 21.- Cambie el capacitor de 0.15 uf por uno de 0.33 uf, y de 0.33 uf. Tabule sus valores en la tabla 7 y comente sus observaciones.

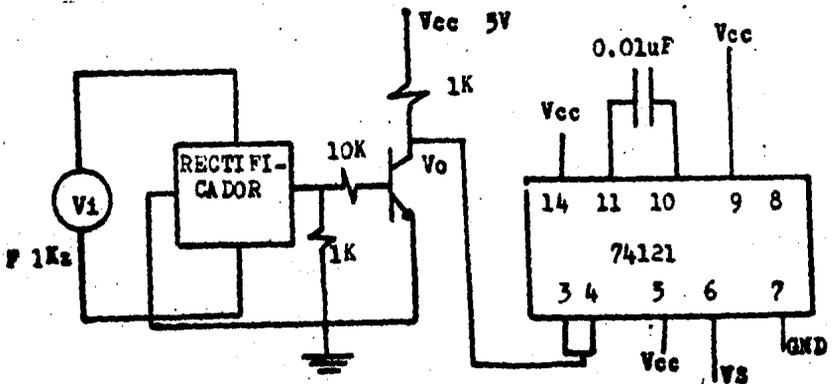


Figura P1.5

V_B	FORMAS DE ONDA	t_1	t_2
0.33uF			
0.033uF			

Tabla 7

LISTA DE COMPONENTES

- 1.- Timer 555 "Circuito integrado"
- 2.- Compuertas Nor 7402 "Circuito integrado"
- 3.- Multivibrador monoestable 74121 "Circuito integrado"
- 4.- UJT 2N2646 "Transistor de unijuntura"
- 5.- Transistor bipolar NPN 2A237
- 6.- Capacitor de 0.033, 0.33 y 0.15 μ F
- 7.- (2) Resistencias de 1 Kohms a 1/2 Watts
- 8.- Resistencia 2.2 Kohms a 1/2 Watts
- 9.- Resistencia de 10 Kohms a 1/2 Watts
- 10.- Resistencia de 100 ohms a 1/2 Watts
- 11.- Resistencia de 250 Kohms (Potenci6metro)
- 12.- (4) Diodos IN4001

11.11 TRABAJO DE LABORATORIO (SOLUCION)

1.- S.R

2.- S.R

3.- Tabla 1

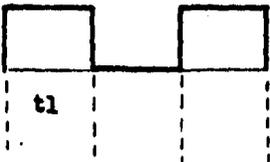
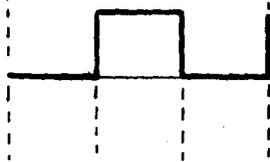
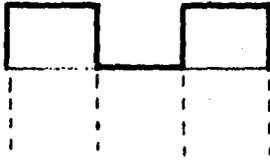
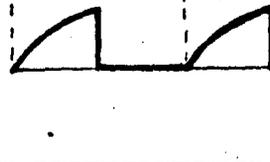
3	FORMAS DE ONDA	F Hz	Vpp V	t1 ms
V _i		1 KHz	5	0.5
V _o		1 KHz	4	0.5
V _s		1 KHz	4.4	0.5
V _c		1 KHz	4	0.5

Tabla 1

4.- Tabla 2

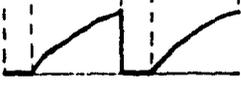
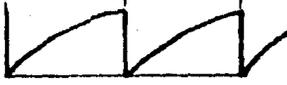
4	FORMAS DE ONDA	F Hz	Vpp V	t1 ms	RA K
Va		333	4.4	2.5	100
Vc		333	4	2.5	
5	FORMAS DE ONDA				
Va		25	4.4	40 ms	240
Vc		25	4	40 ms	

Tabla 2

5.- Tabla 2

6.- Valor de RA

$$RA = \frac{40 \text{ mseg}}{(1.1) (.15 \text{ mseg})}$$

$$RA = 242424.24 \text{ ohms}$$

Este valor de RA concuerda con el medido en el punto 5 ya que aparte de medir el valor de RA deberemos sumar el resistor de 2.2 Kohms que está en serie con RA.

7.- S.R

8.- Tabla 3

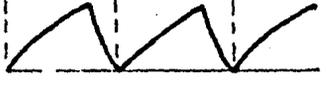
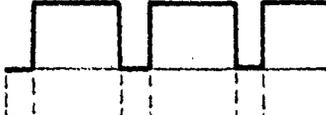
8	FORMAS DE ONDA	Fmin Hz	Vpp V	tcar ms	tdes ms	RA K
Vs		41.66	4.4	23.5	0.5	240
Vc		41.66	1.8	24	—	
Vs		909	4.4	0.9	0.2	8
Vc		909	1.8	0.85	—	

Tabla 3

9.- Para frecuencia máxima

$$T = 0.693(240 + 2(2.2)) 0.15 \text{ uf}$$

$$T = 169.3692 (0.15 \text{ uf})$$

$$T = .0000254033$$

$$F = \frac{1}{T}$$

$$F = 39361.741 \text{ Hz}$$

F = 39 KHz (Es un valor aproximado al medido)

Para frecuencia mínima

$$T = 0.63(8 + 2(2.2)) \cdot 15 \text{ uf}$$

$$F = 943138.2 \text{ Hz}$$

$$F = 943 \text{ Kz (Es un valor aproximado al medido)}$$

10.- En el circuito de la figura Pl.2 debe existir un impulso de disparo (V_e), mientras que en el circuito de la figura Pl.3 no existe disparo, es decir el circuito oscila por sí sólo.

11.- S.R

12.- Tabla 4

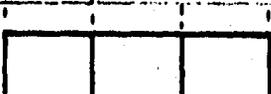
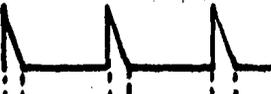
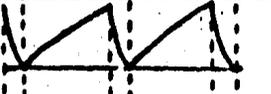
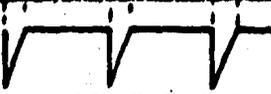
12	FORMAS DE ONDA	F_{\min} Hz	V_{pp} V
V_{B1}		62.5	3.4
V_C		62.5	5.6
V_{B2}		62.5	6.2
12'	FORMAS DE ONDA	F_{\max} Hz	V_{pp} V
V_{B1}		7142	3.4
V_C		7142	5.6
V_{B2}		7142	6.2

Tabla 4

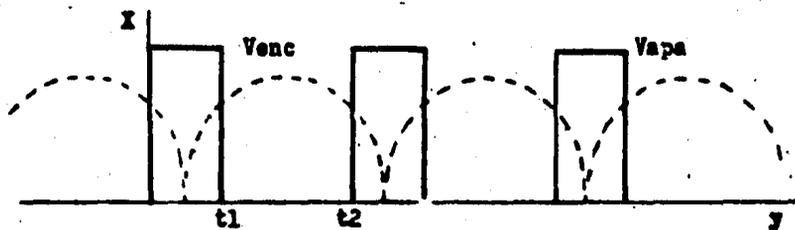
13.- S.R

14.- Tabla 5

14	FORMAS DE ONDA	V _{pp}	F (Hz)
V _I		6.8 V	1000
V _R		2.4 V	2000
V _O		5 V	2000

- Tabla 5

15.-



- Inicialmente el transistor T1 se encuentra cortado, su señal de salida es alta aproximadamente igual a V_{cc}.
- En el tiempo T1 la señal rectificadora (VR), tiene el valor

de voltaje necesario para que el transistor pase del estado de corte al estado de saturación. Esto puede apreciarse claramente en el dibujo, ya que mientras la onda rectificadora se encuentra en un rango considerado como máximo, - la salida del transistor se encuentra baja.

En el punto t2 ha decaído el nivel de voltaje de la onda rectificadora, este nivel de voltaje no alcanza a encender al transistor y por tanto el transistor pasa del estado de corte al estado de saturación.

En el punto t3 se repite el ciclo, y de esta forma el transistor se comporta como un inversor.

- Teóricamente el valor necesario para encender al transistor 2A237 es de 0.7 volts. En la figura Pl.4 el valor de VR referenciado a tierra es de 0.7V, por lo cual es de suponer que el voltaje existente en la intersección Venc tiene un valor cercano a 0.7V (Vdc). El voltaje en el punto de intersección Vapa tendrá un valor menor que 0.7V (Vdc)

- Venc = Voltaje de encendido

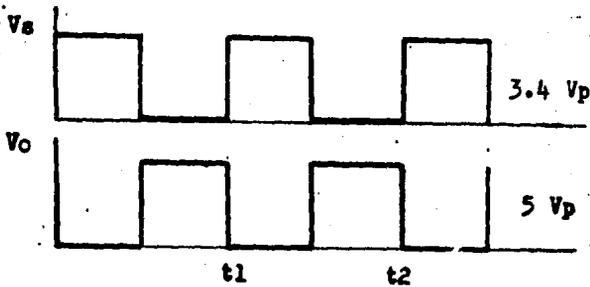
- Vapa = Voltaje de apagado

16.- Tabla 6

16	FORMAS DE ONDA	Fmin Hz	Vpp V
Vs		200	3.4
Vs		Fmax Hz 1000	3.4

Tabla 6

17.-



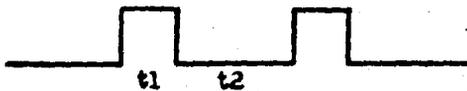
- El tiempo t_1 y t_2 representa la transición de V_O cuando pasa de un nivel alto a un nivel bajo.

18.- S.R

19.- S.R

20.- Grafique la señal de salida Vs y diga cual es la frecuencia de operación.

- Frecuencia de operación 2000Hz
- t1 igual a 0.2mseg
- t2 igual a 0.3mseg



21.- Tabla 7

- Después de los dibujos hechos en la tabla 7, es posible ver que la anchura del pulso aumenta o disminuya según el valor del capacitor, pero la frecuencia de operación es siempre de 2000 Hz.

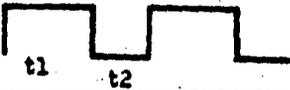
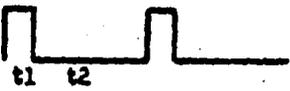
Vs	FORMAS DE ONDA	t1	t2
0.33uF		0.34 ms	0.16 ms
0.033uF		0.04 ms	0.46 ms

Tabla 7

PRACTICA 2

EL TIRISTOR SCR

- I OBJETIVO: 1.- Que el alumno se familiarice con la polarización y aspecto físico de SCR.
- 2.- Conocer las características de encendido, - apagado y control de puerta del SCR

II DESARROLLO

II.I TRABAJO DE CASA

- 1.- Describa detalladamente la teoría de funcionamiento del SCR (Utilice el modelo de dos transistores)
- 2.- De las gráficas características de encendido y apagado del SCR. Para cada gráfica, explique cualitativamente su funcionamiento.
- 3.- Describa los métodos de encendido que se utilizan para activar la puerta del SCR.
- 4.- Investigue las características dadas por el fabricante para un SCR C106 con respecto a los siguientes parámetros (utilice la nomenclatura dada por el fabricante)
 - Aspecto físico
 - Rango de voltaje
 - Máximo valor RMS de la corriente en el estado de conducción

- Máxima corriente de mantenimiento
- Tiempo de apagado
- Máximo valor de la corriente requerida para el disparo de puerta.
- Voltaje máximo y mínimo requerido para el disparo de -
puerta.

II.I TRABAJO DE CASA (SOLUCION)

1.- Un SCR es básicamente un dispositivo unidireccional pnpn de cuatro capas proyectado para proporcionar conmutación biestable cuando funciona con polarización directa. El dispositivo tiene tres electrodos, llamados cátodos, ánodo y compuerta. La compuerta es el electrodo de control del dispositivo. Cuando la polarización es directa, el potencial de ánodo debe ser positivo con respecto al cátodo. Durante el funcionamiento normal, el SCR se enciende aplicando una tensión positiva al electrodo de compuerta. El SCR permanece entonces encendido, aún cuando la tensión de compuerta se elimine o se haga negativa, hasta que la tensión de cátodo se reduzca a un valor inferior al necesario para mantener la corriente de regeneración o directa. Como se muestra en la figura T2.1, la estructura básica pnpn de un SCR es análoga a un par de transistores bipolares npn y pnp, la figura T2.1a muestra los símbolos esquemáticos de un SCR y de la conexión equivalente del par complementario de transistores, mientras que la figura T2.1b representa la relación equivalente entre la estructura del SCR pnpn y las estructuras interconectadas, de manera que se produce acción regenerativa cuando se aplica una señal adecuada de disparo a la base del transistor npn. Cuando el modelo de dos transistores se conectan en un circuito, para simular el funcionamiento normal del SCR.

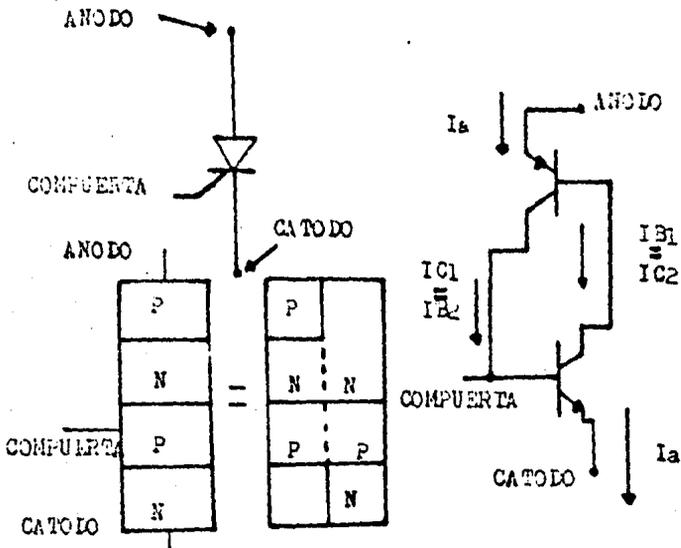


Figura T2.1

El emisor del transistor pnp está retornando al terminal positivo de una fuente de CC a través de un resistor limitador R_2 , mientras que el emisor del transistor npn (Q2) está retornando al terminal negativo de la fuente de CC para proporcionar un camino eléctrico completo, como se ilustra en la figura T2.2 Cuando el modelo está en el estado NO, el valor inicial de la circulación de corriente principal es cero. Si se aplica un pulso positivo a la base (que es también la base del transistor npn) a reducir su potencial; como resultado de ello, comienza a circular una corriente " I_a ".

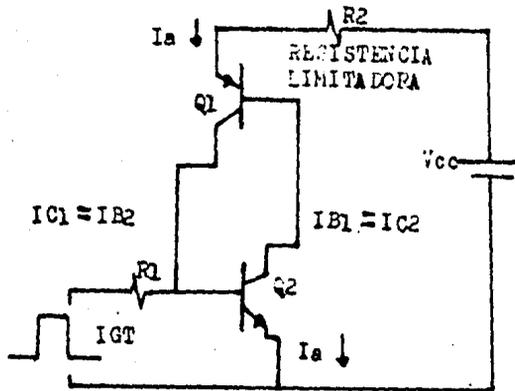


Figura T2.2

En razón de que el transistor pnp (Q1) está en el estado activo, su corriente de colector circula hacia la base del transistor npn ($IC1 = IB2$) y fija las condiciones de la regeneración. Si se elimina la excitación externa de compuerta, el modelo permanece en el estado SI (de conducción) como resultado de la división de corrientes asociada a los dos transistores, suponiendo que existe suficiente corriente principal Ia . Teóricamente, el modelo de la figura T2.2 permanece en el estado SI hasta que la circulación de corriente principal se reduce a cero. En realidad, el apagado se produce en algún valor de corriente superior a cero. Este efecto puede explicarse observando la división de corrientes a medida que el valor del resistor limitador es -

aumentado gradualmente. A medida que la corriente principal se reduce a cero, la división de corrientes dentro del modelo ya no puede mantener la regeneración necesaria y el modelo pasa al estado de bloqueo.

El modelo de los dos transistores ilustra tres características de los tiristores.

- a) Se requiere una corriente de disparo de compuerta para iniciar la regeneración
- b) Se debe disponer de una corriente principal mínima llamada " corriente de enganche " para mantener la regeneración.
- c) La reducción de la circulación de corriente principal produce el apagado en algún nivel de circulación de corriente llamada " corriente de retención" que es ligeramente superior a cero.

2.- La respuesta para las graficas de encendido y apagado del SCR pueden leerse en el capítulo I sección 1.4.1.2 y 1.8.1 respectivamente.

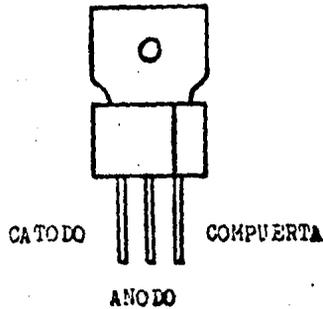
3.- Las formas de activar la puerta del SCR para su conducción son:

- a) Conducción por señal eléctrica de puerta
- b) Conducción por tensión de ruptura
- c) Conducción o activación por luz
- d) Conducción por temperatura
- e) Conducción por aumento dv/dt

Todas y cada una de estas técnicas están contenidas en este trabajo y pueden leerse en el capítulo I sección 1.5.

4.- Los datos pedidos fueron extraidos del manual General -
 Electric (SCR MANUAL)

- Aspecto físico



- Voltaje range ----- 15 a 600 volts
- Max. RMS on-state current I_T (RMS)----- 4 amperes
- Max. holding current 25°C ----- 3 mamp
- Typical turn-off time (T_q) ----- 40 useg
- Maximun turn-off time 100°C (T_q) -----100 useg
- Max. required gate current to trigger
 - IGT -65°C -----
 - IGT -40°C 500 uamp
 - IGT 25°C 200 uamp
- Max. required gate voltage to trigger
 - VGT -65°C -----
 - VGT -40°C 1 Volts
 - VGT 25°C 0.8 Volts
- Min. required gate voltage to trigger
 - VGT 110°C 0.2 Volts
 - VGT 125°C -----

II.II TRABAJO DE LABORATORIO

1.- Arme el circuito de la figura P2.1

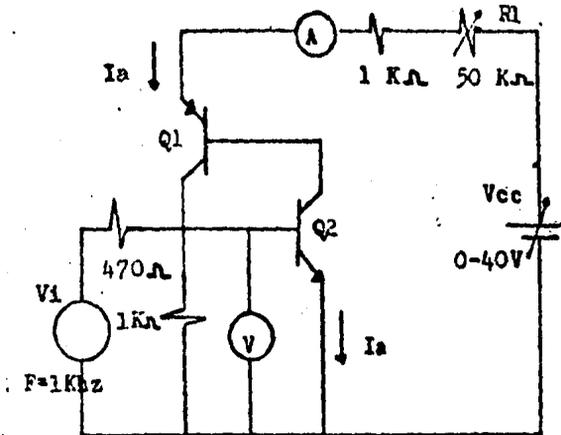


Figura P2.1

- 2.- Coloque el potenciómetro R_1 en el valor más bajo de resistencia .
- 3.- Con el valor de V_i en cero volts y V_{cc} en cinco volts - mida el valor de la corriente I_a . Anote sus resultados en la tabla 1.
- 4.- Variando el voltaje de entrada V_i , mida el voltaje pico a pico y RMS de la señal VGT justo en el momento en el cual el ampermetro (A) registra un valor de corriente I_a . Anote sus resultados junto con los valores pedidos en la tabla 1.
- 5.- Reduzca el voltaje V_i a cero volts. ¿ Que le sucede a la corriente I_a ?.

- 6.- Varie el potenciómetro desde su valor mínimo a su valor máximo. ¿Que le sucede a la corriente I_a ? Repita el procedimiento anterior para los valores de V_{cc} mostrados.
- 7.- Basandose en su trabajo de casa comente cualitativamente el funcionamiento y características de este circuito.

EXPERIMENTO	V_{cc} V	V_{GT} Vpp	V_{GT} RMS	I_a ma	V_A V
V1 0	5				
4	5				
6	10				
	15				
	40				

Tabla 1

- 8.- Arme el circuito de la figura P2.2 Cuidando de conectar correctamente las patas del SCR.

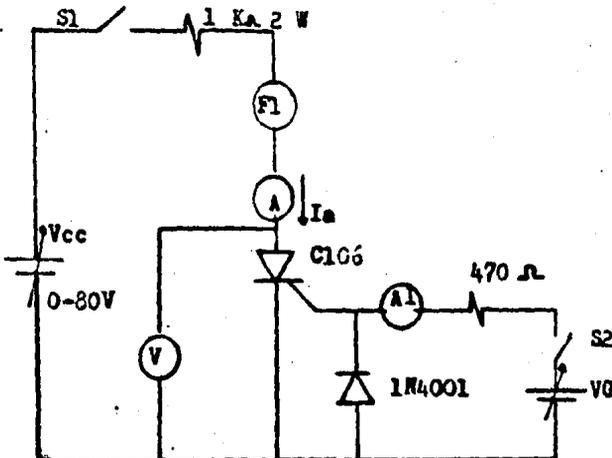


Figura P2.2

- 9.- Cierre S1 y varíe V_{cc} hasta el punto en el cual V_I registre un voltaje de 15 volts.
- 10.- Mida la corriente I_a y calcule el valor de la resistencia ánodo -cátodo del SCR. Anote sus valores en la tabla 2 y repita el procedimiento para los valores de V_I pedidos.

V_I V	I_a ma	R a-c
15		
20		
30		
40		
60		
80		

Tabla 2

- 11.- Abra el interruptor S1 y calibre V_{cc} en un valor igual a 15 volts.
- 12.- Cierre el interruptor S2 y calibre VG de manera que el ampermetro (A1) registre una corriente de 0.1 uamp
- 13.- Con ese valor de corriente cierre S1 y determine si el SCR se ha disparado.
- Cuando el SCR conduce el voltaje entre ánodo y cátodo se encuentra en el rango de 0.7 a 1.4 volts. Además - deberá encender F1.

- 14.- Si el SCR no se ha disparado aumente el valor de la corriente de puerta en incrementos de 0.1 uamp, para cada incremento de corriente abra SI.
- 15.- Disminuya el último valor de corriente con el cual el SCR se ha disparado, hasta que usted determine exactamente cual es el valor de corriente mínima requerida para propiciar la conducción del SCR. Recuerdo que para cada aumento o disminución de corriente el SI debe estar abierto.
- 16.- Con el SCR en estado de conducción llene los valores de tensión y corriente pedidos en la tabla 3

Vcc V	IG ua	V a-c	Ia ma	IH ma
15				
20				
30				
40				

Tabla 3

17.- Repita los pasos anteriores para los valores de V_{cc} mostrados.

18.- Para medir la corriente de mantenimiento (I_H) abra S_2 y reduzca lentamente el valor de V_{cc} , de tal forma - que pueda observarse la corriente I_a momentos antes - de que se corte el SCR.

El último valor de I_a antes de que el SCR se apague - es la corriente de mantenimiento (I_H)

"Mientras que la corriente ánódica se mantenga por - arriba de la corriente (I_H) la tensión ánodo cátodo - se mantiene muy baja (0.7 a 1.4V). Cuando la corriente de ánodo decae por debajo de la corriente I_H , la - tensión ánodo-cátodo aumenta hasta el valor de V_{cc} y la corriente de ánodo se reduce en forma brusca.

19.- Analice los valores medidos de I_{GT} y I_H ; diga si se - encuentran dentro de los rangos dados por el fabricante.

20.- Arme el circuito de la figura P2.3

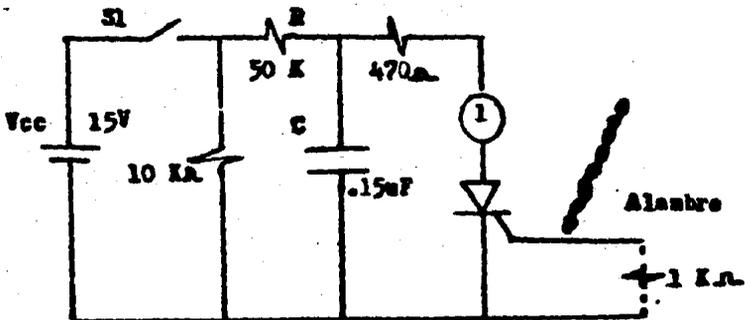


Figura P2.3

- 21.- Coloque el potenciómetro en su valor mínimo de resistencia con S1 abierto.
- 22.- Cierre S1 y diga que es lo que pasa con el SCR .
- 23.- Coloque las puntas del osciloscopio en los extremos del SCR y variando el valor del potenciómetro observe y dibuje la forma de onda vista en el osciloscopio ¿ Que tipo de encendido es el usado en este circuito?.
- 24.- Coloque el valor del potenciómetro en un valor medio cierre S1, el led debe estar apagado; con esta condición coloque un alambre en la pata del gate, presione este alambre con la yema de los dedos debiendo así encenderse el led. Si el led no se enciende varíe de valor el potenciómetro y repita el procedimiento hasta que el led encienda.
- 25.- ¿Porqué enciende el led en el procedimiento anterior?
- 26.- Coloque una resistencia de 1 Kohms entre la terminal de puerta y tierra. Repita la pregunta 24 y diga que sucede.
- Cual es la finalidad del resistor de 1 Kohms en la pregunta anterior.

LISTA DE COMPONENTES

- 1.- Transistor bipolar NPN 2A237
- 2.- Transistor bipolar PNP 2A238
- 3.- Rectificador controlado de silicio SCR C106
- 4.- Diodo IN4001
- 5.- (2) Resistencias de 1 Kohms a 1/2 Watts
- 6.- Resistencia de 470 ohms a 1/2 Watts
- 7.- Resistencia de 10 Kohms a 1/2 Watts
- 8.- Resistencia de 50 Kohms (Potenci6metro)
- 9.- Capacitor de 0.15 uF
- 10.- Diodo emisor de luz LED

II.II TRABAJO DE LABORATORIO (SOLUCION)

- 1.- S.R.
- 2.- S.R
- 3.- Tabla 1
- 4.- Tabla 1

EXPERIMENTO	Vcc V	VGT Vpp	VGT RMS	Ia ma	VA V
V1 0	5	0	0	0	5
4	5	0.750 mv	0.9	3.45	0.8
6	10	0.750 mv	0.9	8.10	0.8
	15	0.750 mv	0.9	13	0.8
	40	0.750 mv	0.9	35	0.6

Tabla 1

- 5.- La corriente IA se mantiene constante.
- 6.- Al aumentar el valor del potenciómetro, la corriente IA disminuye, si se sigue aumentando el valor del potenciómetro la corriente IA se reduce a cero.
- 7.- S.R
- 8.- S.R
- 9.- S.R
- 10.- Tabla 2
- 11.- S.R
- 12.- S.R
- 13.- S.R
- 14.- S.R
- 15.- S.R
- 16.- Tabla 3

V _I (V)	I _A (ma)	R _{ánodo-cátodo}
15	0.015	1000000 ohms
20	0.02	1000000 ohms
30	0.028	1071000 ohms
40	0.04	1000000 ohms
60	0.06	1000000 ohms
80	0.08	1000000 ohms

$$R_{\text{ánodo-cátodo}} = \frac{V_I}{I_A}$$

Tabla 2

V _{cc}	V _{ánodo-cátodo}	I _G (vamp)	I _A (ma)	I _H (ma)
15	0.7V	0.7useg	12	0.7
20	0.7	0.3uanp	18	0.7
30	0.7	0.1uamp	28	0.7
40	0.7	0.1uamp	38	0.7

Tabla 3

17.- S.R

18.- S.R

19.- Los valores de IGT e IH dados por el fabricante son:

IGT Max -65°C ; --
 -40°C ; 500 uamp
 -25°C ; 200 uamp
IH Max 25°C ; 3 mamp

los valores medidos según la tabla 3 son:

IGT desde 0.1 a 0.7 uamp

IH de 0.7 mamp

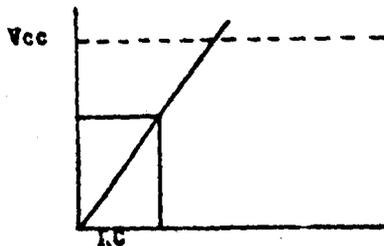
Finalmente los valores medidos están dentro de los rangos dados por el fabricante.

20.- S.R

21.- S.R

22.- Se enciende el led y por tanto el SCR está en su estado de conducción.

23.- Se utiliza el disparo por capacidad dv/dt .



24.- El led enciende porque al tocar el alambre con las yemas de los dedos, se induce un voltaje originado por ruido, puesto que este SCR tiene características

de disparo muy bajas, el voltaje inducido por ruido es lo suficientemente grande para disparar al SCR.

26.- El led ya no enciende y por tanto el SCR está en el estado de corte.

27.- El resistor de 1 Kohms se utiliza para fijar el potencial de puerta y evitar falsos disparos de puerta.

PRACTICA 3

CIRCUITOS PARA CONMUTAR EN CORTE
A EL SCR

I OBJETIVO: Que el alumno conozca los tipos y circuitos de conmutación empleados para apagar al SCR.

II DESARROLLO

II.I TRABAJO DE CASA;

- 1.- Investigue y describa los métodos utilizados para la conmutación en corte de los SCR.
- 2.- Para cada uno de los circuitos mostrados en la figura P3.1 indique que clase de conmutación utilizan y describa el funcionamiento de cada esquema.
- 3.- Para el circuito de la figura P3.2 Calcule el valor de las resistencias R_1 y R_2 , de manera que el voltaje VGT se encuentre dentro del rango dado por el fabricante.
- 4.- Investigue el nombre y funcionamiento del circuito expuesto entre la línea punteada de la figura P3.4

II.I TRABAJO DE CASA (SOLUCION)

1.- Existen dos formas básicas utilizadas para cortar a un tiristor que conduce la corriente de carga.

- a) Corte por conmutación natural
- b) Corte por conmutación forzada

a) CORTE POR CONMUTACION NATURAL

El tiristor se corta cuando la corriente de ánodo - se reduce por debajo de un valor mínimo llamado corriente de mantenimiento. En un circuito de corriente continua, si la tensión de ánodo es positiva con respecto al cátodo, la corriente de ánodo puede reducirse; abriendo el interruptor de línea o bien derivando parte de la corriente de carga mediante un circuito en paralelo con el capacitor, es decir cortocircuitando al SCR. En la figura T3.1 se presentan estos casos.

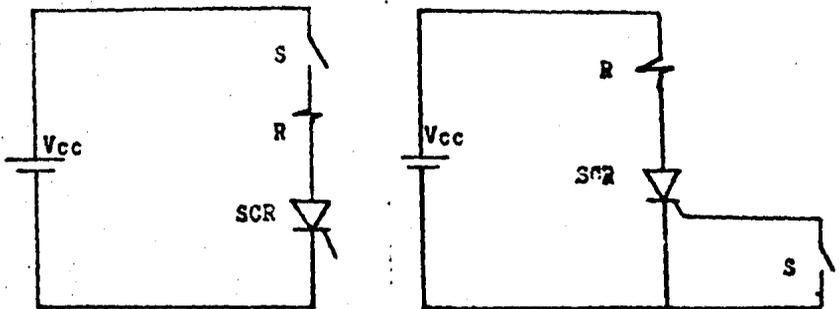


Figura T3. 1

b) CORTE POR CONMUTACION FORZADA

Básicamente existen seis tipos diferentes de circuitos que emplean la conmutación forzada para apagar a un - tiristor SCR.

- Clase A (corte por resonancia serie)
- Clase B (corte por resonancia en paralelo)
- Clase C (corte por capacidad en paralelo)
- Clase D (corte por resonancia gobernada)
- Clase E (corte por un pulso externo)
- Clase F (corte por línea de AC)

En la figura T3.2 se muestran algunos circuitos típicos de estos tipos de conmutación.

Todas las clases de conmutación excepto la conmutación por línea de AC, proveen un impulso de corriente inversa necesaria para polarizar un sentido inverso a un - SCR y cortarlo.

- CORTE POR RESONANCIA SERIE

El circuito de la figura T3.1a representa este tipo de conmutación.

Cuando el SCK es disparado para su conducción, la corriente fluye a través de la carga cargando al capacitor con la polaridad ahí indicada.

Cuando el capacitor se a cargado, el circuito resonante tiende a invertir la corriente y el SCR se bloquea pasando al estado de alta impedancia.

- CORTE POR RESONANCIA EN PARALELO

Considere el circuito de la figura T3.1b Antes de aplicar el pulso de disparo a la puerta del SCR el capacitor se encuentra cargado positivamente tal y como lo muestra la polaridad ahí indicada.

Cuando el SCR es disparado la corriente fluye en dos direcciones.

- 1.- La corriente fluye a través de la carga
- 2.- Un pulso de corriente fluye a través del circuito resonante LC invirtiendo la polaridad del capacitor.

Para este caso la corriente resonante se invertirá después de un semiciclo. El SCR se cortará si la corriente del circuito resonante es mayor que la corriente de carga.

- CORTE POR CAPACIDAD EN PARALELO

Considere el circuito mostrado en la figura T3.2c .

Asuma primeramente que el SCR2 se encuentra en el estado de conducción y el capacitor C se encuentra cargado con la polaridad mostrada. Cuando el SCR1 se dispara para su conducción el capacitor se descarga a través del SCR1 polarizando inversamente al SCR2 y cortándolo

- CORTE POR RESONANCIA GOBERNADA

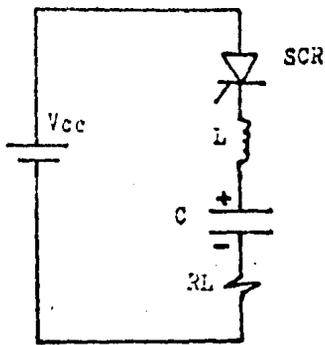
El circuito de la figura T3.1d representa este tipo de conmutación. Inicialmente el capacitor se encuentra cargado - como se muestra en la figura, bajo ésta condición el SCR2 se dispara para conducir la corriente de carga, el SCR2 se apaga cuando la corriente decae por debajo del valor de - mantenimiento. Cuando el SCR2 se apaga el capacitor a cambiado su polaridad; en este momento puede dispararse el - tiristor SCR1 para conducir la corriente de carga. C se - descarga a través del SCR1 y L2 cambiando nuevamente su - polaridad. Un nuevo impulso a la puerta del tiristor SCR2 hará que este conduzca bloqueando al tiristor SCR1.

- CORTE POR UN PULSO EXTERNO

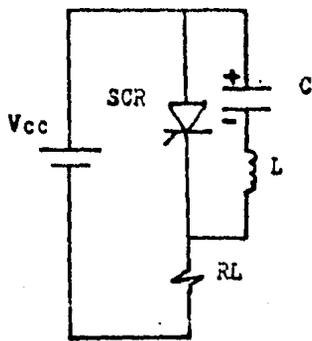
El circuito de la figura T3. le hace referencia a este tipo de conmutación. Cuando el SCR es disparado, la corriente fluye a través de la carga y el transformador de pulsos. Para apagar al SCR un pulso positivo es aplicado al cátodo del SCR desde un pulso externo generado vía el transformador de pulsos.

- CORTE POR LINEA DE AC

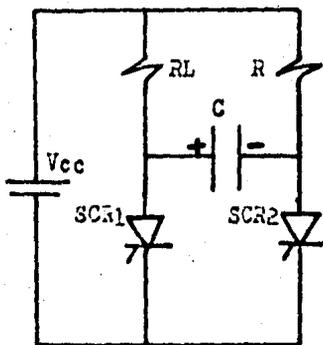
Finalmente el circuito de la figura T3.1f representa este tipo de conmutación. El SCR sólo conduce en el semiperíodo positivo de la señal de entrada. En el semiciclo negativo el SCR se polariza inversamente y se corta.



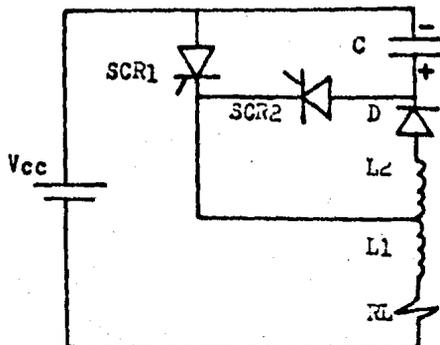
a)



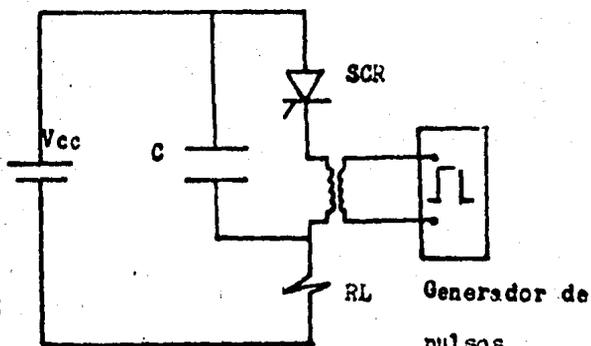
b)



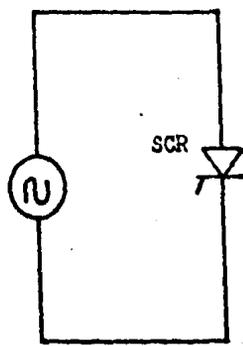
c)



d)



e)



f)

Figura T3.1 a) Corte por resonancia serie b) Corte por resonancia en paralelo c) Corte por capacidad en paralelo d) Corte por resonancia gobernada e) Corte por un pulso externo f) Corte por línea de AC.

2.- Para la figura P3.1a

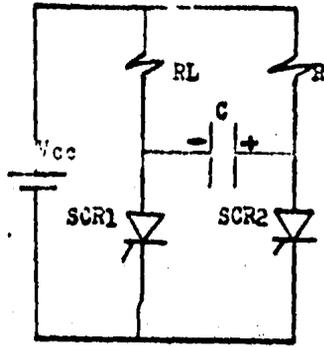
- Conmutación clase C " Corte por capacidad en paralelo"
- Inicialmente el SCR2 está en el estado de corte y el SCR1 conduce la corriente de carga. Cuando el SCR1 está en el estado de conducción el capacitor C se carga a través de R, C y SCR1 en un valor cercano a Vcc. Cuando se dispara el SCR2 el capacitor se descarga polarizando inversamente al SCR1 y cortándolo, Este sistema es repetitivo, la conducción de un tiristor bloqueará al otro.

Para la figura P3.1b

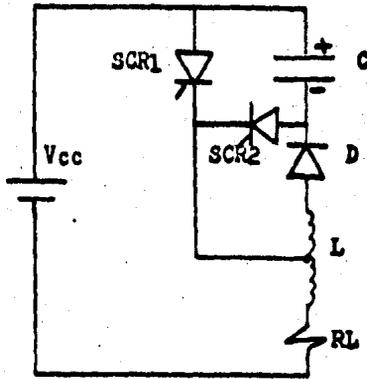
- Conmutación clase D "Corte por resonancia gobernada"
- Para este circuito, inicialmente se dispara el SCR2 y el capacitor se carga con la polaridad mostrada. - Cuando el SCR1 es disparado la corriente fluye en dos partes. Una hacia la resistencia de carga y la otra que es la corriente de conmutación a través de C, SCR1, L y D carga al capacitor invirtiendo su polaridad. En este momento puede dispararse nuevamente el tiristor SCR2 polarizando inversamente al SCR1 y apagandolo.

- Para la figura P3.1c

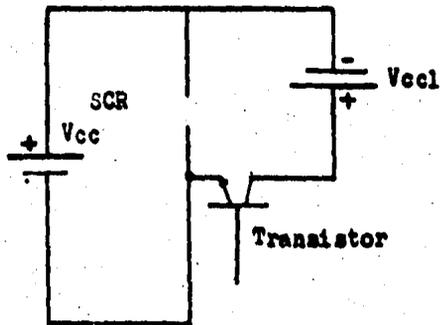
- Conmutación clase E " Corte por un pulso externo"
- Cuando el SCR es disparado la corriente fluye dentro de la carga. Para apagar al SCR es necesario aplicar un pulso positivo a la base de Q1. Este da la conexión a la fuente auxiliar VA, bloqueando al SCR1.



a)



b)



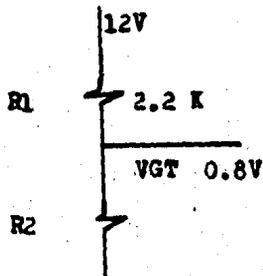
c)

Figura P3.1

3.- El valor de VGT dado por el fabricante oscila entre;

VGT max -65°C : --
 -40°C : 1V
 25°C : 0.8V
VGT min 110°C : 0.2V
 125°C : --

Si consideramos que el medio ambiente de trabajo es;
de 25°C fijamos el voltaje VGT en 0.8V



Si además fijamos el valor de R1 en 2.2 Kohms se tiene:

$$I = 12/R1 + R2 \quad \dots 1$$

$$VGT = (12/R1 + R2) R2 \quad \dots 2$$

2 en 1

$$0.8V = (12/2.2 + R2)R2$$

$$1.76V = 12R2 - 0.8R2$$

$$R2 = 1.76/11.2$$

$$R2 = 157 \text{ ohms}$$

$$R2 = 150 \text{ ohms (valor comercial)}$$

4.- Al circuito mostrado se le conoce como flip-flop de potencia. El funcionamiento es como sigue:

Un impulso positivo a la puerta del SCR1 conectará a F1, simultáneamente, cargará a C de tal forma que - quede aplicado un potencial negativo al ánodo del SCR2. El condensador C debe ser lo suficientemente grande para mantener el ánodo del SCR2 a un potencial negativo durante el tiempo en que se realiza la transición de la regeneración a un estado estable. Cuando se dispara el SCR2, se conecta F2 y cargándose simultáneamente C de tal forma que se apaga el SCR1.

II.II TRABAJO DE LABORATORIO

- 1.- Arme el circuito de la figura P3.2 con los valores calculados en su trabajo de casa.

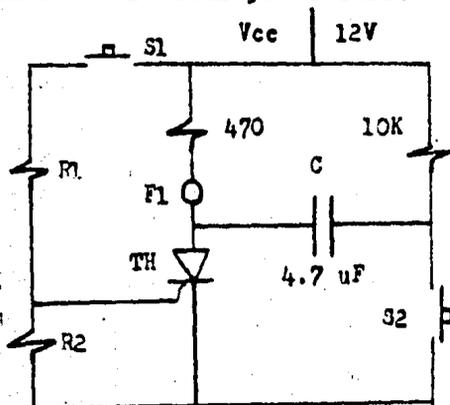


Figura P3.2

- 2.- Para confirmar el funcionamiento de su circuito, - cierre momentaneamente S1, de este modo la corriente circula a través de la carga y F1 deberá encenderse. Inmediatamente después accione S2, para este caso el capacitor deberá descargarse polarizando inversamente al SCR1 y produciéndose el consiguiente apagado de F1.
- 3.- Con S1 y S2 abiertos mida el voltaje existente en el punto VC Utilizando el osciloscopio mantenga en observación el voltaje VC para el momento en el cual - se cierra S1.
Anote el valor de VC para los casos anteriores y diga a que se debe cada voltaje.

- 4.- Mida el voltaje VGT justo en el momento que el SCR se ha disparado para su conducción. Con F1 encendido mida el voltaje ánodo cátodo y anote sus resultados. Confirme que el voltaje de VGT concuerda con el calculado en su trabajo de casa, si no es así, explique a que se debe.
- 5.- Arme el circuito de la figura P3.3

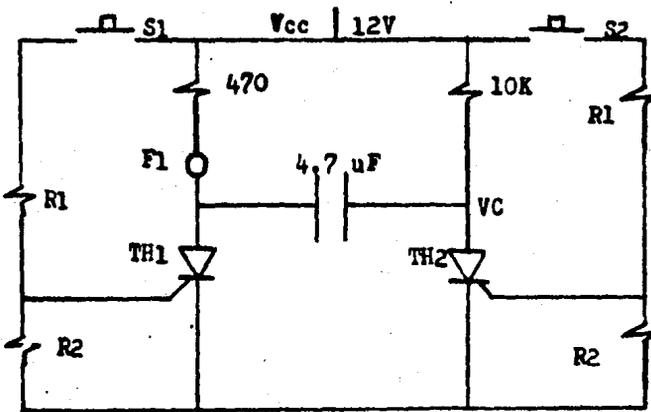


Figura P3.3

- 6.- Confirme el funcionamiento de circuito mediante el cierre oportuno de S1 y S2 .
- 7.- Anote el voltaje VC, VGT y Vánodo-cátodo , cuando el SCR1 conduce la corriente de carga. ¿ Existe diferencia con respecto a los valores medidos del circuito

anterior? comente sus resultados.

8.- Dibuje y acote la tensión ánodo cátodo cuando el SCR1 se corta mediante el cierre momentaneo de S2.

Para una mejor visualización varíe la perilla de tiempo del osciloscopio desde 2,5,10 y 20 mseg, hasta que se observe con mayor claridad esta onda.

9.- Mida el tiempo de apagado del SCR1 y comparelo con el tiempo dado por el fabricante ¿ Qué significado tienen los tiempos anteriores?

Nota: Si el tiempo de apagado no alcanza a observarse, mueva la perilla de intensidad a su valor total y trate de obscurecer la pantalla. De esta forma el tiempo de apagado puede observarse en el haz dejado por esta señal.

10.- Modifique el circuito de la figura P3.3 por el mostrado en la figura P3.4

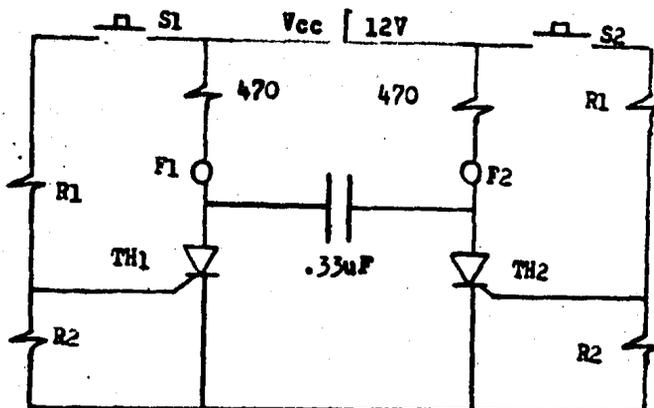


Figura P3.4

- 11.- Cierre en forma intermitente los pulsadores S1 y S2, observe la función del circuito y diga cual era la importancia del resistor de 10 K.

LISTA DE COMPONENTES

- 1.- (2) SCR C106
- 2.- (2) Resistencias de 470 ohms a 1/2 Watts
- 3.- Resistencia de 10 Kohms a 1/2 Watts
- 4.- Capacitor de 0.47 uF
- 5.- Capacitor de 0.33 uF
- 6.- R1 y R2 resistencias de valor calculado

11.11 TRABAJO DE LABORATORIO

1.- S.R

2.- S.R

3.- Medidas del voltaje VC

S1	S2	Voltaje VC (V)	
0	0	12 V	l=Cerrado
1	0	11,5 V	

- Si S1 y S2 están abiertos el voltaje VC medido es el reflejo de la fuente de alimentación. No hay circulación de corriente por ningún elemento, el SCR está apagado.

- Si el S1 es cerrado se enciende el SCR y comienza a circular corriente de carga a través del SCR y F1 .

El capacitor C se carga a través del resistor de 10K hasta la tensión desarrollada a través de F1 y R de

470

- Cuando se mantiene en observación VC al momento de cerrar S1, puede verse como este voltaje se reduce a cero y luego gradualmente aumenta su valor hasta 11.5V (carga del capacitor)

4.- VGT=0.74 V Valor aproximado al calculado en el trabajo de casa.

- Vánodo-cátodo = 0.72V "Valor aproximado al de un diodo en conducción".

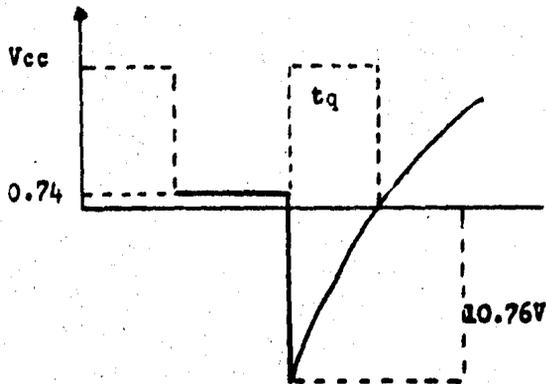
5.- S.R.

6.- S.R.

7.- Medición del Voltaje VC, VGT y Vánodo-cátodo para la figura P3.3

S1	S2	VC	VGT	Va-c
0	0	12 V	0	0
1	0	11.5	0.74	0.72

8.- La forma de onda ánodo-cátodo obtenida por el cierre momentaneo de S2 es:



9.- El tiempo de apagado definido como t_q es;

$$t_q = 2.8 \text{ mseg}$$

- El tiempo de apagado dado por el fabricante para un SCRC106 es;

$$t_q \text{ típico} \dots\dots\dots 40 \text{ useg}$$

$$t_q \text{ Max}(110^\circ\text{C}) \dots\dots 100 \text{ useg}$$

El significado del tiempo medido con respecto al tiempo dado por el fabricante es bien simple.

El SCR de la figura P3.3 sólo se apaga si el tiempo dado por el fabricante es menor que el medido en el circuito de la figura .

$$40 \text{ useg} \text{ ó } 100 \text{ useg} \text{ menores que } 0.8 \text{ mseg}$$

10.- S.R

11.- El circuito funciona como un flip-flop

- El resistor de 10 Kohms obliga a que el circuito opere bajo un método alternativo de conexión-desconexión.

El resistor en el circuito de la figura P3.2 evita - que el capacitor se descargue y por tanto mantiene el valor de VC lo suficientemente grande para cortar al - SCR1.

12.- S.R

13.- S.R

PRACTICA 4

CIRCUITOS DE RETARDO Y CONTROL
DE LAMPARAS CON SCR

I OBJETIVO: Que el alumno participe en el diseño e implementación de circuitos de control para el SCR, cuando éste se utiliza en el control de lamparas.

II DESARROLLO

II.I TRABAJO TEORICO-PRACTICO

1.- a) El circuito de la figura P4.1 es una representación simple de control de lamparas utilizando un SCR y un circuito de retardo, formado por un oscilador de relajación (UJT). El funcionamiento del circuito puede explicarse de la siguiente forma:

Inicialmente el interruptor S1 se encuentra abierto, de esta forma tanto el oscilador de relajación (UJT) como el SCR se encuentran apagados.

Cuando el interruptor S1 se cierra, el SCR se encuentra apagado y el voltaje de alimentación se desarrolla a través de la carga (punto VC) y da la polarización necesaria para el arranque del oscilador de relajación, vía RT RB2

El capacitor CT se carga exponencialmente a través -

de RT hasta el punto de avalancha del UJT, en este momento el oscilador manda un pulso de salida por VB1 y da el disparo necesario para el encendido del SCR, sólo en este momento el SCR se pone en el estado de conducción y listo para conducir la corriente de carga.

Como puede apreciarse el encendido del SCR y por consiguiente el encendido del led están determinados exclusivamente - por el periodo de oscilación del UJT.

b) Si se desea que la lampara (led) encienda 10 segundos después de haber cerrado S1. Calcule el valor de los elementos pedidos en el circuito de la figura P4.1

El UJT a utilizar es el 2N2646 y el SCR es el C106.

c) ¿ Que voltaje hay en el punto VC una vez que el SCR conduce la corriente de carga?

d) Que significado tiene este voltaje con respecto al oscilador de relajación.

e) Arme el circuito de la figura P4.1 con los valores calculados en incisos anteriores y presente el funcionamiento a su instructor.

2.- a) El circuito de la figura P4.2 utiliza dos SCRs para el control automático de una lámpara mediante un circuito de retardo formado por un UJT.

Inicialmente el interruptor S1 se encuentra abierto y la potencia no es aplicada al circuito. Cuando el interruptor S1 se cierra, ambos SCRs están apagados y el UJT principia su período de oscilación.

Después de un retardo de tiempo determinado por RT y CT el UJT genera un pulso positivo de salida a través de R3, este pulso es la alimentación de puerta del SCR1 vía C3 y esto causa que el SCR se ponga en el estado de conducción.

Este pulso, también es la alimentación a la puerta del SCR2, sin embargo el voltaje de ánodo no es lo suficientemente grande y el SCR2 permanece en el estado de bloqueo.

Con la conducción del SCR1 el capacitor C se carga positivamente en la placa marcada con X a través de R4, en algún valor cercano a Vcc.

Después de un retardo de tiempo el UJT genera otro pulso, el cual como en el caso anterior es la alimentación a ambos SCRs. El pulso para el SCR1 no causa efecto ya que este se encuentra en el estado de conducción, pero el pulso al SCR2 provoca la conducción de este, descargándose "C" y polarizando inversamente al SCR1, un nuevo pulso generado por el UJT enciende al SCR1 repitiéndose así el ciclo.

b) Si se desea que la lampara se encienda y apague en intervalos de 10 segundos, Calcule los valores del circuito de relajación $RT, CT, RB2$ y $RB1$ así como el valor del capacitor (C).

El SCR es el C106 y el UJT es el 2N2646.

c) Arme el circuito con los valores calculados y compruebe su funcionamiento.

3.- a) En el circuito de la figura P4.3 se presenta un esquema de control de lamparas, en el que secuencialmente debido a un tiempo de retardo las lamparas encienden una por una hasta que finalmente todas están encendidas. El funcionamiento es como sigue: Inicialmente el interruptor $S1$ está abierto y las lamparas al igual que los SCR están apagados.

Cuando el interruptor $S1$ es cerrado la alimentación (V_{cc}) polariza a la lampara 1 formando un camino eléctrico y encendiendola; al mismo tiempo se polariza el UJT1 cargandose CT en forma exponencial a través de RT . Como puede apreciarse el UJT2 y UJT3 no están polarizados y por lo tanto permanecen inactivos.

Después de un cierto tiempo el capacitor CT llega al voltaje de avalancha del UJT1 y da el pulso de encendido, necesario para activar la puerta del SCR1 y prender la lampara 2. Con la conducción del SCR2 el UJT2 se polariza, repitiendose el ciclo anterior, el cual termina cuando todas las lamparas quedan encendidas.

- b) Calcule el valor de los elementos que componen los circuitos osciladores de relajación (RT, CT, RB1 y RB2) para que las lamparas enciendan en intervalos de 10 segundos.
- c) Arme el circuito de la figura P4.3 con los valores calculados y pruebe el funcionamiento de su circuito.

LISTA DE COMPONENTES

1.- SCR C106

UJT 2N2646

Resistencia de 470 Kohms a 1/2 Watts

Resistencia de 1 Kohms a 1/2 Watts

Diodo emisor de luz (LED)

RT, RB2, RB1 y RG Resistencias de valor calculado

CT Capacitor de valor calculado

2.- (2) SCR6C106

UJT 2N2646

2 resistencias de 1 Kohms a 1/2 Watts

2 resistencias de 470 ohms a 1/2 Watts

Resistencia de 10 Kohms a 1/2 Watts

Diodo emisor de luz (LED)

RT, RB1 y RB2 Resistencias de valor calculado

C1 y C Capacitores de valor calculado

3.- (3) SCR C106

(3) UJT 2N2646

(4) Diodos emisores de luz (LED)

RT, RB2, RB1 y CT Elementos de valor calculado

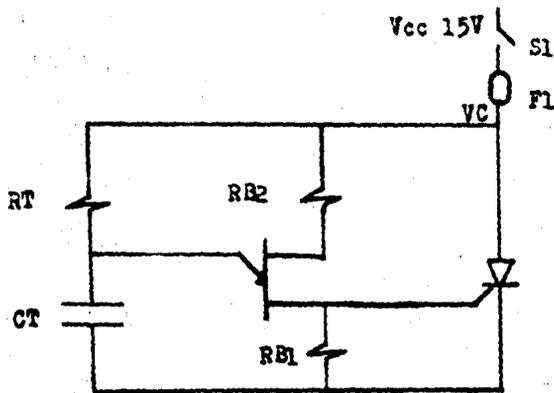


Figura P4.1

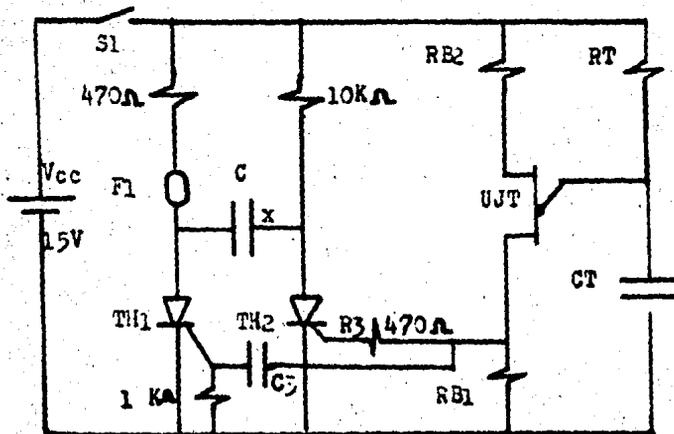


Figura P4.2

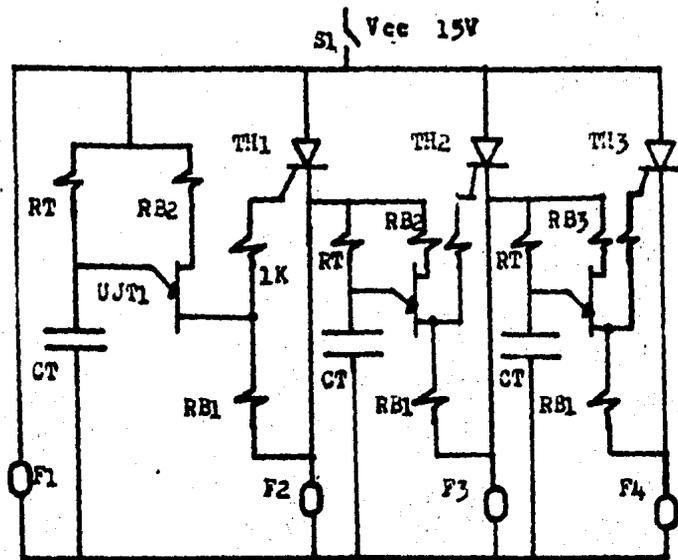


Figura P4.3

II DESARROLLO TEORICO-PRACTICO (SOLUCION)

1b).- De condiciones de diseño RB1 tiene un valor igual o menor a 100 ohms. Para nuestro caso

$$RB1=68 \text{ ohms (Valor comercial)}$$

El valor de RB2 puede obtenerse de la formula

$$RB2= \frac{10000}{nVI}$$

donde

$$VI=VCC=15 \text{ volts}$$

para el UJT 2N2646 esta (n) tiene un valor comprendido entre .56 y .75

finalmente

$$RB2= \frac{10000}{(.56)(15)} = 1190.47 \text{ ohms}$$

$$RB2=1.2 \text{ Kohms (valor comercial)}$$

El periodo de oscilación del UJT puede obtenerse mediante la fórmula

$$T=RT \text{ Ct Ln } \frac{1}{1-n}$$

Si se fija el valor de CT en 1000 uF, y T=10seg

$$RT= \frac{T}{\text{Ct Ln } \frac{1}{1-n}}$$

$$RT= \frac{10}{(1000\mu\text{F}) (.8209)} = 12181.752 \text{ ohms}$$

$$RT= 12 \text{ Kohms (valor comercial)}$$

1c).- El voltaje en el punto VC es la tensión ánodo cátodo del SCR y equivale a ;

$$VC=0.7 \text{ Volts}$$

1d).- Cuando el SCR conduce la corriente de carga la tensión ánodo y cátodo es similar a la de un diodo en conducción 0.7 volts. Este voltaje dada la ubicación que tiene en el circuito no da la polarización suficiente al UJT, ya que este trabaja con un rango de voltaje comprendido entre 12 y 35 volts. Finalmente si el UJT se encuentra apagado no genera pulsos positivos de salida.

NOTA: En este circuito al estar conduciendo el SCR no tienen efecto los pulsos de disparo generados por el UJT en caso de que existieran.

2b).- El valor de RB1 y RB2 tienen el mismo valor que los calculados en el circuito de la figura

$$RB1=68 \text{ ohms (valor comercial)}$$

$$RB2=1.2 \text{ Kohms (valor comercial)}$$

Nuevamente si el valor de CT es de 1000 uF se tiene;

$$RT = \frac{5}{(1000)(.8209)} = 6090.87 \text{ ohms}$$

$$Rt = 6 \text{ Kohms (valor comercial)}$$

Como puede apreciarse el tipo de conmutación empleada para cortar al tiristor que conduce la corriente de es la conmutación por capacidad en paralelo y el valor de (C) según la formula expuesta en el capítulo I

sección 1.8 (Circuitos de apagado del SCR) es:

$$C > \text{toff}/0.7 \text{ RL}$$

En donde:

toff : Es el tiempo de apagado del SCR

RL : Es la resistencia de carga

El tiempo de apagado para el SCR C106 (toff) es de 40 useg. y el valor de la resistencia de carga (RL) es de 470 ohms más la resistencia del led 330 ohms. Por lo cual el valor de C será:

$$C > 40/0.7 (800)$$

$$C > .07 \text{ uF}$$

De las condiciones de diseño, el valor de C debe ser mayor que el calculado.

$$C = 0.15 \text{ uF (valor comercial)}$$

3b) El valor de RB2 y RB1 es similar al calculado en los circuitos de las figuras P4.1 y P4.2

$$\text{RB2} = 1.2 \text{ Kohms (valor comercial)}$$

$$\text{RB1} = 68 \text{ ohms (valor comercial)}$$

El valor de RT, fijando CT en 1000 uF y T igual a 15. seg.

$$\text{RT} = \frac{15}{(1000) (.8209)} = 18272.628 \text{ ohms}$$

$$\text{RT} = 18 \text{ Kohms}$$

PRACTICA 5

APLICACIONES CON SCR

" FLIP-FLOP DE POTENCIA Y PROTECCION
DE SOBRETENSIONES CON SCR "

I OBJETIVO: Que el alumno participe en el diseño e implementación de circuitos de control con - SCRs y conozca el comportamiento básico - del SCR en los circuitos de protección con tra alzas de voltaje.

II DESARROLLO

II.I TRABAJO TEORICO-PRACTICO

- 1.- Utilizando dos UJT (2N2646) calcule todos los elementos y parámetros necesarios para que el circuito de la figura P5.1 se controle automáticamente. El SCR2 debe conducir durante 30 segundos y el SCR1 durante 15 segundos.
- 2.- El circuito de la figura P5.2 representa una protección contra sobretensiones.
 - a) Investigue y describa cualitativamente su funcionamiento.
 - b) La carga del circuito trabaja con un voltaje igual a 9 volts, pero tiene una tolerancia del más 3%. De tal forma considere que la sobretensión esperada es -

de 9.3 volts. Para esta condición calcule el valor de las resistencias R_1 , R_2 y el zener Z_1 .

3.- Arme los circuitos anteriores con los valores calculados y muestre su funcionamiento al instructor de laboratorio.

LISTA DE COMPONENTES

- 1.- (2) UJT 2N2646 o equivalente
- 2.- (2) SCR C106
- 3.- (2) Resistencias de 470 ohms a 1/2 Watts
- 4.- (2) Diodos emisores de luz (LED)
- 5.- Capacitor de 0.33 μF
- 6.- Resistencia de 1 Kohms a 1 Watts
- 7.- R_T , R_{B2} , R_{B1} , R_1 y R_2 Resistencias de valor calculado
- 8.- C_T Capacitor de valor calculado
- 9.- Z_1 Zener de valor calculado

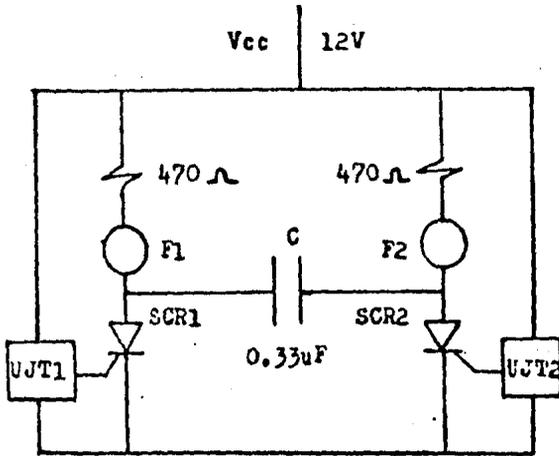


Figura P5.1

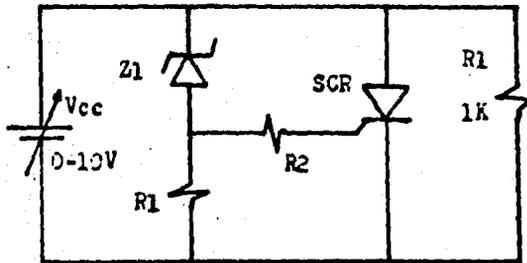
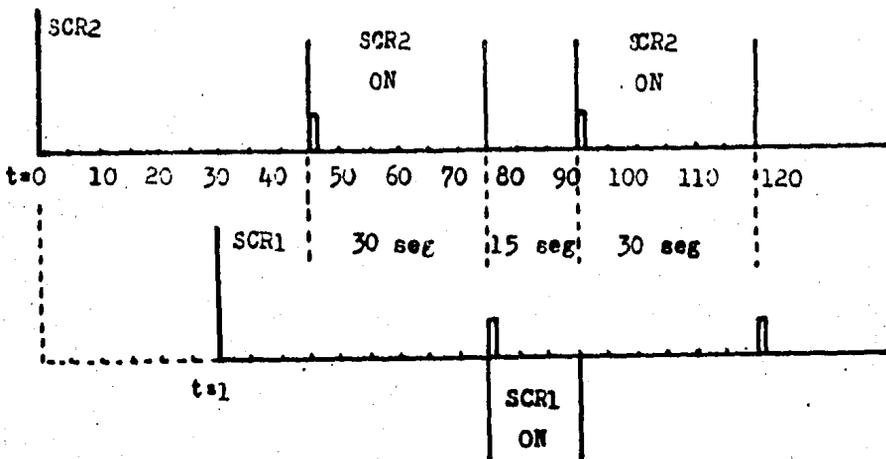


Figura P5.2

El tiempo respecto al encendido del SCR1.

De acuerdo al funcionamiento del circuito la conducción de un SCR pondrá en corte al otro y viceversa; luego entonces tal y como se muestra en el diagrama de tiempo. Cuando el SCR2 conduce durante 30 segundos el SCR1 comienza su conducción propiciando el apagado del SCR2, como puede verse 15 segundos enciende el SCR2 y se apaga el tiristor SCR1.



c) se hace el calculo de todos los elementos y parámetros necesarios para que los UJT funcionen como circuitos de relajación.

- De condiciones de diseño RB1 tiene un valor igual o menor que 100 ohms.

$$RB1 = 49 \text{ ohms (valor comercial)}$$

- El valor de RB2 según la fórmula

$$RB2 = \frac{10000}{nV1}$$

puede obtenerse, considerando que:

$$V1 = 12 \text{ V} = V_{cc}$$

(n) para el UJT 2N2646 se encuentra en el rango de 0.56 a 0.75, finalmente

$$RB2 = \frac{10000}{(0.56)(12)} = 1488 \text{ ohms}$$

$$RB2 = 1.5 \text{ Kohms (valor comercial)}$$

- Si fijamos el valor de CT en 1000 uF , t = 45 seg.

$$T = 2.3 RT CT \text{ Log } \frac{1}{1-n}$$

$$RT = \frac{T}{(2.3)(CT)(0.44)}$$

$$RT = 44466 \text{ ohms}$$

$$RT = 45 \text{ Kohms}$$

2.- Bajo operación normal el SCR se encuentra en el estado de no conducción. y el voltaje de la fuente es totalmente entregado a la carga. En el momento que sobreviene una alza de voltaje se traspasa el voltaje de ruptura del diodo zener, la corriente que circula a través de diodo regulador produce un impulso de corriente positiva en la puerta del SCR activando a este para su conducción.

La conducción del SCR provoca que toda la corriente de la fuente de alimentación circule a través de el, desconectando completamente a la carga de la fuente de alimentación.

Para reestablecer el circuito a sus condiciones iniciales es necesario "resetear" el push boton. Este reseteo elimina la polarización del SCR reduciéndose su corriente de mantenimiento, luego entonces la compuerta recupera el control sobre el circuito.

El SCR sólo se activará cuando se detecte otra sobrealza de tensión.

2.b) Puesto que la carga trabaja nominalmente con un voltaje igual a 9 volts, el diodo zener se selecciona con un voltaje de avalancha igual a 9 volts.

las características del diodo regulador (zener) son:

Diodo zener IN4739

PD a 25°C=1000 mw

Vz = 9.0 volts (voltaje del zener)

Izt = 28 mamp (Corriente del zener)

ToI = 10%

IR = 10 uamp (corriente de reversa)

VR = 7 Volts (voltaje de reversa)

Zz a Izt 5 ohms

b) La corriente de compuerta máxima para el SCR a 25 temperatura ambiente es de 200 uamp.

En la figura T5.1 está representado el circuito propuesto para el cálculo de R1 y R2

1.- El valor de R2 considerando que la corriente de compuerta es de 200 uamp.

$$R2 = \frac{V_{CC} - V_z}{I_{gt}} = \frac{9.3 - 9.0}{0.2 \text{ mamp}}$$

$$R2 = 1.5 \text{ Kohms}$$

2.- El voltaje máximo y mínimo para el disparo de puerta es: VGTmin = 0.2 Volts VGTmax = 0.8 Volts de donde, considerando que la corriente directa del diodo zener es de 28 mampere, tenemos

$$R1 = \frac{0.2}{27.8} = 7.19 \text{ ohms}$$

$$R2 = \frac{0.8}{27.8} = 28.7 \text{ ohms}$$

Finalmente el valor de R1 debe estar comprendido entre estos valores.

$R1 = 17.94 \text{ ohms}$

$R1 = 20 \text{ ohms (Valor comercial)}$

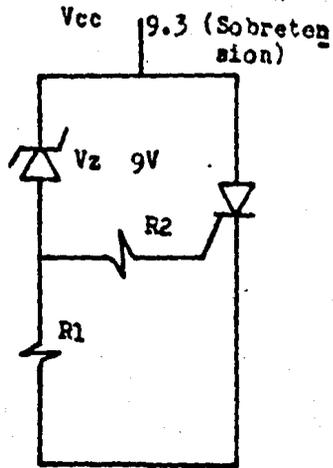


Figura T5.1

PRACTICA 6

RECTIFICACION CON SCRs

I OBJETIVO: Conocer las formas de onda características de la variación de fase con SCRs, cuando se rectifica una señal de corriente alterna (AC)

II DESARROLLO

II.I TRABAJO DE CASA

- 1.- Comente acerca de las aplicaciones que actualmente tienen los sistemas rectificadores con SCRs en el control de motores de corriente continua.
- 2.- Para el circuito de la figura P6.1
 - a) Dibuje la señal obtenida en los extremos secundarios del transformador (AA'). De su valor pico a pico, medio y eficaz. (s)
 - b) Dibuje las formas de onda obtenidas en los extremos de la resistencia de carga y en la tensión ánodo cátodo cuando el SCR se dispara en 15, 40 y 90 grados.
 - c) Calcule el valor pico, eficaz y promedio en la resistencia de carga (RL) para los ángulos de disparo del inciso anterior.
- 3.- Para el circuito de la figura P6.2
 - a) Dibuje la señal de carga cuando el SCR se dispara en 90, 120 y 150 grados. (s)
 - b) Calcule el valor eficaz y medio para los ángulos de

conducción del inciso anterior.

4.- Para el circuito de la figura P6.3

- a) Si la alimentación es la mostrada en dicha figura Elija el tipo de diodos que componen el puente rectificador. ¿ Qué consideraciones tomó para escoger los diodos.
- b) Dibuje la señal obtenida en los extremos de la - tensión ánodo cátodo cuando el interruptor S1 se - encuentra abierto. De el valor pico, promedio y - eficaz de esta señal.
- c) Dibuje la señal obtenida en los extremos de la resistencia de carga cuando el interruptor S1 es cerrado y el SCR se dispara en 30, 60 y 90 grados. -
(4) Calcule el valor promedio y eficaz de ésta señal para los anteriores ángulos de conducción.

NOTA (4). Dibuje las señales pedidas, comparando los intervalos de tiempo con respecto a las - señales de entrada o de referencia.

II.I TRABAJO DE CASA (SOLUCION)

1.- Actualmente los sistemas rectificadores que utilizan SCRs y en los cuales puede variarse la tensión de salida mediante el control por ángulo de fase, ha encontrado su máxima aplicación en el control automático de los motores de corriente continua.

Este tipo de rectificadores proveen una tensión de corriente continua (c.c) pulsatoria que puede controlarse en diferentes puntos, permitiendo variar el valor medio de salida desde cero volts hasta el voltaje nominal de entrada, lograndose regular la velocidad del rotor desde el arranque hasta su máxima velocidad nominal.

Los sistemas rectificadores que utilizan SCRs llevan ventaja sobre los troceadores de tensión Choppers en lo que respecta al control de velocidad en el motor de corriente directa.

La mayor diferencia estriba en que los sistemas rectificadores con SCRs, se desconectan o conectan mediante conmutación natural, mientras que los troceadores de tensión (Choppers) emplean la conmutación forzada.

2.- Los resultados para el circuito de la figura P6.1 se muestran en la tabla 1.

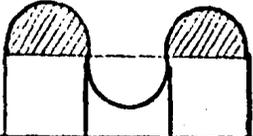
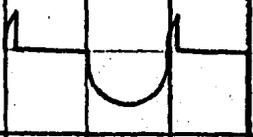
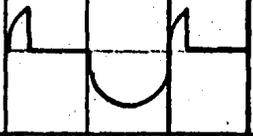
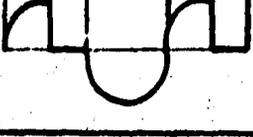
2	FORMAS DE ONDA	Vp	Veficaz	Vmedio	α°
AA'		17 V	12 V	0 V	---
RL		17 V	8.48 V	5.31 V	15
V a-c		---	---	---	15
RL		17 V	7.51 V	4.77 V	40
V a-c		---	---	---	40
RL		17 V	6.006V	2.704V	90
V a-c		---	---	---	90

Tabla 1.

3.- Los resultados para el circuito de la figura P6.2 se muestran en la tabla 2

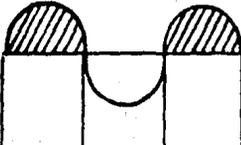
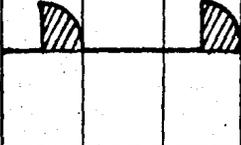
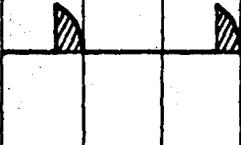
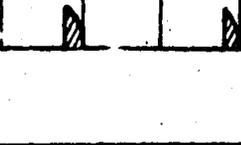
3	FORMAS DE ONDA	Vp	Verificaz	Vmedio	α°
AA'		17 V	12 V	0 V	---
RL		17 V	6.006V	2.704V	90
RL		17 V	3.75V	1.35 V	120
RL		17 V	1.43V	.362V	150

Tabla 2

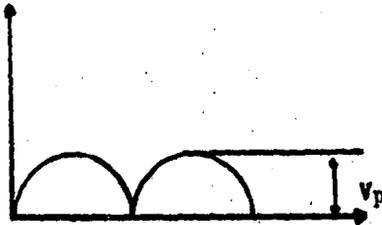
4.- Los resultados para el circuito de la figura P6.3 son :

- a) El diodo 1N4001 cumple con los requerimientos de ten
sión y corriente del circuito.
- 1N4001 "Diodo rectificador"
- I_1 (A) = 1 Amp "Corriente delantera promedio del -
rectificador"
- I_F (A) = 1 Amp "Corriente del diodo"
- V_F (V) = 1.1 Volts "Voltaje del diodo (caída de ten
sión)"

Los valores de corriente y voltaje de reversa son :

Para 25 C	$V_R = 50$ Volts	$I_R = 10$ uamp
Para 100 C	$V_R = 50$ Volts	$I_R = 50$ uamp

b) La señal obtenida en los extremos de la tensión ánodo cátodo es:



$V_{pico} = 16$ Volts
 $V_{medio} = 10.20$ Volts
 $V_{eficaz} = 11.31$ Volts

c) La tabla 3 muestra las formas de onda obtenidas en los extremos de la resistencia de carga, cuando el SCR se dispara en 30, 60 y 90 grados.

4	FORMAS DE ONDA	Vp	Verificaz	Vmedio	α°
V a-c		17 V	12 V	10.82V	---
RL		17 V	10.97V	10.00V	30
RL		17 V	9.81V	8.11V	60
RL		17 V	8.49V	5.41V	90

Tabla 3

(--) VRL - Tensión en la resistencia de carga

VA-C - Tensión ánodo cátodo

II.II TRABAJO DE LABORATORIO

1.- Arme el circuito de la figura P6.1

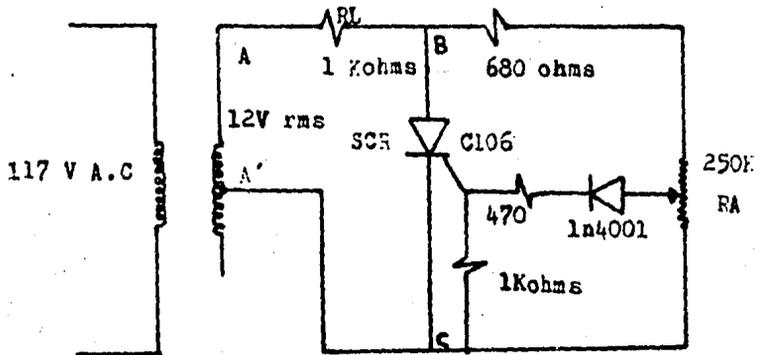


Figura P6.1

- 2.- Coloque el potenciómetro RA en su valor máximo de resistencia y encuentre en el osciloscopio la señal de referencia, obtenida entre los extremos secundarios del transformador (AA'). Observe esta señal y complete la tabla P6.1 con los valores ahí pedidos.
- 3.- Dibuje (*) la señal de carga (RL) y la tensión ánodo - cátodo (BC) para un ángulo de conducción igual a 15, 40 y 90 grados. Anote los resultados en la tabla P6.1.
NOTA; Maneje adecuadamente las puntas de conexión del osciloscopio; recuerde que el conector de tierra de un canal, forza a que el otro canal tenga la misma tierra de referencia.
- 4.- Varíe el potenciómetro RA, observe la señal de carga (RL) y diga de que valor a que valor puede variarse el ángulo de conducción.

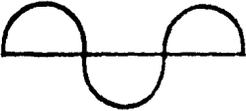
2	FORMAS DE ONDA	V_p	Verificaz	V_{medio}	α°
AA'					---
RL					15
V a-c					15
RL					40
V a-c					40
RL					90
V a-c					90

Tabla P6.1

- 5.- Comente la señal ánodo cátodo vista en el punto 3
- 6.- Compare los valores de voltaje promedio y eficaz, con los calculados en su trabajo de casa. Si existen diferencias explique a que se deben.

7.- Arme el circuito de la figura P6.2

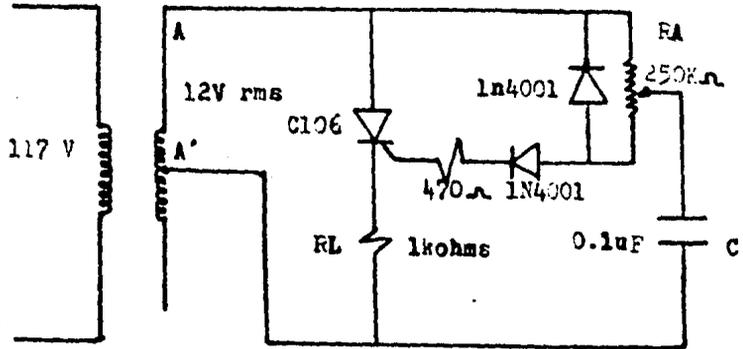


Figura P6.2

8.- Obtenga la señal de referencia localizada en los extremos secundarios del transformador (AA') y anote los valores pedidos en la tabla P6.2

ϕ	FORMAS DE ONDA	V_p	$V_{e\text{ icaz}}$	$V_{m\text{ edio}}$	α °

RL					90
RL					120
RL					150

Tabla-P6.2

- 9.- Varíe el potenciómetro RA y observe que es lo que pasa con la señal obtenida en los extremos de la resistencia de carga. ¿ De que valor a que valor puede variarse el ángulo de conducción en el SCR.
- 10.- Varíe el potenciómetro RA de tal forma que el SCR conduzca para un ángulo igual a 90, 120 y 150 grados. Dibuje (t) las señales de carga obtenidas y compare los valores medidos de voltaje promedio y eficaz con los calculados en su trabajo de casa. Anote sus resultados en la tabla P6.2
- 11.- Arme el circuito de la figura P6.3

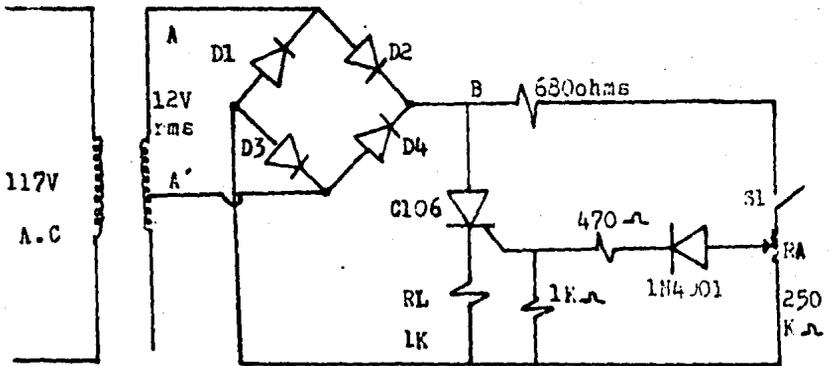


Figura P6.3

- 12.- Obtenga la señal de referencia (AA") y complemente valores pedidos en la tabla P6.3
- 13.- Con el interruptor S1 abierto obtenga la señal en los extremos del SCR (BC) y complemente los valores pedidos en la tabla P6.3
- 14.- Dibuje (t) la señal obtenida en los extremos de RL -

cuando el SCR se dispara en 30, 60 y 90 grados

15.- Compare los valores de voltaje medio y eficaz del circuito de la figura P6.3 con los calculados en su trabajo de casa.

12	FORMAS DE ONDA	Vp	Veficaz	Vmedio	α °
V B-C					-----
RL					30
RL					60
RL					90

Tabla P6.3

11.11 TRABAJO DE LABORATORIO (SOLUCION)

1.- S.R

2.- Tabla P6.1

3.- Tabla P6.1

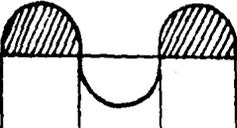
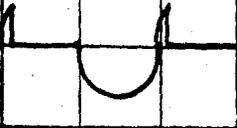
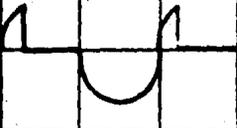
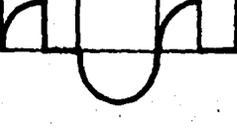
2	FORMAS DE ONDA	Vp	Veficaz	Vmedio	ϕ°
AA'		16 V	12 V	0 V	---
RL		16 V	7.98 V	5 V	15
V a-c		---	---	---	15
RL		16 V	7.73 V	4.49 V	40
V a-c		---	---	---	40
RL		16 V	5.65 V	2.54	90
V a-c		---	---	---	90

Tabla P6.1

Tabla P6.1

- 4.- El ángulo de conducción puede variarse de 0 a 90 grados
- 5.- El tiristor se conmuta en el estado de conducción cuando se alcanza la tensión directa de disparo (V_d). Durante el intervalo de (V_d) a (V_a) el tiristor conduce. Finalmente cuando la tensión de ánodo disminuya hasta (V_a), - que es inferior a la corriente de mantenimiento, el SCR se conmuta al estado de corte.
- 6.- Los calculos teóricos difieren un poco de los medios, - debido a que en el calculo teórico no se consideraron - las caídas de tensión en los elementos rectificadores.

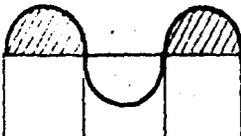
δ	FORMAS DE ONDA	V_p	V_{eficaz}	V_{medio}	α°
AA'		16V	11 V	0V	
RL		16V	5.7V	2.5V	90
RL		16V	3.5V	1.30V	120
RL		16V	1.3V	.3V	150

Table P6.2

- 7.- S.R
- 8.- Tabla P6.2
- 9.- El ángulo de conducción es de 0 a 170 grados
- 10.- Tabla P6.2
- 11.- S.R
- 12.- Tabla P6.3

12	FORMAS DE ONDA	Vp	Veficaz	Vmedio	α °
V BC		16 V	11.36V	10.20V	—
RL		16 V	11.14V	9.50V	30
RL		16 V	10.14V	7.63V	60
RL		16 V	7.99V	5.09V	90

Tabla P6.3

13.- Tabla P6.3

14.- Tabla P6.3

15.- Respuesta similar a la 6 .

LISTA DE COMPONENTES

- 1.- SCR C106 o equivalente
- 2.- (4) Diodos 1N4001
- 3.- Resistencia de 1 Kohms a 1 Watts
- 4.- Resistencia de 1 Kohms a 1/2 Watts
- 5.- Resistencia de 470 ohms a 1/2 Watts
- 6.- Resistencia de 680 ohms a 1/2 Watts
- 7.- Resistencia de 250 Kohms (Potenciometro)
- 8.- Capacitor de 0.1 uF

PRACTICA 7

APLICACIONES CON SCR

"RECTIFICACION"

I OBJETIVO: Que el alumno participe en la investigación diseño e implementación de un control de la tensión alterna de entrada mediante un sistema rectificador que utiliza un SCR.

II DESARROLLO

II.I TRABAJO TEORICO-PRACTICO

- 1.- Describa el funcionamiento del circuito expuesto en la figura P7.1
- 2.- Si la alimentación es la mostrada en dicha figura - elija los diodos que forman el puente rectificador.
- 3.- De las formas de onda obtenidas en los puntos AB,CD y ED : indique a que se debe cada señal.
- 4.- Cual es la importancia del diodo zener y que voltaje de ruptura debe tener! ¿ En base a que eligió al diodo zener?
- 5.- Calcule los valores de los elementos mostrados en el circuito para poder variar el ángulo de conducción del SCR desde 10 hasta 170 grados.
- 6.- Arme el circuito de la figura P7.1 con los valores - calculados y muestre el funcionamiento a su instructor.

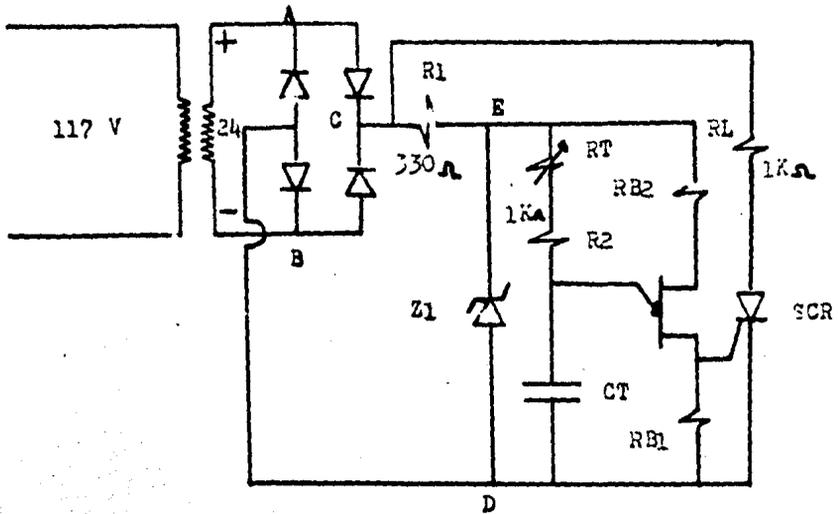


Figura P7.1

LISTA DE COMPONENTES

- 1.- Un transformador reductor de 117 volts a 24 volts con tap central, 500 mamp o 1 amperes
- 2.- D1, D2, D3, D4 Diodos de valor calculado
- 3.- SCR C106
- 4.- UJT 2N2646
- 5.- Resistencia de 1 Kohms a 2 Watts (RL)
- 6.- Resistencia de 330 chms a 1/2 Watts (R1)
- 7.- Resistencia de 1 Kohms a 1/2 Watts (R2)
- 8.- RT, RB2, RB1 Resistencias de valor calculado
- 9.- CT Capacitor de valor calculado
- 10.- Z1 Zener de valor calculado

11.1 TRABAJO TEORICO-PRACTICO (SOLUCION)

1.- La señal de alimentación es rectificadora en onda completa mediante el puente de diodos. Esta señal rectificada alimenta a la carga RL y da la polarización necesaria para que arranque el oscilador de relajación UJT.

El capacitor Ct del UJT se carga a través de Rt y R1 hasta el punto de avalancha del UJT. En este momento a la salida de la resistencia de base RB1 aparece un pulso el cual dispara al SCR para su conducción.

Si la resistencia Rt fuera una resistencia variable podría ajustarse el pulso de salida a través de RB1 para disparar al SCR en diferentes puntos de la onda de entrada.

2.- Dados los requerimientos de tensión y corriente se escogieron diodos 1N4001. A continuación se presentan las características de este diodo.

1N4001 " Diodo rectificador "

Io (A) = 1 Amp " Corriente delantera promedio del rectificador "

IF (A) = 1 Amp " Corriente del diodo "

VF (V) = 1.1 Volts " Voltaje del diodo (Caida de tensión) "

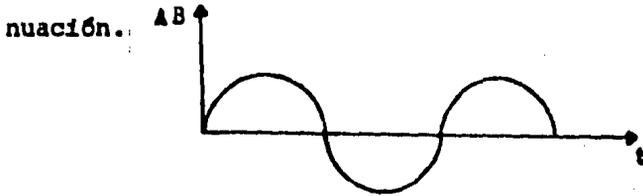
VBR (V) = 50 Volts " Voltaje máximo de trabajo "

Los voltajes de corriente y voltaje de reserva son:

Para 25°C VR=50 Volts IR= 10 uamp

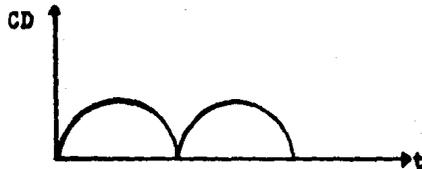
Para 100°C VR=50 Volts IR= 50 uamp

3.- a) La señal obtenida en los puntos AB se muestra a continuación.



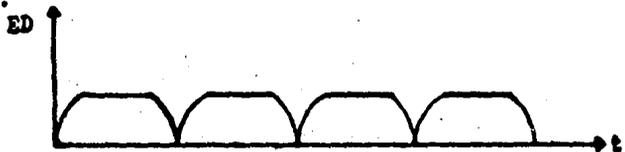
Esta forma de onda es la señal de entrada o señal de alimentación. Es una onda senoidal pura, no tiene componente de directa.

b) La forma de onda obtenida en los puntos CD es como se muestra.



Esta señal se debe a la rectificación de onda completa hecha en el puente rectificador de la figura P7.1, en el semiciclo positivo conduce D1 y D3 y en el semiciclo negativo conduce D2 y D4.

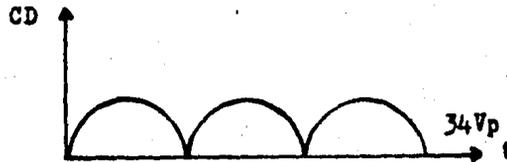
c) La señal obtenida en los puntos ED se presenta a continuación.



Esta señal en la cual se eliminan las alternancias positivas de la señal rectificada se debe al diodo zener, y tiene por objeto proveer un nivel de tensión relativamente estable al cual puede cargarse Ct en el oscilador de relajación UJT.

4.- Como ya se explicó en la pregunta anterior el diodo zener tiene como objeto eliminar las crestas de las alternancias positivas en la señal rectificada de onda completa.

Considerando el voltaje de entrada y despreciando la caída en los diodos y el SCR, la señal pico obtenida en los pntos CD tendrá un valor igual a 34 Vpico.



El valor medio (DC) de ésta señal, según la fórmula

$$V_{\text{medio}} = 0.637 V_p$$

será

$$V_{\text{medio}} = 21.65 \text{ Volts}$$

Finalmente el diodo zener puede escogerse con un valor de avalancha igual a 21 volts o ligeramente superior.

5.- El voltaje de polarización para el UJT equivale a -

$V_{cd} = 21 \text{ volts}$, el valor de R_{B2} será.

$$R_{B2} = \frac{10000}{nV_1}$$

$$R_{B2} = \frac{10000}{(.56)(21)}$$

$$R_{B2} = 850.340 \text{ ohms}$$

$$R_{B2} = 1 \text{ Kohms (valor comercial)}$$

El valor de R_{B1} de condiciones de diseño debe tener un valor igual o menor que 100 ohms.

Para nuestro caso

$$R_{B1} = 47 \text{ ohms}$$

Si se fija el valor de C_T en 0.15 uF podemos calcular el valor de R_T para un ángulo de disparo igual a 10 y 170 grados.

Si consideramos que:

$$\operatorname{tg} \frac{B}{2} = \frac{R}{X_c} \quad R = \operatorname{tg} \frac{B}{2} (X_c)$$

y

$$X_c = \frac{1}{\omega C}$$

para un ángulo de disparo igual a 10 grados

$$X_c = \frac{1}{2\pi(120)(0.15\mu\text{F})}$$

$$X_c = 8841.0 \text{ ohms}$$

además

$$R = \operatorname{tg} \frac{10}{2} (8841.0)$$

$$R = 773 \text{ ohms}$$

Para un ángulo de disparo igual a 170 grados

$$R = 101.063 \text{ Kohms}$$

Finalmente para variar el ángulo de disparo desde 10 hasta 170 grados es necesario poder variar la resistencia R_T a los valores antes calculados.

$R_T = 250 \text{ Kohms}$ (potenciometro)

PRACTICA 8

CONTROL DE VELOCIDAD EN UN
MOTOR DE CD Y CA

I OBJETIVO:

Presentar un trabajo final de laboratorio en el cual se reafirmen los conocimientos y experiencias adquiridas en las prácticas anteriores, aplicándolas al control de velocidad tanto para un motor de CD, como para uno de CA.

II DESARROLLO

Basicamente los capítulos III y IV de este trabajo, describen los diversos métodos utilizados en el control de velocidad del motor de corriente directa (CD) y motor de corriente alterna (CA).

Para el motor de CD pueden emplearse los sistemas rectificadores que utilizan SCRs o los troceadores de tensión (Choppers). Mientras que para regular la velocidad en el motor de CA, pueden utilizarse los convertidores alterna alterna, inversores o cicloconvertidores.-

Debido a estos diferentes métodos, el alumno (lector), puede elegir cualquier método variador de velocidad para presentar este trabajo. En consecuencia esta práctica no sigue el patrón de las anteriores y puede considerarse como una práctica de exposición.

II.I CONTROL DE VELOCIDAD EN EL MOTOR DE C.D

El esquema de la figura P8.1 es una representación típica de un circuito variador de velocidad en un motor de corriente directa. El funcionamiento se basa en los sistemas rectificadores que utilizan SCRs y en los cuales puede regularse la tensión directa de salida.

Inicialmente la señal de alimentación o tensión de línea (120 Volts, 60 Hz) es rectificada en onda completa mediante el puente de diodos, formado por D1, D2, D3 y D4. Esta señal rectificada, da la polarización al transistor de unijuntura (UJT), el cual comienza su período de oscilación; la frecuencia de la tensión diente de sierra desarrollada entre las placas de CT está determinada por la constante de tiempo $RTCT$. RT es una resistencia variable para que la temporización de los impulsos de disparo, desarrollados a través de RB1, se puedan ajustar a fin de controlar el disparo del SCR en diferentes puntos de la señal rectificada de entrada. Dado que el SCR puede dispararse desde 0° hasta 180° , la velocidad del motor puede regularse, desde el arranque hasta su máxima velocidad nominal.

El diodo zener Z1, tiene como función recortar las crestas de las alternancias positivas y proveer un nivel de tensión relativamente estable el cual pueda cargarse el condensador CT a través del resistor RT.

El diodo de paso libre D5 se utiliza para conducir la corriente almacenada en el motor cuando la tensión rectificadora tiene un nivel cercano a los cero volts.

PROBLEMA P8.1

En base a la anterior descripción y considerando que el motor de corriente directa tiene los siguientes datos:

Vnominal 24 Volts

Inominal 0.5 Amp

¿ Determine el valor de los componentes mostrados en el circuito, si la velocidad del motor debe regularse desde el arranque hasta el valor de su tensión nominal, de las formas de onda ubicadas en los puntos AB, CD, ED y F para apoyar sus calculos.

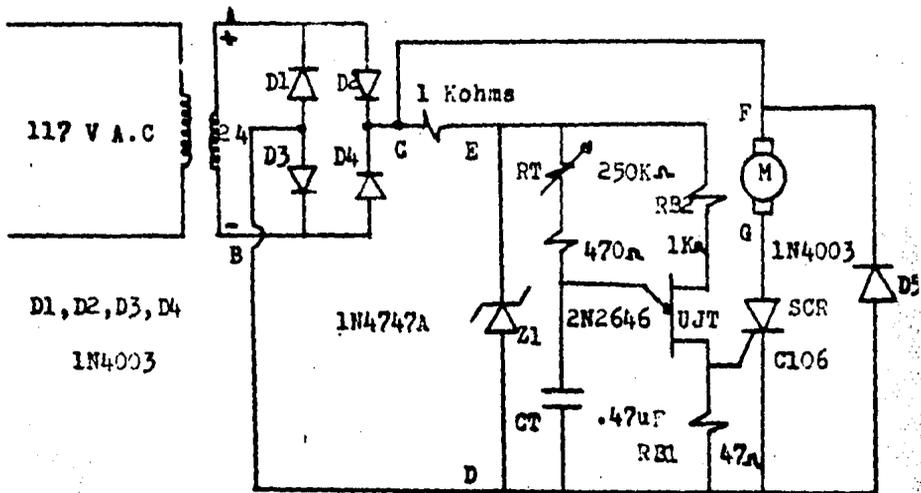


Figura P8.1

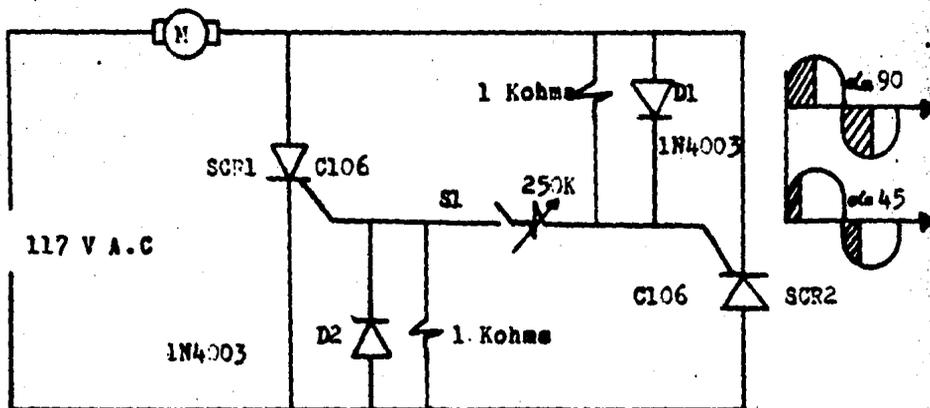


Figura P8.2

II.I SOLUCION PROBLEMA (P8.1)

a) Elección del transformador

Si el voltaje y corriente nominal del motor son de 24V y 0.5 amperes respectivamente. La fuente de alimentación debe tener la capacidad de suministrar los máximos valores requeridos por la carga.

" Se eligio un transformador reductor de 117 Volts a -
24 Volts, 500 mamp o 1 amperes "

b) Elección de los diodos que conforman el puente

Bajo la anterior consideración los diodos del puente -
deben elegirse de acuerdo a los requerimientos de tensión
y corriente.

" Se eligieron diodos IN4001 "

IN4001

" Diodo rectificador"

Io (A) = 1 Amp

" Corriente promedio del
rectificador"

IF (A) = 1 Amp

" Corriente de diodo"

VF (V) = 1.1 Volts

" Voltaje del diodo (caída
de tensión)"

VBR (V) = 50 Volts

" Voltaje máximo de trabajo"

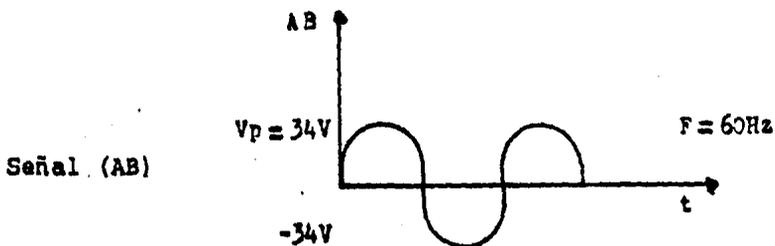
Los voltajes de corriente y voltaje de reversa son:

Para 25°C VR = 50 Volts IR = 10 uamp

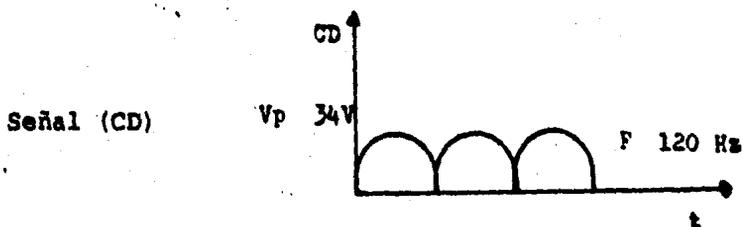
Para 100°C VR = 50 Volts IR = 50 uamp

c) Elección del zener (Z1)

La señal ubicada en los extremos secundarios del transformador se muestra a continuación:



En los puntos CD, se encuentra la señal rectificadora en onda completa; si se desprecia la caída en los diodos el valor pico de la señal, será de 34 Volts.



Esta señal rectificadora en onda completa, da la polarización al transistor de unijuntura (UJT) y al zener Z1. El valor del diodo zener, dependerá del voltaje medio aplicado a él:

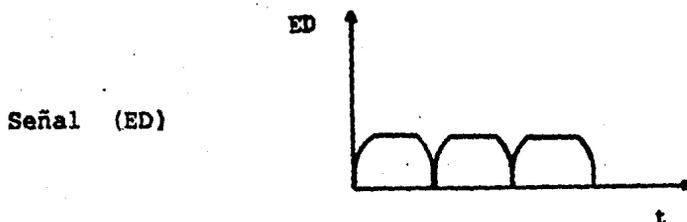
$$V_{medio} = 0.637 V_p$$

$$V_{medio} = 21.65 \text{ Volts}$$

Por tanto, el diodo zener, debe escogerse con un valor de avalancha igual a 21 Volts o ligeramente superior.

$$V_z = 21 \text{ Volts}$$

La señal ubicada en los puntos ED, muestra como las crestas de las alternancias positivas han sido recortadas a fin de mantener un nivel de tensión constante en la polarización del transistor de unijuntura (UJT)



- d) Cálculo de los componentes del oscilador de relajación. Si el transistor de unijuntura es el 2N2646, la relación intrínseca (n) se encuentra en el rango comprendido entre (.56 - .75). Para nuestro caso:

$$(n) = .56$$

Además si consideramos que el voltaje de polarización para el UJT es de $V_{dc} = 21 \text{ Volts}$, se tiene:

$$R_{B2} = \frac{10000}{nV_1}$$

$$RB2 = \frac{10000}{(.56)(21)}$$

$$RB2 = 850 \text{ ohms}$$

$$RB2 = 1 \text{ Kohms (valor comercial)}$$

El valor de RB1 de condiciones de diseño debe tener un valor igual o menor que 100 ohms.

$$RB1 = 47 \text{ ohms (valor comercial)}$$

Como puede apreciarse, figura P8.1 los pulsos de salida - que entrega el oscilador de relajación a través de RB1, - están en sincronía con la tensión rectificadada en onda - completa que alimenta y polariza al oscilador de relajación. Dicho así, la tensión y la intensidad de corriente son funciones senoidales del tiempo y se representan gráficamente con la misma escala de tiempos. Además en un capacitor puro la intensidad de corriente adelanta 90° o $\pi/2$ a la tensión.

La variación de fase, para el disparo de un SCR, puede -
obtenerse a partir de un circuito RC, como el mostrado en la
figura P8.1 (RTCT), además:

$$\operatorname{tg} \frac{\beta}{2} = \frac{R}{X_c}$$

Ecuación, que teóricamente permite variar el valor de R -
desde 0° hasta infinito; y por consiguiente el ángulo de -
retardo de la tensión de salida varía desde 0 hasta 180 gra
dos. La reactancia capacitiva X_c esta dada por:

$$X_c = \frac{1}{\omega C}$$

y

$$\omega = 2\pi F$$

en donde, F es la frecuencia obtenida a la salida del puente
rectificador y es igual a :

$$F = 120 \text{ Hz}$$

Finalmente, si fijamos el valor de CT en (0.47 μF)

$$X_c = \frac{1}{2\pi(120)(0.47 \mu\text{F})}$$

$$X_c = 2821.9 \text{ ohms}$$

Si el motor debe arrancar con el mínimo valor de tensión, podemos considerar que el ángulo de retardo es igual a 174° y por consiguiente.

$$R = \operatorname{tg} \frac{B}{2} (X_c)$$

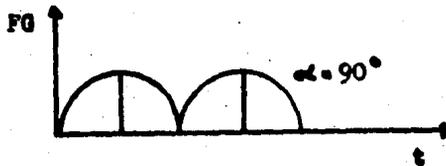
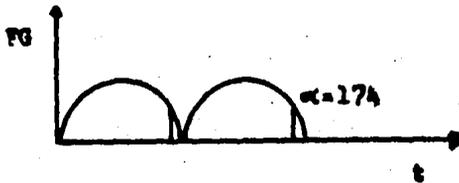
$$R = \operatorname{tg} \frac{174}{2} (2821.9)$$

$$R = 53845 \text{ ohms}$$

$$R = 53.845 \text{ Kohms}$$

De tal forma, para variar la velocidad en el motor, la tensión de salida debe variarse desde 0 volts para el arranque hasta su máxima tensión nominal, y con esto, el valor de R_T debe poder variarse desde 54 Kohms hasta 0 ohms. Para nuestro caso.

$$R_T = 250 \text{ Kohms}$$



II.II CONTROL DE VELOCIDAD EN EL MOTOR DE C.A.

El circuito de la figura P8.2 representa uno de los varios métodos utilizados en la regulación de velocidad del motor de C.A. Este esquema basa su funcionamiento en los convertidores de alterna-alterna y su operación se resume como sigue:

Durante el semiciclo positivo de la señal de alimentación el SCR1 se encuentra polarizado directamente, si el interruptor S1 se encuentra cerrado se aplica una corriente a la puerta vía D1 y R1, poniendo al SCR1 en su estado de conducción.

Durante el semiciclo negativo la corriente de puerta al SCR2 se obtiene a través de D2 y R2, haciendo que el SCR2 conduzca en el semiciclo negativo de la señal de alimentación.

El nivel de la corriente de puerta se ajusta mediante la resistencia R2. Si la corriente de puerta es lo suficientemente grande los SCR's se disparan independientemente en cada semiciclo para conducir la corriente anódica o de carga.

El tiempo durante el cual circula la corriente anódica depende del punto de la alternancia positiva de tensión en que se dispara el tiristor, el cual a su vez depende del nivel de la corriente de puerta. Cuando más alta sea ésta más pronto se conmutará en conducción el tiristor durante la alternancia positiva de la tensión ánodo-cátodo.

Finalmente este circuito puede retardar el ángulo de disparo desde 0° hasta 90 grados.

II.II SOLUCION AL CIRCUITO P8.2

Se ha escogido un circuito capaz de retardar el ángulo de disparo desde 0 hasta 90 grados, como consecuencia de que el motor de C.A disponible, tiene un voltaje nominal de 127 volts. Es decir, el mencionado motor empieza a arrancar cuando el ángulo de disparo se encuentra cerca de los 90 grados.

Los diodos D1 y D2 (1n4003) se escogieron de acuerdo a los requerimientos de tensión y corriente del circuito.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- R.S. Ramshaw., "Electrónica de Potencia" ., Champan and Hall, Londres, 1975
- 2.- General Electric., "SCR Manual" ., sixth edición - 1979.
- 3.- Alley y Atwood., "Ingeniería Electrónica" ., Limusa tercera edición.
- 4.- Paul Z. Bar ., "Prácticas de Electrónica Industrial" Editorial marcombo
- 5.- R.M. Martson., "110 Thyristor Projects Using S.C.R. y Triacs"., Hayden Book Company. Inc.
- 6.- Isaac Shanadower Baran., "Circuitos Electrónicos Digitales"., Mc Graw Hill de México, S.A. DE C.V. 1979.