

ELECTRONICA DE POTENCIA 1985

Fecha	Tema	Horario	Profesor
Junio 10 y 11	1.- El diodo. Características y especificaciones	17 a 21 h 17 a 19 h	Ing. Roberto cías Pérez.
	2.- Rectificadores no controlados. Rectificadores monofásicos. Rectificadores polifásicos. Aplicaciones.		
Junio 11	3.- Rectificadores controlados de silicio (SCR).	19 a 21 h	M.en C.Luis M cial Hernández
Junio 12	Características y especificaciones.	17 a 21 h	
Junio 13	Métodos de disparo del SCR. Protecciones para el SCR.	17 a 21 h	
	4.- Rectificadores controlados. Rectificadores controlados monofásicos Rectificadores controlados polifásicos Aplicaciones.		
Junio	5.- Controladores de corriente alterna Principios de operación. Aplicaciones.	17 a 21 h	Ing. Alfredo C vantes
Junio 17, 18 y 19	6.- Troceadores. Principios de operación. Características de los troceadores.	17 a 21 h c/día	M. en I. Hugo lleja Gjumlich

Diseño de troceadores.

Aplicaciones a la impulsión de máquinas.

7.- Inversores.

Principios de operación.

Diseño de inversores.

Métodos de control de la tensión de salida.

Aplicaciones a la impulsión de máquinas.

Junio 20 8.- Transistores bipolares de potencia.
y 21

Características y especificaciones.

Impulsores de base.

Protecciones para los transistores.

Aplicaciones a fuentes conmutadas.

17 a 21 h
c/día

M. en C. Alberto
Campos V.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

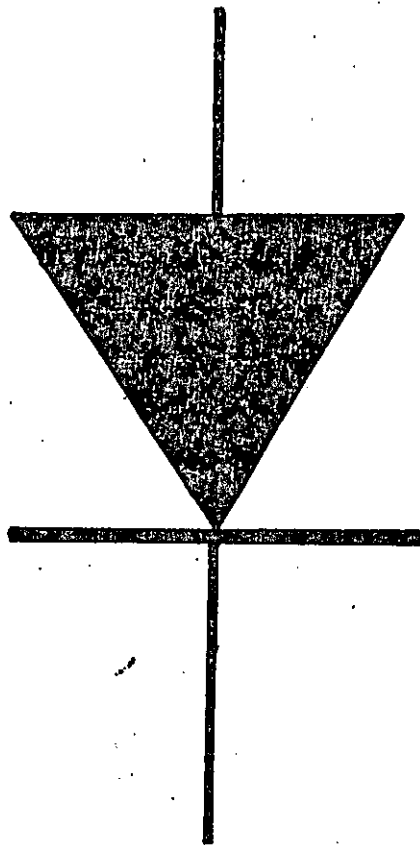
ELECTRONICA DE POTENCIA

RECTIFICADORES

ING. ROBERTO MACIAS PEREZ

JUNIO, 1985

RECTIFICADORES



ING. ROBERTO MACIAS PEREZ

I. INTRODUCCION.

En los últimos años se ha expandido enormemente el uso de los dispositivos semiconductores en todos los campos de aplicación de la Electrónica.

Inicialmente se limitó el uso de los dispositivos semiconductores a la radio, pero, posteriormente ha ido ampliándose su uso hasta invadir prácticamente todos los campos de la vida humana.

Actualmente se utilizan los semiconductores en los campos de:

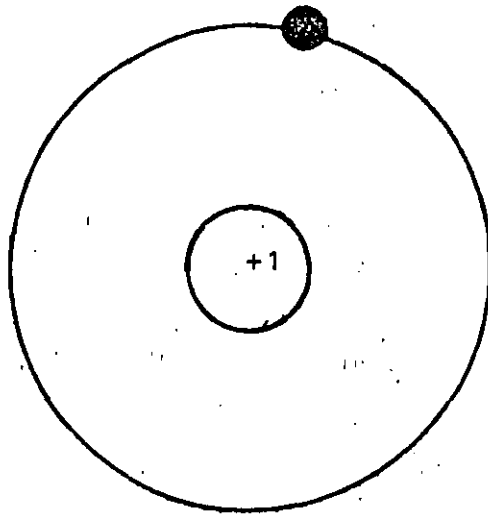
- Comunicaciones
- Instrumentación y Control
- Computación
- Electrónica de Consumo
- Electrónica Industrial

En la Electrónica Industrial cada vez se emplean más y más los diodos rectificadores, transistores y tiristores de potencia debido a su gran capacidad de transportar corriente, sus bajas pérdidas, larga duración, tamaño pequeño, así como a su capacidad de control, características que hacen que cada vez se empleen más en los equipos nuevos sustituyendo así a las antiguas válvulas electrónicas de gas, contactores, relevadores y demás elementos de la electrónica de potencia tradicional.

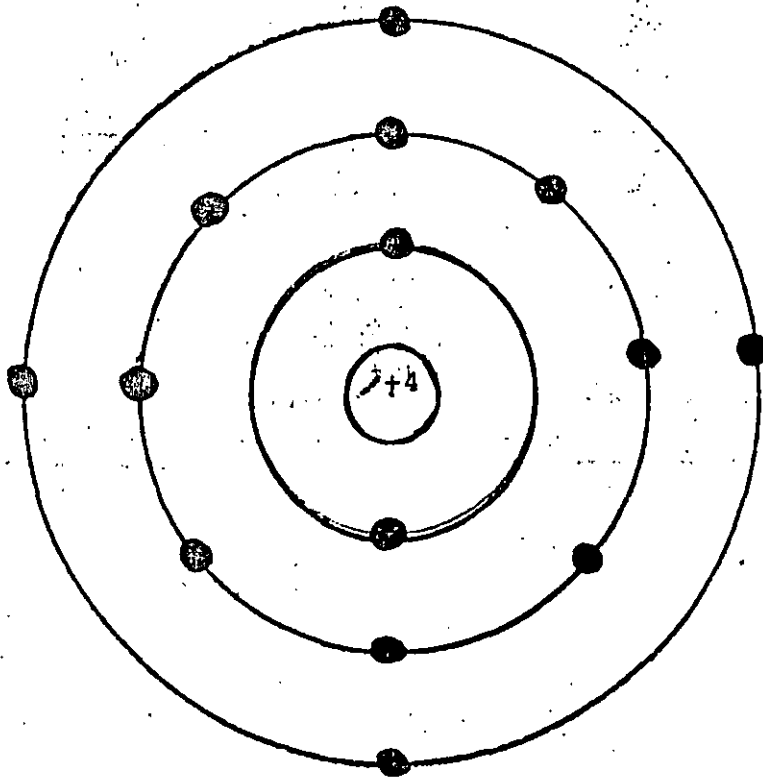
II. GENERALIDADES.

MATERIA.

Los materiales están formados por moléculas, las cuales a su vez están constituidas por átomos. Estos últimos están formados por un núcleo central, alrededor del cual giran los elec-



(a)



(b)

Fig. 1 Modelo del átomo de Bohr
(a) Hidrógeno. (b) Silicio

trones que se ubican en diferentes capas como se muestra en la Fig. 1.

- SEMICONDUCTORES.

Los dos elementos semiconductores de mayor interés práctico son el silicio y el germanio. Estos dos elementos pertenecen al Grupo IV de la Tabla Periódica y poseen 4 electrones en su última capa llamados electrones de valencia y requieren de 4 más para completar la capa a 8. (Fig. 2).

- EL SEMICONDUCTOR INTRINSECO.

Al cristal formado por átomos exclusivamente de germanio o bien de silicio se le denomina semiconductor intrínseco. En los semiconductores intrínsecos, todos los átomos completan sus capas a 8 electrones al compartir sus cuatro electrones de valencia con sus cuatro vecinos en un enlace covalente - (Fig. 3). A temperatura de cero absoluto los semiconductores se comportan como buenos aislantes y a medida que la temperatura ambiente aumenta, los electrones de valencia rompen sus uniones covalentes produciéndose electrones libres y huecos que hacen que el semiconductor sea más conductivo. Por cada enlace covalente roto se crea un par de electrón libre y hueco.

Los electrones libres pasan a la banda de conducción y los huecos permanecen en la banda de valencia. En un material intrínseco el número de huecos y de electrones es el mismo.

MATERIALES EXTRINSECOS.

Si a un cristal semiconductor se le agregan impurezas (átomos del grupo III o del grupo IV) se obtiene un semiconductor ex-

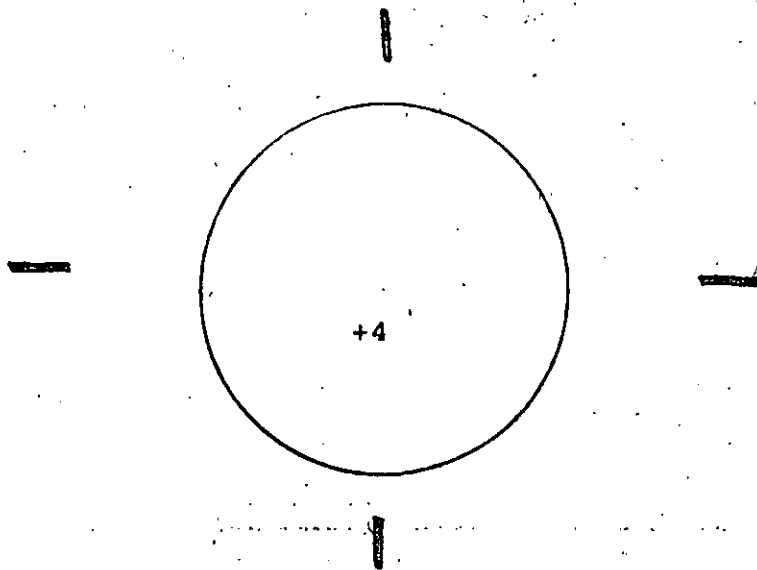


Fig. 2 representación del átomo de Ge o de Si; los signos - representan los electrones de valencia

-5-

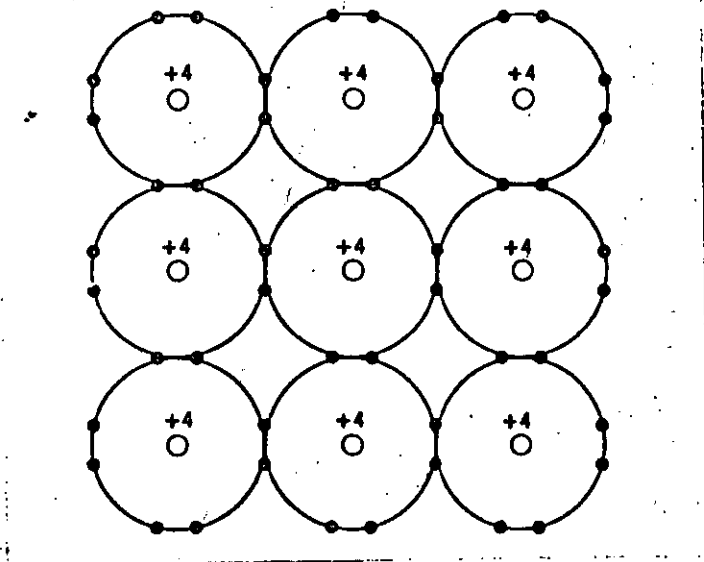


Fig. 3 Representación del Cristal Intrínseco.

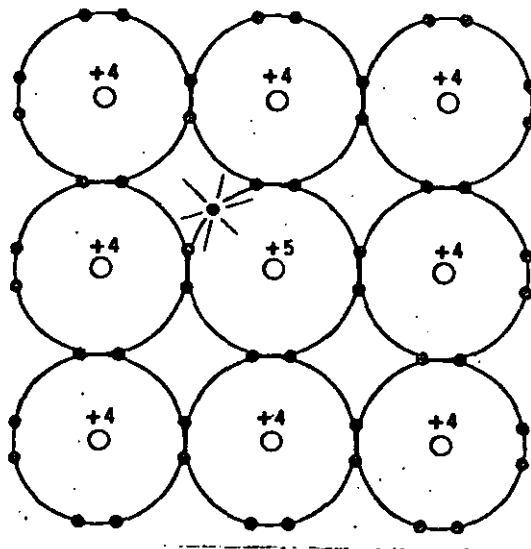


Fig. 4a Representación del Cristal tipo N

-7-

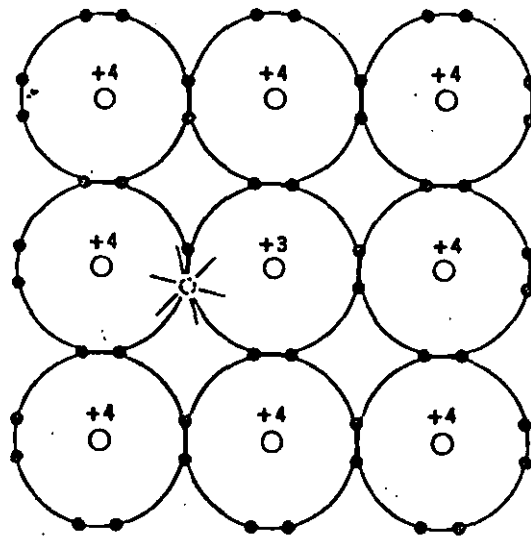


Fig. 4b Representación del cristal tipo P

trínseco o contaminado. Al agregar átomos del grupo III como el Al, In o el Bo a la estructura cristalina del semiconductor, se tiene la carencia de un enlace covalente por cada átomo agregado, lo cual genera un hueco y al cristal que se obtiene se le denomina Cristal P (Fig. 4a).

Si a un cristal puro se le agregan impurezas del grupo V (P, As ó Sb) se tiene un electrón libre por cada átomo agregado dentro de la estructura cristalina. Al cristal resultante se le denomina Cristal N (Fig. 4 b).

III. UNIONES.

UNION SIN POLARIZAR.

Una unión es una región de transición entre dos semiconductores de diferentes tipos (N ó P) (Fig. 5). Aún sin polarizar (sin aplicar ningún voltaje), a temperatura ambiente, los electrones libres del material N que se encuentran cerca de la unión se difunden en la región P, recombinándose con los huecos. El mismo fenómeno se presenta en el material N, donde los huecos del material P que se encuentran cerca de la unión se difunden hacia el material N recombinándose con los electrones de este material. Debido a este fenómeno de difusión, los portadores libre de la zona cercana a la unión desaparecen y a la nueva estructura de los semiconductores es como se muestra en la Fig. 6.

A cada lado de la unión se forma una región carente de portadores libres y que consta únicamente de iones, positivos en la región N y negativos en la región P. Estos iones están fijos e inmóviles dentro de la estructura cristalina, constituyen una barrera de potencial que impide el paso de más portadores creándose una carga espacial como se muestra en la Fig. 7.

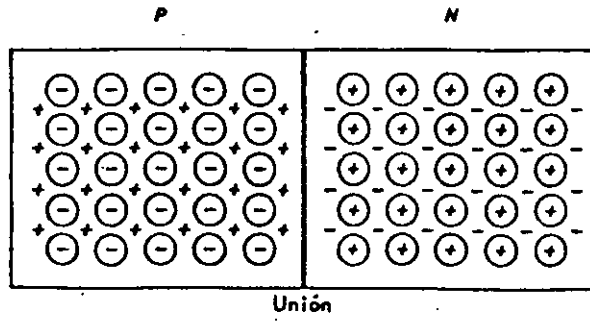


Fig. 5.-Unión P-N.

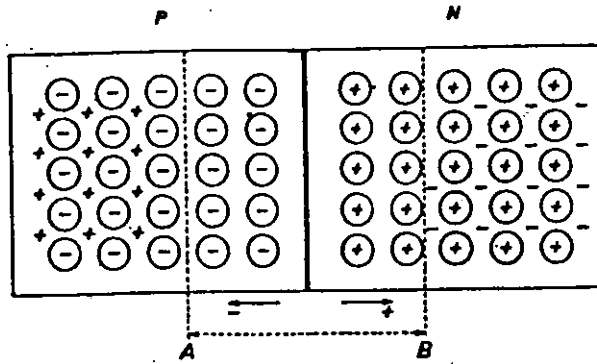


Fig. 6.- Difusión

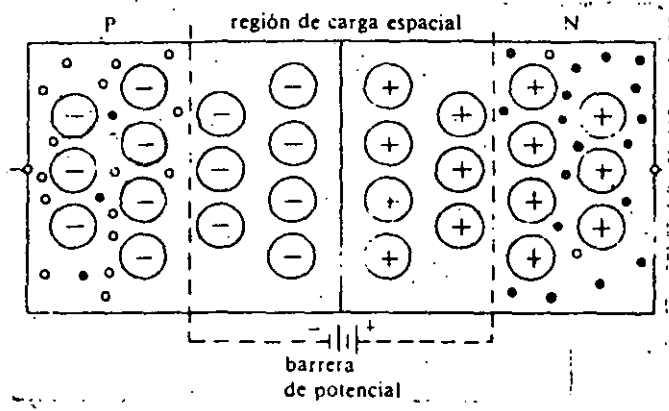


Fig. 7.- Barrera de Potencial

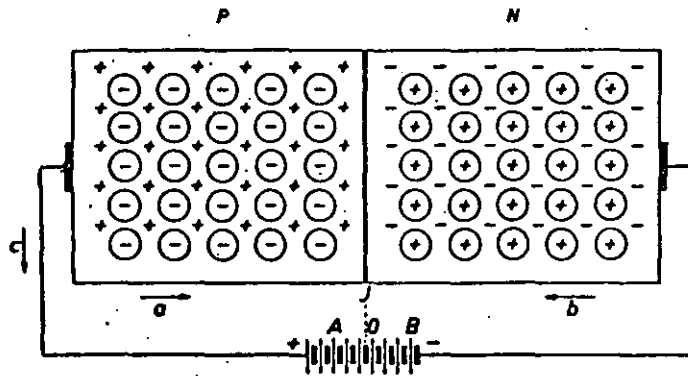


Fig.8.- Unión polarizada directamente

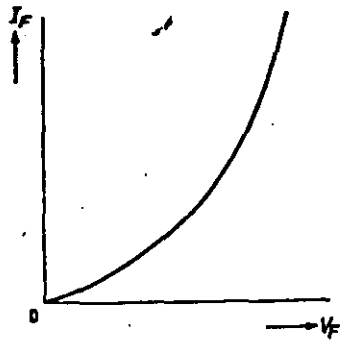


Fig. 9.- Característica I-V de la unión polarizada directamente.

UNION POLARIZADA DIRECTAMENTE.

En ausencia de polarización, la barrera de potencial hace que la unión se comporte prácticamente como no conductora. En realidad la carga espacial resultante establecida por la barrera de potencial produce una tensión de algunas décimas de volt que impiden el paso a portadores de carga a través de la unión.

Si ahora, aplicamos una tensión externa entre los extremos de la unión, de tal manera que el borne positivo se conecte al material P y el borne negativo al material N (Fig. 8) se establece un flujo de portadores debido a que el potencial negativo empuja a los electrones del material N y el borne positivo hace lo mismo con los huecos del material P haciendo que se abata la barrera de potencial y los portadores puedan cruzar la unión produciéndose un flujo de corriente a través del semiconductor (hay que notar que mientras los electrones se mueven en un sentido, los huecos se desplazan en sentido opuesto). Esta corriente se incrementa rápidamente en una forma exponencial por lo que es necesario limitarla con una resistencia en serie para evitar que se dañe el cristal (Fig. 9).

UNION POLARIZADA INVERSAMENTE.

Si invertimos la fuente y ahora conectamos la terminal positiva al material N y la terminal negativa al material P como se muestra en la Fig. 10, los potenciales de los bornes de la batería atraen a los portadores móviles, dando por resultado que la barrera crezca y que la corriente que fluye a través del semiconductor sea mínima (Fig. 11). A esta corriente se le denomina corriente inversa y se debe a portadores minoritarios exclusivamente. Si se aumenta mucho la tensión inversa aplicada al semiconductor, la corriente aumenta considerablemente de repente. Esto se debe a que el campo exterior aplicado es muy grande y la red cristalina se destruye y el semiconductor se daña.

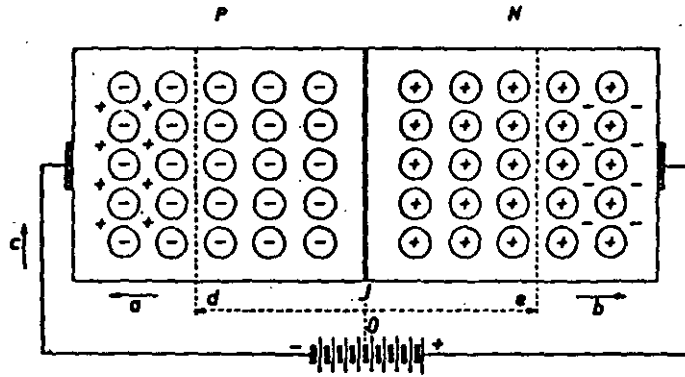


Fig. 10.- Unión polarizada inversamente

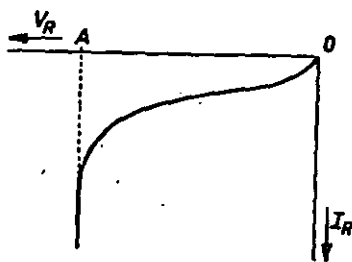


Fig. 11.- Característica I-V de la unión polarizada inversamente.

UNION DE AVALANCHA CONTROLADA.

Este tipo de unión se ha proyectado para el manejo de grandes transitorios de energía inversa sin peligro de destrucción de la red cristalina del semiconductor.

El efecto de avalancha es producido por la energía comunicada a los portadores al aplicarse una tensión inversa grande, que acelera a los portadores minoritarios que al chocar con los átomos fijos de la barrera producen pares electrón-hueco y como este efecto es acumulativo, la barrera de potencial desaparece y se establece un gran flujo de corriente a través de la unión que pasa rápidamente a un estado de alta conducción. La corriente inversa así producida debe limitarse a un valor apropiado con efecto de impedir un aumento considerable en la temperatura de la unión, esto se logra controlando la contaminación del cristal a valores bajos durante su fabricación.

DIODOS RECTIFICADORES.

Un rectificador semiconductor es: "Diodo de semiconductor diseñado para rectificación, con inclusión de todos sus elementos de refrigeración y montaje si forman parte integrante de él".

SIMBOLO.

En la Fig. 12 se muestra la representación simbólica del diodo. La orientación de la punta de la flecha indica la dirección de conducción de la corriente convencional. Además la flecha representa el ánodo del diodo y corresponde al material P de la unión P-N. La barra indica el cátodo del diodo y corresponde al material N de la unión P-N.

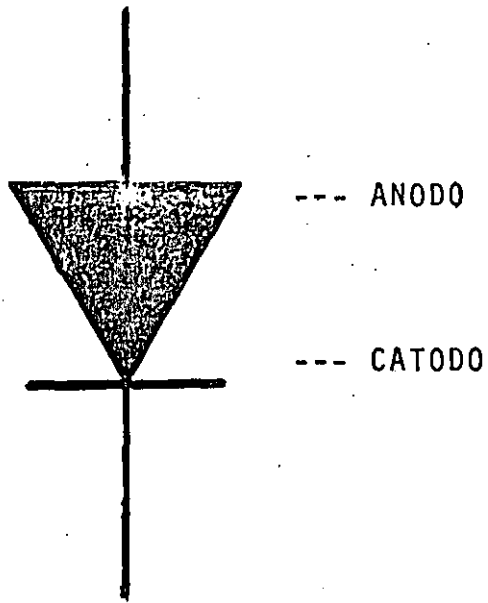


Fig.12.- Símbolo del Diodo

El comportamiento del diodo es el de las uniones estudiadas previamente y así, cuando se polariza directamente (más positivo el ánodo que el cátodo), conduce siguiendo la ley exponencial siguiente:

$$I_F = I_R \exp \left[\frac{V_F}{nV_T} \right]$$

Donde:

I_F - Corriente en el diodo polarizado directamente

I_R - Corriente inversa en el diodo

V_F - Caída de tensión en los bornes del diodo

V_T - Voltaje térmico dado por

$$V_T = \frac{K T}{q}$$

K - Constante de Boltzmann que es igual a: 1.381×10^{-23} J/°K

T - Temperatura en grados Kelvin

q - Carga del electrón igual a: 1.60×10^{-19} C

n - Constante empírica comprendida entre 1 y 2.

en tanto que cuando se polariza inversamente (más positivo el cátodo que el ánodo) la corriente es aproximadamente igual a I_R en tanto que la unión no entre en avalancha.

La Fig. 13 muestra el comportamiento del diodo en función de la polarización aplicada.

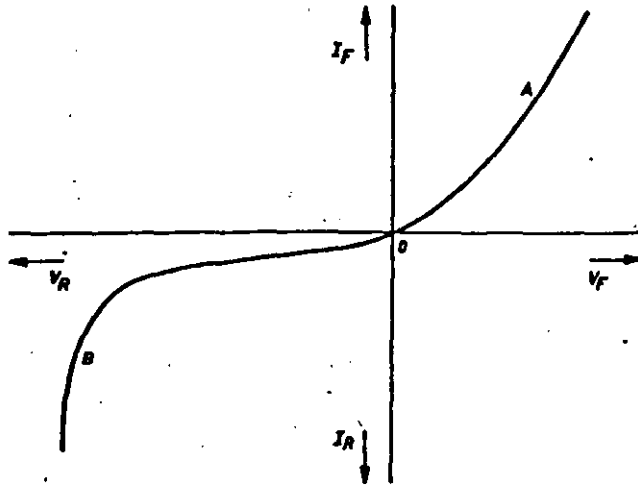
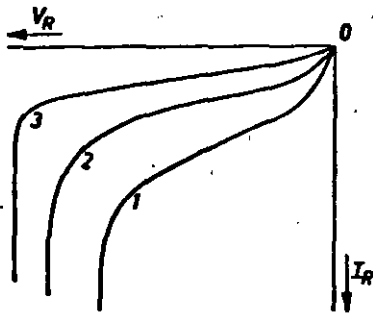


Fig. 13.- Característica I-V del diodo.



Característica de los diodos de
avalancha controlada polarizados
inversamente.

DIODO IDEAL.

De la curva característica I-V de la Fig. 13 se observa que si el diodo se polariza inversamente la corriente que fluye a través de él es la corriente inversa de saturación, la cual es muy pequeña, asimismo, cuando el diodo se polariza directamente, la corriente a través de él es considerable para caídas de tensión en el diodo de aproximadamente 1 volt.

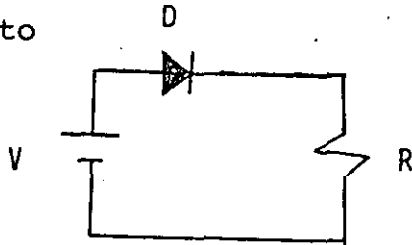
De las características señaladas, se puede proponer un modelo del diodo semiconductor, llamado el "diodo ideal", el cual presenta las siguientes características, si se polariza directamente se comporta como un corto circuito permitiendo el paso de la corriente a través de él presentando una caída de voltaje de cero volts entre el ánodo y el cátodo, si el diodo se polariza en inversa, el modelo ideal asume que se comporta como un circuito abierto y no fluye corriente a través del diodo. Por lo que el diodo ideal representa al diodo semiconductor como un interruptor abierto si se polariza inversamente (Fig. 14).

El diodo ideal es un modelo adecuado para el análisis de los circuitos que contienen diodos y para un diseño de primera aproximación.

A continuación se describe el uso del modelo ideal del diodo y se hace una comparación con el manejo de las ecuaciones reales.

D.C.

Sea el circuito



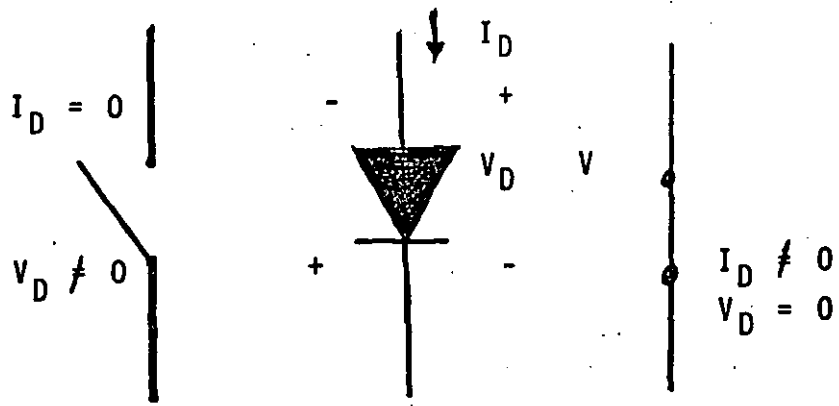


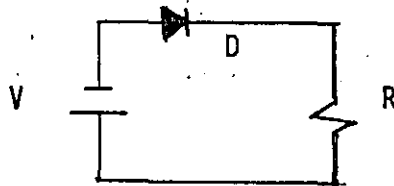
Fig.14.- Modelo ideal del diodo

Como el diodo queda polarizado directamente, el ánodo más positivo que el cátodo, se tiene:

$$I_D = \frac{V}{R}$$

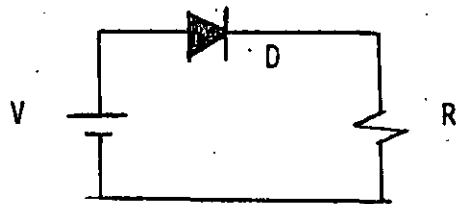
$$I_D = 5 \text{ A} \quad \text{y} \quad V_D = 0$$

Si la batería V se invierte como se muestra a continuación:



Ahora, el diodo queda polarizado inversamente y la corriente es cero pero $V_D = -V$.

Para comparar la diferencia que existe en hacer un análisis con el Diodo Ideal y con la ecuación real del diodo veamos el mismo ejemplo utilizando la ecuación real.



Del circuito

$$I = \frac{V - V_D}{R} \quad (1)$$

$$V_D = V_T \ln \left[I / I_s \right] \quad (2)$$

Para encontrar los valores de I_D y V_D hay que resolver el sistema de ecuaciones que forman la ecuación 1 (lineal) y la ecuación 2 que es una ecuación trascendental.

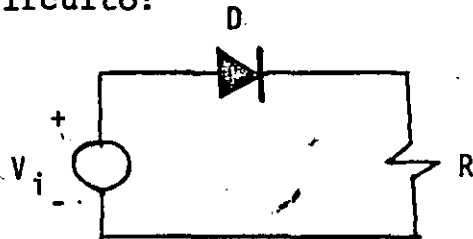
Para resolver este sistema se requiere utilizar algún método iterativo y suponer un valor para V_D en la ecuación 1, calcular I , después sustituir el valor I así obtenido en la ecuación 2 y obtener un nuevo valor para V_D , este nuevo valor se compara con el supuesto y si son iguales este es el resultado, si son diferentes se sustituye el último valor de V_D en la ecuación 1 y se calcula un nuevo valor para I que se sustituye en 2 donde se calcula nuevamente V_D y se compara con el valor anterior. Este proceso se repite hasta que son iguales el último valor calculado de V_D y el anterior y la corriente a través del diodo es aquella con la que se calculó el último valor de V_D .

Si en el circuito suponemos los siguientes datos para el diodo: $I_s = 10 \text{ E-12}$ y $T = 25^\circ\text{C}$, se obtiene:

$$I_D = 4.93 \text{ A}$$

$$\text{y } V_D = 0.69 \text{ V}$$

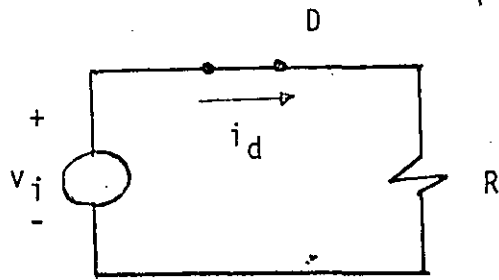
Si el voltaje aplicado es un voltaje de c.a. se tiene el siguiente circuito:



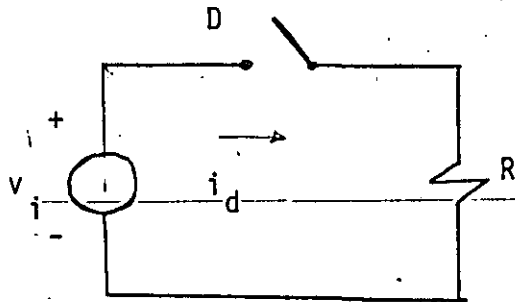
En el que $V_i(t) = V_M \text{ Sin } 2\pi f t$

Para el primer semiciclo, $V_i > 0$ y el diodo queda polarizado directamente, por lo que $i_d(t)$ esta dado por:

$$i_d(t) = \frac{V_M}{R} \text{ Sin } 2\pi f t$$



Para el segundo semiciclo $v_i(t) < 0$ lo que hace que el diodo se polarice inversamente y el diodo no conduzca por lo que $i(t) = 0$ y $v_d(t) = -V_M \text{ Sen } 2\pi f t$ como se muestra en la Fig. 15.



Si se emplea la ecuación real, el problema de cálculo se complica y es menester utilizar una computadora para realizar el análisis numérico del circuito con lo cual se obtiene una gráfica como la que se muestra en la Fig.16.

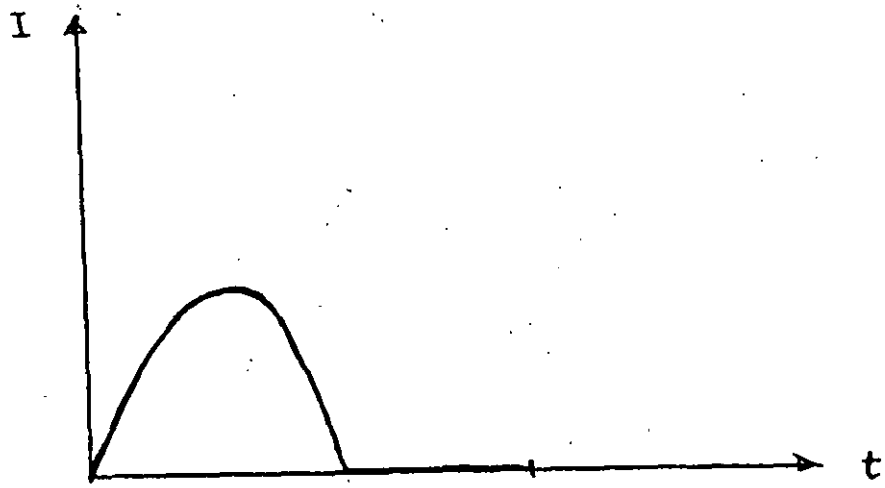


Fig. 15.- Corriente en el Diodo Ideal

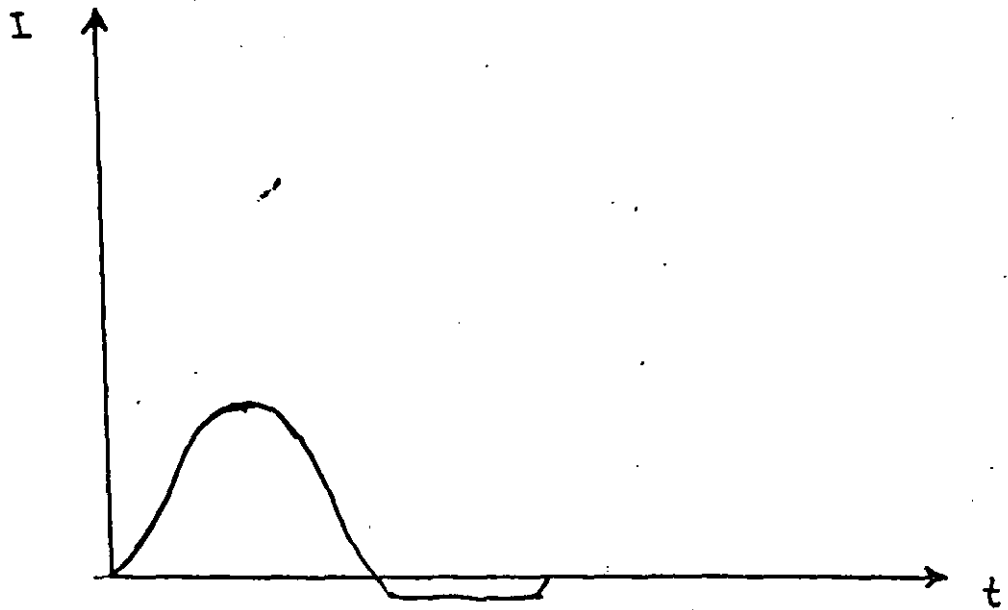


Fig. 16.- Corriente en el Diodo Real

2. CARACTERISTICAS Y ESPECIFICACIONES.

2.1 NOTACIONES.

A continuación presentamos los parámetros correspondientes a las características de funcionamiento de los diodos rectificadores; estos parámetros pueden agruparse en cinco categorías:

- a) Símbolos de corriente
- b) Símbolos de tensión
- c) Símbolos de potencia
- d) Símbolos térmicos
- e) Símbolos diversos

Símbolos de tensión

V_R	Tensión inversa continua
V_{RM}	Tensión inversa de pico
V_{RWM}	Tensión inversa de pico de trabajo
V_{RRM}	Tensión inversa de pico repetitiva
V_{RSM}	Tensión inversa de pico no repetitiva
$V_{(BR)R}$	Tensión de ruptura de avalancha inversa
V_F	Tensión directa continua
V_{ef}	Tensión eficaz

Símbolos de corriente

I_R	Corriente inversa
I_{RRM}	Corriente inversa de pico repetitiva
I_F	Corriente directa
I_{FAV}	Corriente directa media total
I_{FRM}	Corriente directa de pico repetitiva
I_{FSM}	Corriente directa de pico no repetitiva

Símbolos de potencia

P_D	Disipación de potencia
P_{tot}	Disipación total de potencia
P_{RAY}	Disipación de potencia inversa media
P_{RRM}	Disipación de potencia inversa media repetitiva
P_{RSM}	Disipación de potencia media inversa no repetitiva

Símbolos térmicos

R_{th}	Resistencia térmica
R_{thj-mb}	Resistencia térmica unión-base de montaje
R_{thmb-b}	Resistencia térmica base de montaje-radiador
$R_{thb-amb}$	Resistencia térmica radiador-ambiente
$R_{thj-amb}$	Resistencia térmica unión-ambiente

T_j	Temperatura de la unión
T_{mb}	Temperatura ambiente
T_{stg}	Temperatura de almacenamiento
T_b	Temperatura del radiador
T_w	Temperatura de funcionamiento

Símbolos varios

T_{int}	Tiempo de integración
f	Frecuencia
t_{pr}	Tiempo de recuperación directo
t_{rr}	Tiempo de recuperación inverso
C_u	Capacidad de la unión
Q_c	Carga de recuperación inversa
	Ciclo de trabajo
dv/dt	Velocidad del aumento de tensión
di/dt	Velocidad del aumento de corriente
A	Anodo
K	Cátodo

CARACTERISTICAS.

Las características de los diodos rectificadores se pueden dividir en tres clases:

- a) directas
- b) inversas
- c) dinámicas

2.2 CARACTERISTICAS DIRECTAS.

Las características de los diodos están definidas por curvas que representan la variación de la caída tensión entre el ánodo y el cátodo en función de la corriente que circula a través del diodo. Esta característica varía con la temperatura como se puede observar en la Fig. 17. En dicha figura se puede observar que a medida que aumenta la temperatura, para una corriente dada, la caída de tensión es menor con temperaturas altas de la unión. Con temperaturas altas la agitación molecular es grande y la ruptura de las uniones covalentes producen un número mayor de pares electrón-hueco, por lo cual se reduce la resistividad del cristal.

2.3 CARACTERISTICAS INVERSAS.

Las características inversas se refieren principalmente a la variación de la corriente inversa I_R en función del voltaje inverso aplicado cuando la temperatura de la unión es constante; o bien a la variación de la corriente inversa en función de la temperatura cuando el voltaje inverso aplicado es constante (Fig. 18).

18

En la Fig. se observa la variación de la corriente inversa en función de la temperatura y se puede observar que esta corriente aumenta cuando se incrementa la temperatura de la unión.

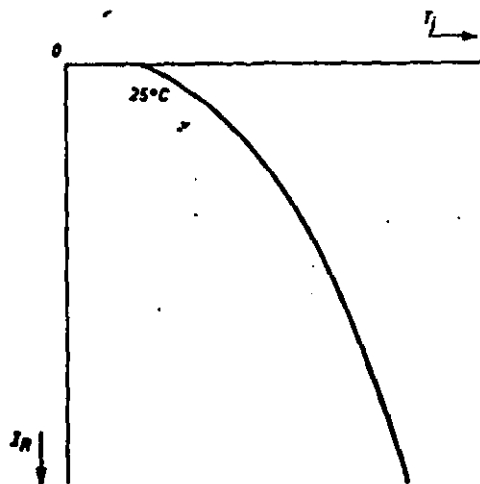


Fig. 36.

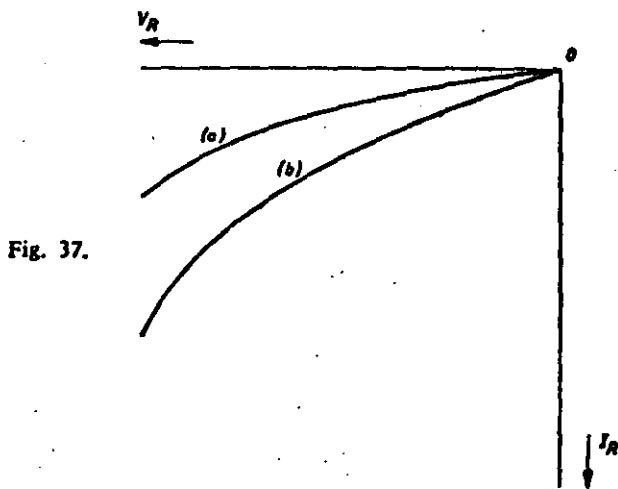


Fig. 37.

Fig. 18.- Variación de las características inversas del diodo en función de la temperatura.

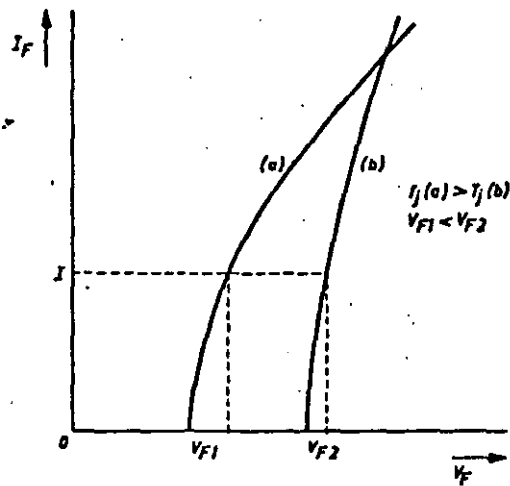


Fig. 17.- Variación de las características Directas del diodo en función de la temperatura.

Las razones son las mismas que originan una menor caída de tensión directa en altas temperaturas: la reducción de la resistividad aparente del cristal por la producción de mayor cantidad de portadores libres por efecto térmico.

2.4 CARACTERISTICAS DINAMICAS.

Las características dinámicas se refieren a valores transitorios de voltaje y corriente que en general son mayores que los especificados en las características directas ya que estos últimos hacen referencia a valores en corriente directa o bien a valores promedio con señal de 50 ó 60 Hz. Los dispositivos semiconductores pueden soportar voltajes y corrientes mucho mayores que los valores estáticos especificados cuando su duración es pequeña.

2.4.1 TENSIONES TRANSITORIAS.

Las redes de energía eléctrica en general y las industriales en particular, están sujetas a tensiones transitorias varias veces mayores que la tensión de pico correspondiente a la tensión senoidal eficaz para la cual fueron diseñadas. Estas tensiones transitorias, causadas por la conmutación o interrupción de cargas inductivas, desconexión de conmutadores, etc. poseen energías considerables, que los semiconductores deben soportar. Por eso, con una tensión eficaz dada, se calcula el valor pico inverso y se adopta un factor de seguridad de 2 ó 3 al elegir los componentes ya que los picos de tensión pueden alcanzar valores lo suficientemente altos para destruir los cristales (Fig.19).

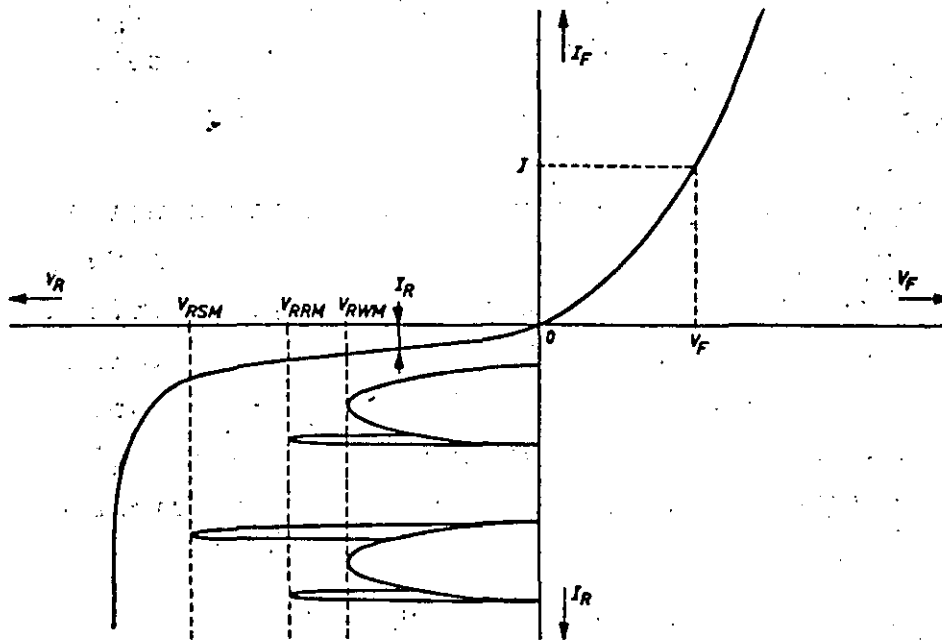


Fig. 19.- Características del diodo señalando sus diversos parámetros.

2.4.2 IMPULSOS DE CORRIENTE ACCIDENTAL.

En cuanto a las corrientes transitorias, se puede decir lo mismo que respecto a las tensiones. Un diodo rectificador puede soportar el paso de una corriente pico mucho mayor que aquella para la que fué diseñado, siempre y cuando su duración sea corta. Con cada dispositivo se proporcionan curvas de impulsos admisibles, que especifican la cantidad de ciclos durante los cuales puede tolerarse un valor de pico dado en régimen senoidal. En la fig. 20 se da la forma general de la corriente de impulso admisible.

El punto de partida I_{FSM} corresponde a un pico senoidal (por ejemplo una duración de 10 ms con una alimentación de 50 Hz). Se ve claramente que como la unión solo puede admitir una temperatura dada, la cantidad de impulsos admisibles disminuirá conforme crezca el valor de pico. En cualquier caso, la temperatura de la unión no debe exceder de un cierto valor, y este es el que determina la duración máxima admisible de las condiciones del impulso.

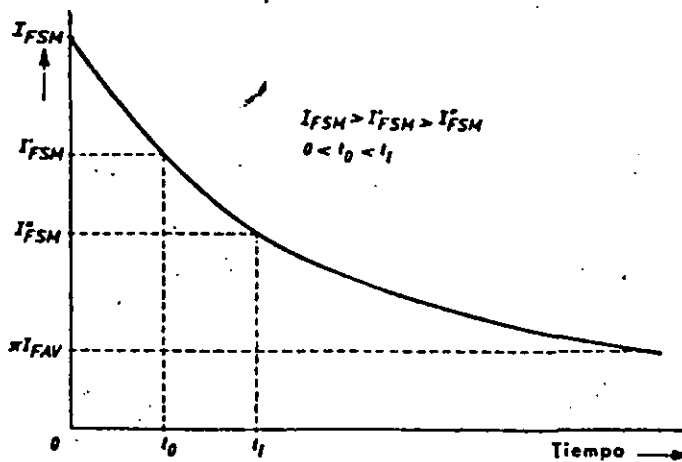


Fig. 20.- Respuesta del diodo a impulsos de corriente.

2.5 CARACTERISTICAS PUBLICADAS.

Las características eléctricas y mecánicas, así como todos los parámetros de los dispositivos semiconductores, se publican en formas de tablas más o menos complicadas.

A continuación se proporcionan las características publicadas de los diodos rectificadores de potencia de la serie BYX de Phillips.

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO.

Diodos de Silicio difundido, con cápsulas metálicas y aislamiento de cerámica, previstos para su aplicación como rectificadores de potencia. La serie consta de los tipos siguientes:

Polaridad Normal (perno-cátodo)

BYX 33-400, - 600, - 800, - 1000, - 1200 y BYX 33-1600

Polaridad Inversa (perno-cátodo)

BYX33-400R, -600R, -800R, -1000R, -1200R y BYX33-1600R

DATOS DE REFERENCIA RAPIDA

	BYX33	400 400R	600 600R	800 800R	1000 1000R	1200 1200R	1600 1600R
Tensión inversa de pico de trabajo	V_{RVM} max.	400	600	800	1000	1200	1200 V
Tensión inversa de pico repetitiva	V_{RRM} max.	400	600	800	1000	1200	1600 V

Corriente directa

media hasta $T_{mb} = 120^{\circ}\text{C}$ I_{PAV} max. 250 A
 refrigerado hasta $T_{mb} = 55^{\circ}\text{C}$ I_{PAV} max. 400 A

Corriente directa de pico no repetitiva ($t = 10$ ms) I_{PSM} max. 4000 A

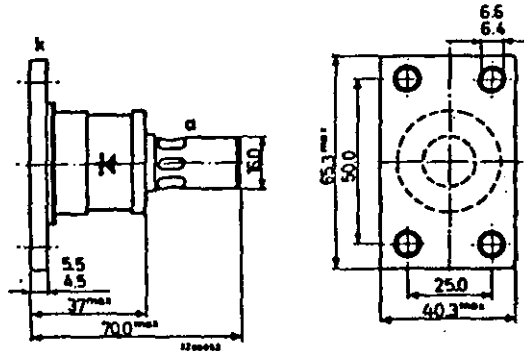
Temperatura de la unión T_j max. 190 °C

Resistencia térmica unión-base de montaje

$R_{th\ j-mb} = 0,2^{\circ}\text{C/W}$

CARACTERISTICAS MECANICAS

Dimensiones en mm



Peso neto: 230 g.

Polaridad normal (perno cátodo): círculo azul arriba.

Polaridad inversa (perno ánodo): círculo rojo arriba.

SERIE BYX 33

(Toda la información se refiere a frecuencias hasta 400 Hz.)

CARACTERISTICAS (Valores límites)

Tensiones ²	BYX-33	400	600	800	1000	1200	1600
		400R	600R	800R	1000R	1200R	1600R
Tensión inversa continua	V_R max.	400	600	800	1000	1200	1200 V
Tensión inversa de pico de trabajo	V_{AWW} max.	400	600	800	1000	1200	1200 V
Tensión inversa de pico repetitiva	V_{RRM} max.	400	600	800	1000	1200	1600 V
Tensión inversa de pico no repetitiva	V_{ASM} max.	450	650	900	1100	1300	1600 V

Corrientes

Corriente media directa (en un período de 20 ms)

refrigerado hasta $T_{mb} = 120^{\circ}\text{C}$ I_{FAV} max. 250 A

hasta $T_{mb} = 55^{\circ}\text{C}$ I_{FAV} max 400 A

Corriente directa (c.c.) I_F max. 625 A

Corriente directa de pico repetitiva I_{FRM} max. 2000 A

Corriente directa de pico no repetitiva (ver fig. 47) I_{FSM} max. 4000 A

Valor de I^2t para fusión ($t = 10$ ms) (ver fig. 47) I^2t max. 80000 A²s

Temperaturas

Temperatura de almacenamiento T_{sto} -55 a +200 °C

Temperatura de la unión T_j max. 190 °C

RESISTENCIA TERMICA

Entre unión y base de montaje $R_{th\ j-mb} = 0,2\ ^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Entre base de montaje y radiador sin compuesto $R_{th\ mb-r} = 0,07\ ^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Entre base de montaje y radiador con compuesto (Dow Corning 340) $R_{th\ mb-r} = 0,03\ ^{\circ}\text{C}/\text{W}$

VALORES NOMINALES

Tensión directa con $I_F = 1250$ A; $T_j = 190\ ^{\circ}\text{C}$ $V_F < 1,8\ \text{V}^*$

Corriente inversa con $T_j = 175\ ^{\circ}\text{C}$

BYX33-400(R) : $V_R = 400$ V $I_R < 50$ mA

BYX33-600(R) : $V_R = 600$ V $I_R < 42$ mA

BYV33-800(R) : $V_R = 800$ V $I_R < 32$ mA

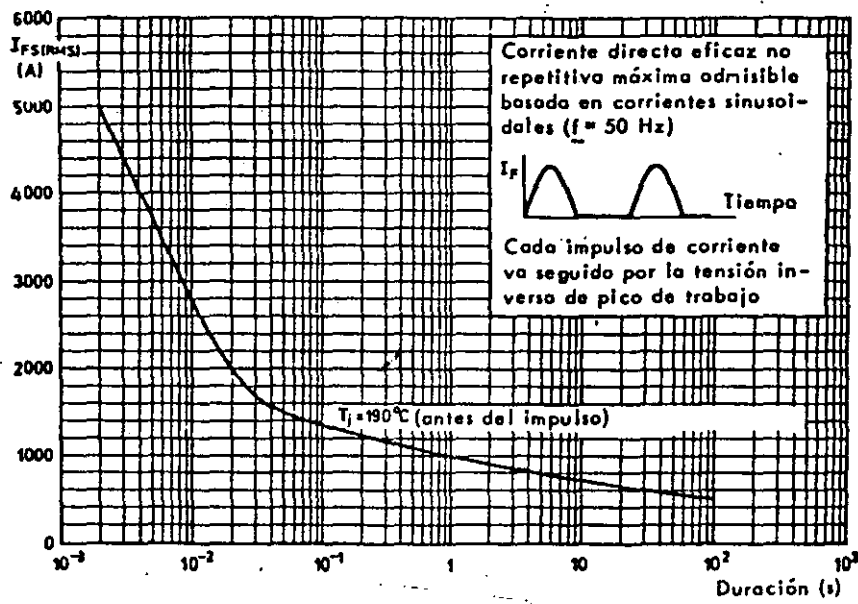
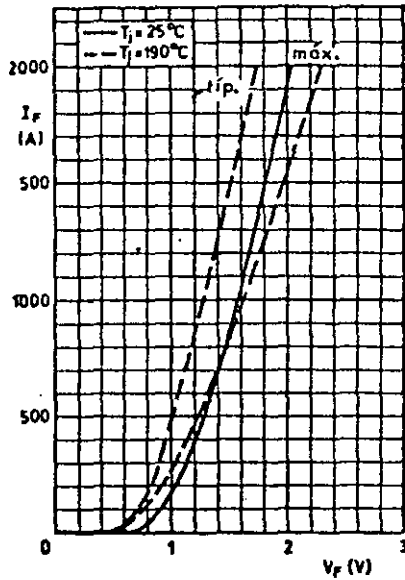
BYX33-1000(R) : $V_R = 1000$ V $I_R < 25$ mA

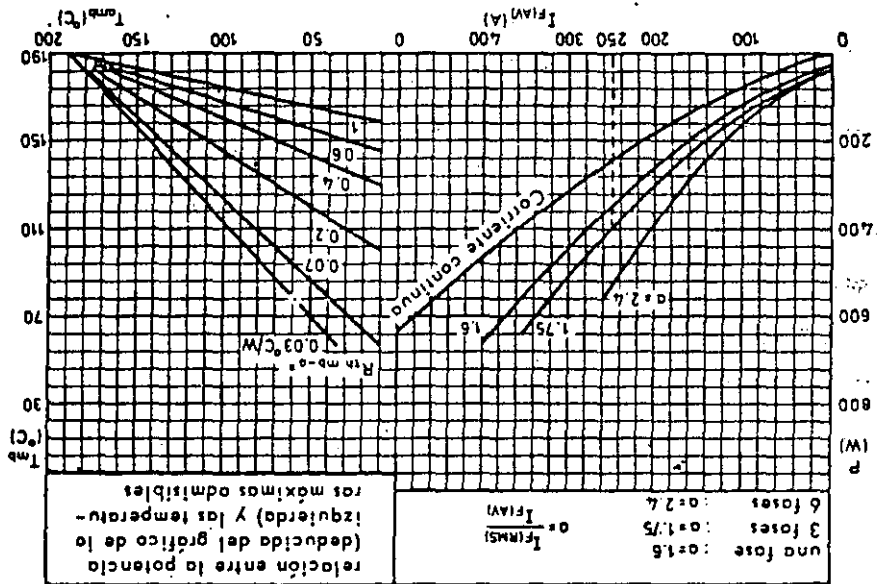
BYX33-1200(R) : $V_R = 1200$ V $I_R < 20$ mA

BYX33-1600(R) : $V_R = 1200$ V $I_R < 20$ mA

* Medida en condiciones de impulso, para evitar una disipación excesiva.

DIODOS RECTIFICADORES





RECTIFICADORES.

3.1 ARREGLOS DE DIODOS.

La función principal de los diodos semiconductores en la Electrónica de Potencia es la de rectificar la señal de alterna de la línea para convertirla en corriente directa pulsante, la cual se utiliza para alimentar los sistemas de corriente directa.

Dentro de los diferentes arreglos de diodos se tienen fundamentalmente dos tipos:

- a) El "más positivo" (Y)
- b) El "más negativo" (O)

El arreglo "más positivo" consiste en una conexión de q diodos con sus cátodos unidos al mismo punto: en cada instante, la salida U_c es igual a la más positiva de todas las tensiones de entrada. Este arreglo forma una compuerta analógica Y. Fig. .

Durante el intervalo de tiempo en que V_1 es mayor que V_2, V_3, \dots, V_q , conduce el diodo D_1 solamente.

- haciendo U_c igual a V_1 si se desprecia la caída en D_1 .
- y bloqueando, a los demás diodos

$$V_{D_2} = V_2 - U_c = V_2 - V_1 < 0$$

$$V_{D_3} = V_3 - U_c = V_3 - V_1 < 0 \text{ Etc.}$$

Si, ahora V_2 es la mayor de las q tensiones, conduce el diodo D_2 y los demás quedan bloqueados.

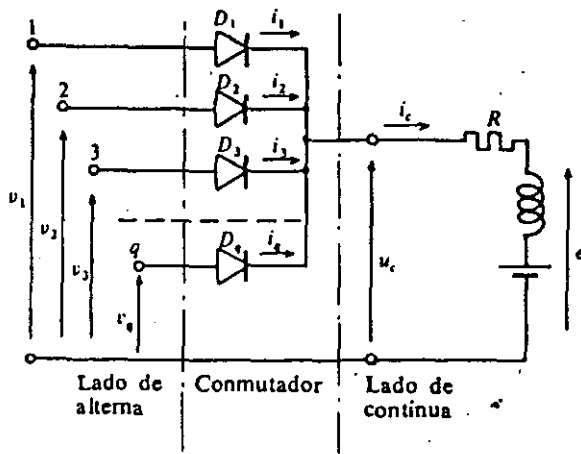


Fig. 21.- Arreglo "más positivo" o compuerta analógica Y

Por lo tanto, el diodo conductor es el que está unido a la entrada más positiva en cada instante.

Observación:

Para que un diodo conduzca es necesario que la corriente vaya del ánodo al cátodo, lo que requiere una polarización directa en él; así cuando $V_1 > V_2, V_3 \dots V_q$ si D_1 conduce

$$i_c = i_1 = \frac{V_1 - e}{R}$$

D_1 no puede conducir si e es mayor que V_1 .

Si existen intervalos de tiempo en los que la mayor de las tensiones es inferior a e , durante estos intervalos no puede conducir ningún diodo y U_c es igual a e . Se dice que en este caso se tiene un régimen de conducción discontinua en contraste con el régimen de conducción continua en el que siempre hay un diodo en conducción.

El arreglo "más negativo" está formado por un conjunto de diodos con sus ánodos unidos, Fig. 22. En este arreglo el diodo que conduce es aquel al que se le aplica la tensión más negativa a su cátodo, la tensión de salida es, en cada instante, igual a la más negativa de las tensiones de entrada aplicadas.

Durante el intervalo de tiempo en que V_1 es más negativa que las demás entradas, el diodo que conduce es D_1 haciendo a U_c igual a V_2 bloqueando a los demás diodos.

$$V_{D'_2} = U_c - V_2 = V_1 - V_2 < 0$$

$$V_{D'_3} = U_c - V_3 = V_1 - V_3 < 0, \text{ Etc...}$$

Observaciones:

Durante el intervalo en que conduce D'_1 , la corriente que fluye a través de este diodo es:

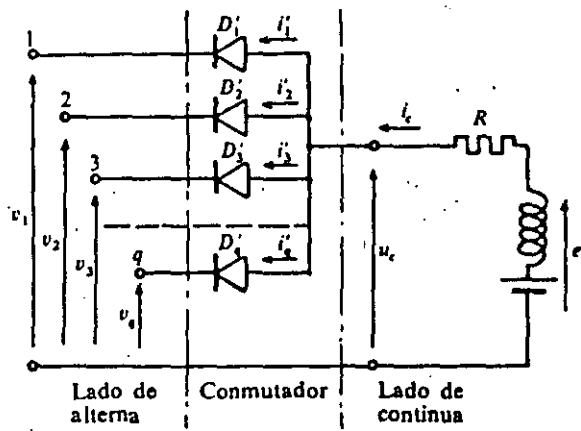


Fig. 22.- Arreglo "más negativo" o compuerta analógica 0

$$i_c = i_1 = \frac{e - V_1}{R}$$

Para que efectivamente conduzca D_1 es necesario que e sea mayor que V_1 . Si en algún instante, e fuera menor que todos los demás voltajes aplicados a las entradas, ningún diodo conduciría y se tendría un régimen de conducción discontinua.

3.2 DIFERENTES TIPOS DE RECTIFICADORES.

Para obtener una tensión continua, se rectifica un conjunto de q tensiones alternas senoidales que forman un sistema polifásico equilibrado. Estas tensiones las suministra una red monofásica o, en la mayoría de los casos una red trifásica normalmente a través de un transformador.

Los semiconductores, agrupados en conjuntos de conmutación ('más positivos') ó 'más negativos') efectúan una conmutación, es decir modifican periódicamente las conexiones entre los bornes donde aparecen las tensiones alternas y aquellos donde se recoge la tensión rectificada.

De acuerdo a la forma como se conectan los transformadores al grupo de diodos se pueden clasificar los rectificadores en:

- Rectificadores de conmutación paralela (P).
- Rectificadores de conmutación paralela doble (PD).
- Rectificadores de conmutación serie (S).

3.2.1 RECTIFICADORES DE CONMUTACION PARALELO

En este tipo de rectificador, se conectan las q fases en estrella. Gracias a los q diodos, el borne M está unido en cada instante al borne más positivo $1, 2, \dots, q$. La tensión rectificada U_c se toma entre M y el punto neutro N.

La Fig. 23 representa al rectificador P3 donde:

P - indica que el rectificador es tipo paralelo

3 - indica que tiene 3 fases:

$$U_c = V_1 \quad \text{si } V_1 > V_2 \text{ y } V_3$$

$$U_c = V_2 \quad \text{si } V_2 > V_3 \text{ y } V_1$$

$$U_c = V_3 \quad \text{si } V_3 > V_1 \text{ y } V_2$$

En este tipo de rectificadores existe una sola conmutación cada vez.

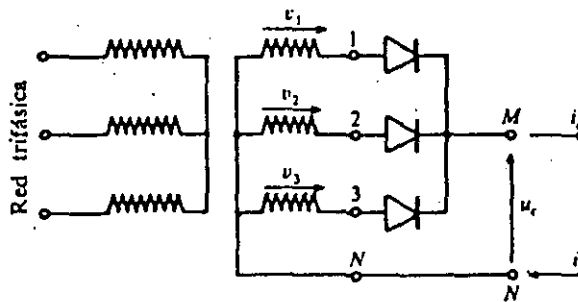


Fig. 23 Rectificador P3

3.2.2 RECTIFICADORES DE CONMUTACION PARALELA DOBLE.

En este tipo de rectificadores, los q devanados donde se encuentran las q tensiones alternas V_1, V_2, \dots, V_q , se conectan también en estrella, pero se utilizan $2q$ diodos.

El primer grupo de diodos, formado por D_1, D_2, \dots, D_q forma un grupo conmutador 'más positivo', uniendo el punto M con el borne más positivo. El segundo grupo, D'_1, D'_2, \dots, D'_q forma un grupo 'más negativo', ya que sus ánodos están unidos y conectados al borne N y conecta el punto M al voltaje más negativo

aplicado en cada instante. La tensión rectificada U_c , medida entre M y N, es, en cada momento, igual a la diferencia entre la más positiva y la más negativa de las tensiones alternas aplicadas. Existe una doble conmutación cada vez.

La Fig. 24 representa un rectificador PD3.

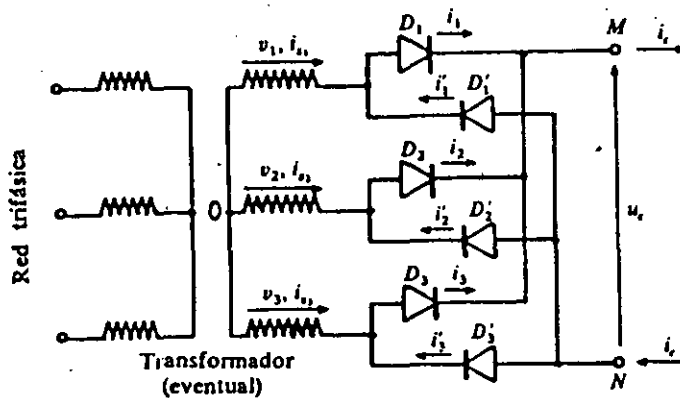


Fig. 24 Rectificador PD3.

Cuando $V_1 > V_3 > V_2$, D_1 y D'_2 conducen, $U_c = V_1 - V_2$

Cuando $V_1 > V_2 > V_3$, D_1 y D'_3 conducen, $U_c = V_1 - V_3$

Cuando $V_2 > V_1 > V_3$, D_2 y D'_3 conducen, $U_c = V_2 - V_3$

Cuando $V_2 > V_3 > V_1$, D_2 y D'_1 conducen, $U_c = V_2 - V_1$

Etc.

3.2.3 RECTIFICADORES DE CONMUTACION SERIE.

En este tipo de rectificadores, los bornes del transformador que alimenta a los diodos se conecta en polígono (la suma de q tensiones en un sistema equilibrado es nula). En este caso

existen $2q$ diodos, q con los cátodos unidos al borne M y q con los ánodos unidos al borne N.

La Fig. 25 muestra las 6 fases del secundario de un transformador trifásico - hexafásico, agrupados en polígono y los dos grupos de diodos que unen a M y a N a los bornes más positivo y más negativo respectivamente.

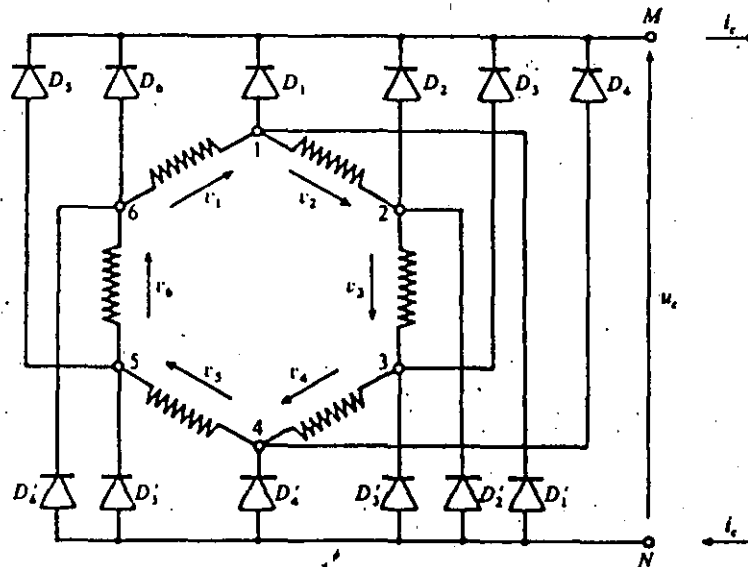


Fig. 25.- Rectificador de conmutación serie

En este rectificador, en cada instante tres de las seis tensiones son positivas, mientras que las restantes son negativas.

Durante los intervalos en que V_5 , V_6 y V_1 son positivas y V_2 , V_3 y V_4 negativas, el potencial en el punto 5 es mayor que el de 4, el de 6 mayor que el de 5 y el de 1 mayor que el de 6. Sin embargo, 2 es más negativo que 1, 3 que 2 y 4 que 3. El punto más positivo es 1, por lo que D_1 conduce; el punto más negativo es 4, por consiguiente D_4 conduce.

La tensión rectificada es entonces

$$U_c = V_5 + V_6 + V_1 - (V_2 + V_3 + V_4)$$

Después de un sexto de período, V_6 , V_1 y V_2 son positivos y V_3 , V_4 y V_5 negativos; los diodos que conducen son D_2 y D'_5 .

$$U_c = V_6 + V_1 + V_2 = - (V_3 + V_4 + V_5), \text{ Etc...}$$

Este tipo de arreglo proporciona en cada instante la suma de las tensiones positivas, como la tensión rectificada de salida entre los bornes M y N.

3.3 METODO DE ESTUDIO DE LOS RECTIFICADORES.

Para estudiar los rectificadores es conveniente hacerlo por pasos:

1. Estudio de tensiones.
2. Estudio de corrientes.
3. Estudio de caídas de tensión.
4. Funcionamiento en corto circuito.

El estudio de tensiones consiste en obtener el voltaje rectificado del circuito en vacío (sin carga) U_{CO} y la tensión in

versa máxima en los bornes de los diodos.

El estudio de las corrientes consiste en obtener las corrientes en los diodos despreciando las caídas de tensión en los mismos; estas corrientes se obtienen a partir de la corriente suministrada al lado continuo. En seguida se deduce la corriente en los devanados secundario y primario y finalmente por línea.

El estudio de las caídas de tensión consiste en que con las corrientes obtenidas, se pueden calcular todas las caídas en los elementos del circuito (U_c), estas caídas se deben a las resistencias, a las reactancias y a la caída interna de los diodos.

El estudio del funcionamiento en corto circuito permite conocer las peores condiciones de operación a que se ven sometidos los diodos y el transformador, con lo que se pueden proponer las protecciones necesarias para un buen funcionamiento.

Con los pasos anteriores se pueden seleccionar adecuadamente los elementos de un rectificador.

En la Electrónica de Potencia se usan circuitos de bajo rizado y debido a que la carga tiene una cierta reactancia, la corriente es aún menos rizada.

De esta manera, se puede efectuar el estudio general suponiendo que la corriente rectificadora es rigurosamente constante, con lo que su valor instantáneo i_c es igual al valor promedio I_c .

4. LOS RECTIFICADORES DE CONMUTACION PARALELA.

Entre estos rectificadores se tienen los más comunes como son el rectificador monofásico P2 Fig.26 .

A partir de la línea de alimentación monofásica y gracias a un transformador con derivación central, se obtienen dos tensiones, V_1 y V_2 iguales y defasadas π radianes. Estas tensiones se rectifican con 2 diodos de conmutación paralela.

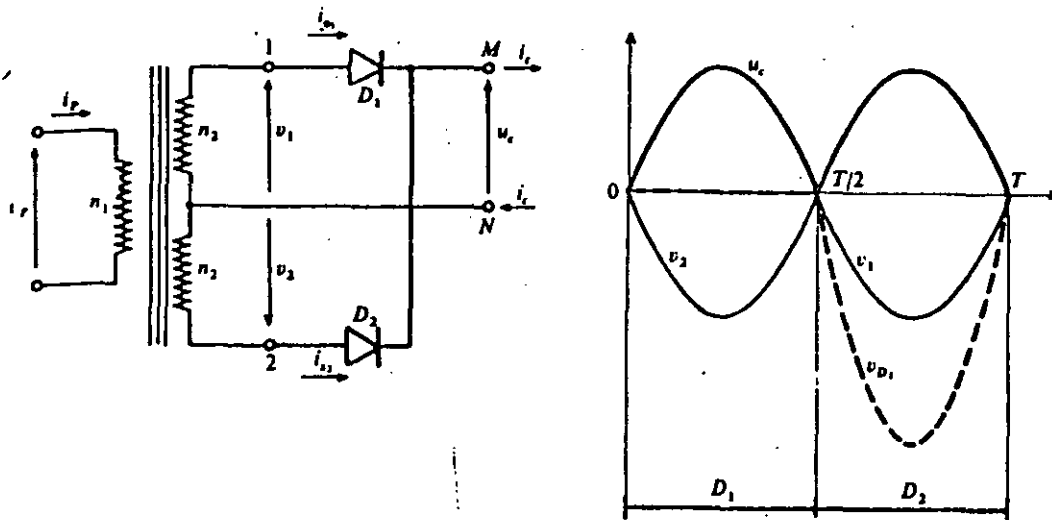


Fig. 26.- Rectificador P2

En el circuito de la Fig. 26 se tiene:

$$\text{Si } V_1 = V_m \text{ sen } \omega t = - V_2$$

para $0 < t < T/2$,

se tiene que: $V_1 > V_2$

y D_1 conduce

por lo tanto:

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

$$V_{D_2} = V_2 - U_c = - 2 V_m \text{ sen } \omega t$$

para $T/2 < t < T$,

$$V_2 > V_1$$

y D_2 conduce:

por lo tanto:

$$U_c = V_2 = -V_m \text{ sen } w t$$

$$V_{D_1} = V_1 - U_c = 2 V_m \text{ sen } w t$$

Otro rectificador de conmutación paralela de uso común es el rectificador trifásico P3 que se muestra en la Fig. 27 .

Para este circuito, se tiene que:

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

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

$$y \quad V_3 = V_m \text{ sen } (w t - \frac{4}{3} \pi)$$

Para $T/12 < t < 5 T/12$

se tiene que:

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

y D_1 conduce

por lo tanto:

$$U_c = V_1$$

$$V_{D_2} = V_2 - V_1$$

$$y \quad V_{D_3} = V_3 - V_1$$

Para $5T/12 < t < 9T/12$,

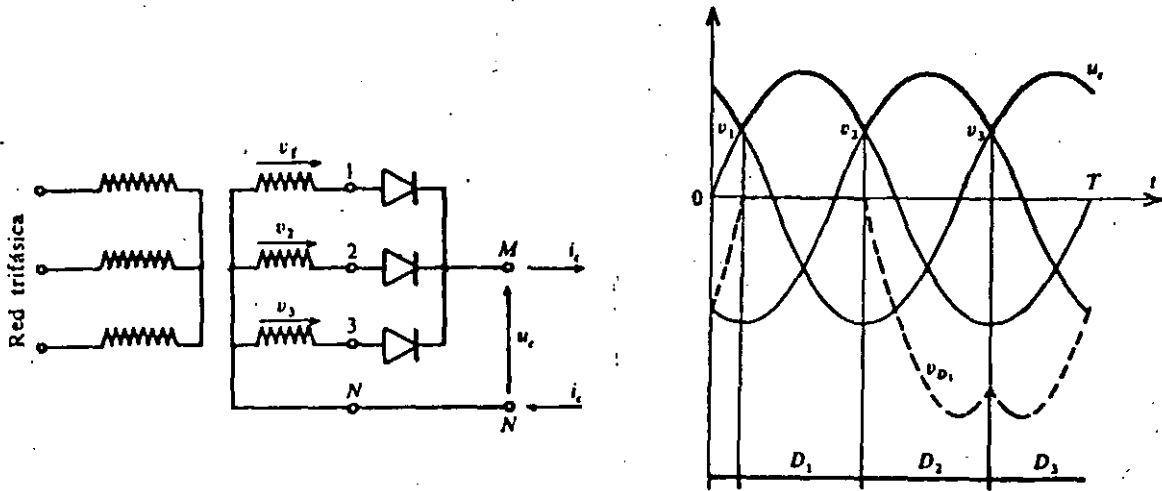


Fig. 27.- Rectificador P3 y sus formas de onda

D_2 conduce
 y $U_c = V_2$
 $V_{D_1} = V_1 - V_3$
 y $V_{D_2} = V_2 - V_3$

La tensión rectificada está formada por tres fragmentos simétricos de senoide por cada período.

Para reducir el rizado de la tensión U_c , se puede aumentar el número de fases q , por ejemplo en el rectificador P6, se rectifican las seis tensiones del secundario de un transformador trifásico-hexafásico (Fig.28).

Durante cada intervalo de duración $T/6$, la tensión U_c es igual al voltaje mayor de cada una de las seis tensiones del secundario.

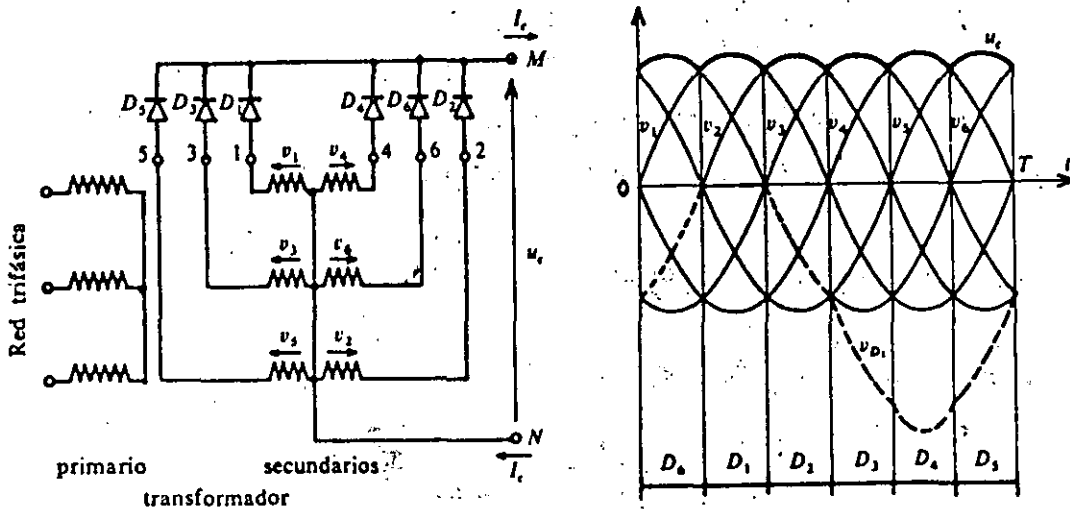


Fig. 28 Rectificador P6

La tensión en el diodo D_1 es igual a

$$\begin{aligned} V_1 - V_1 &= 0 && \text{cuando } D_1 \text{ conduce} \\ V_1 - V_2 &&& \text{cuando } D_2 \text{ conduce} \\ V_1 - V_3 &&& \text{cuando } D_3 \text{ conduce, etc.} \end{aligned}$$

4.1 ESTUDIO DE LAS TENSIONES

4.1.1. TENSION RECTIFICADA

De una forma general, cuando se rectifican q tensiones en un período T , la tensión rectificada U_c está formada por q fragmentos simétricos de senoide por cada período T . Por lo que el período de U_c es T/q .

Durante el intervalo

$$\frac{T}{4} - \frac{T}{2q} < t < \frac{T}{4} + \frac{T}{2q}$$

La tensión es igual a $V_1 = V_m \text{ sen } \omega t$, donde V_1 es la mayor de las tensiones aplicadas (q tensiones alternas).

c) Cálculo del Valor Medio.

El valor medio U_{co} de la tensión u_c , está dado por:

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

se encuentra que es igual a

$$U_{co} = \frac{q}{\pi} V_m \text{ sen } \frac{\pi}{q}$$

La tensión en el diodo D_1 es igual a

$$\begin{aligned} V_1 - V_1 &= 0 && \text{cuando } D_1 \text{ conduce} \\ V_1 - V_2 & && \text{cuando } D_2 \text{ conduce} \\ V_1 - V_3 & && \text{cuando } D_3 \text{ conduce, etc.} \end{aligned}$$

4.1. ESTUDIO DE LAS TENSIONES

4.1.1. TENSION RECTIFICADA

De una forma general, cuando se rectifican q tensiones en un período T , la tensión rectificada U_c está formada por q fragmentos simétricos de senoide por cada período T . Por lo que el período de U_c es T/q .

Durante el intervalo

$$\frac{T}{4} - \frac{T}{2q} < t < \frac{T}{4} + \frac{T}{2q}$$

La tensión es igual a $V_1 = V_m \text{ sen } \omega t$, donde V_1 es la mayor de las tensiones aplicadas (q tensiones alternas).

c) Cálculo del Valor Medio.

El valor medio U_{co} de la tensión u_c , está dado por:

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

se encuentra que es igual a

$$U_{co} = \frac{q}{\pi} V_m \text{ sen } \frac{\pi}{q}$$

b) Factor de ondulación.

El factor de ondulación se define por la relación

$$K_0 = \frac{u_{c \max} - u_{c \min}}{2 U_{c0}}$$

Durante su período $T/4 - T/2q$, $T/r + T/2q$, U_c es máximo en la mitad de este intervalo y mínimo en sus extremos

$$u_{c \max} = V_m$$

$$u_{c \min} = V_m \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{2} \pm \frac{\pi}{q} \right) = V_m \cos \frac{\pi}{q}$$

Así

$$K_0 = \frac{\pi}{2q} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{q}}{\operatorname{sen} \frac{\pi}{q}}$$

c) Desarrollo en serie

El desarrollo en serie de la tensión U_c incluye, además de U_{c0} , términos senoidales de pulsación $q w$, $2qw$, y, de forma general, Kqw .

Si tomamos como origen de tiempos el paso por un máximo

$$u_c = U_{c0} \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{-2(-1)^k}{K^2 q^2 - 1} \cos Kq\omega t \right)$$

lo que da

para $q = 2$ ($K_0 = 0,79$),

$$u_c = U_{co}(1 + 0,67 \cos 2 \omega t - 0,13 \cos 4 \omega t + 0,057 \cos 6 \omega t \dots)$$

para $q = 3$ ($K_0 = 0,30$),

$$u_c = U_{co}(1 + 0,25 \cos 3 \omega t - 0,057 \cos 6 \omega t + 0,025 \cos 9 \omega t \dots)$$

para $q = 6$ ($K_0 = 0,07$),

$$u_c = U_{co}(1 + 0,057 \cos 6 \omega t - 0,014 \cos 12 \omega t + 0,0062 \cos 18 \omega t \dots)$$

para $q = 12$ ($K_0 = 0,017$),

$$u_c = U_{co}(1 + 0,014 \cos 12 \omega t - 0,0035 \cos 24 \omega t + 0,0015 \cos 36 \omega t \dots)$$

para $q = 18$ ($K_0 = 0,0075$),

$$u_c = U_{co}(1 + 0,0062 \cos 18 \omega t - 0,0015 \cos 36 \omega t + 0,0007 \cos 54 \omega t \dots)$$

Observación:

El rizado de la tensión rectificadora sólo depende del número de fragmentos de senoide que la componen durante cada período T de las tensiones rectificadas. Este número es el llamado orden de la tensión rectificadora.

Todas las tensiones del mismo orden, cualquiera que sea el montaje que las produce, tienen el mismo factor de rizado y desarrollo en serie.

4.1.2 TENSION INVERSA.

La tensión en los bornes del diodo D_1 , vale sucesivamente:

$$V_1 - V_1, V_1 - V_2 \dots V_1 - V_q$$

La tensión inversa máxima corresponde al valor máximo de estas diferencias.

Si q es par, la tensión más alejada a $V_1 = V_m \text{ sen } \omega t$ es

$$v_{\frac{q}{2}+1} = -V_m \text{ sen } \omega t.$$

La diferencia $v_1 - v_{\frac{q}{2}+1}$, igual a $2 V_m \text{ sen } \omega t$, pasa por el valor máximo negativo para $\omega t = 3\pi/2$ y vale en este momento $-2V_m$. La tensión inversa máxima aplicada a los diodos es, pues.

$$v_{i \text{ max}} = 2 V_m$$

Si q es impar, las dos tensiones más alejadas de V_1 son $v_{\frac{q+1}{2}}$ y $v_{\frac{q+3}{2}}$

$$v_1 - v_{\frac{q+1}{2}} = V_m \text{ sen } \omega t - V_m \text{ sen} \left(\omega t - \frac{q-1}{2} \frac{2\pi}{q} \right) = 2 V_m \cos \frac{\pi}{2q} \text{ sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{2q} \right)$$
$$v_1 - v_{\frac{q+3}{2}} = V_m \text{ sen } \omega t - V_m \text{ sen} \left(\omega t - \frac{q+1}{2} \frac{2\pi}{q} \right) = 2 V_m \cos \frac{\pi}{2q} \text{ sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{2q} \right).$$

La tensión inversa pasa por dos máximos en cada período para $\omega t = 3\pi/2 - \pi/2q$ y $\omega t = 3\pi/2 + \pi/2q$.

Finalmente:

$$v_{i \text{ max}} = 2 \cos \frac{\pi}{2q} V_m$$

4.2 ESTUDIO DE LAS CORRIENTES.

4.2.1. CORRIENTE EN LOS DIODOS.

Si el circuito rectificador proporciona una corriente constante I_C (carga inductiva), cada diodo garantiza el paso de I_C durante el intervalo de duración T/q en que es conductor.

De aquí se obtienen los valores máximo, medio y eficaz de la corriente en cada uno de los q diodos.

$$i_{\max} = I_C, \quad i_{\text{med}} = \frac{I_C}{q}, \quad I = \frac{I_C}{\sqrt{q}}$$

4.3 CAIDA DE TENSION EN FUNCIONAMIENTO NORMAL.

Las impedancias de los elementos del rectificador y las de su red de alimentación hacen que al aumentar la corriente continua I_C , la tensión media rectificada U_C , disminuya.

Al principio de la característica $U_C(I_C)$ es decir entre el funcionamiento en vacío y a plena carga, la caída de tensión total U_C es normalmente débil con relación a la tensión en vacío U_{C0} . Esto permite calcular U_C con buena aproximación.

- tomando como caída la tensión U_C la suma de las caídas de tensión valoradas por separado,
- calculando cada caída de tensión parcial sin tener en cuenta los fenómenos que dan lugar a las demás caídas.

La caída de tensión total se obtiene al sumar:

- la caída debida a las reactancias $\Delta_1 U_C$
- la caída debida a las resistencias $\Delta_2 U_C$
- la caída debida a los diodos $\Delta_3 U_C$

Escribimos

$$U_c = U_{c0} - \Delta U_c$$

donde:

$$\Delta U_c = \Delta_1 U_c + \Delta_2 U_c + \Delta_3 U_c$$

En los rectificadores de alta potencia la caída más importante la provocan las reactancias.

4.3.1 CAIDA EN LAS REACTANCIAS.

La caída producida por las reactancias se debe principalmente a que los diodos no conmutan en el momento adecuado y que en ocasiones se tiene más de un diodo en conducción con lo que la tensión promedio de los dos diodos conduciendo es la que aparece en la carga. Así, por ejemplo si en vez de conducir solamente D₂ conducen D₁ y D₂, el voltaje en la carga $\frac{V_1 + V_2}{2}$ y no V₂. La caída de tensión media está dada por:

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} N_2 \omega I_c$$

La caída de tensión que se produce durante la conmutación es proporcional a la intensidad I_c, a la reactancia N₂W y también al número de fases q.

4.3.2 CAIDA DE TENSION EN LAS RESISTENCIAS.

La caída de tensión en las resistencias $\Delta_2 U_c$ de la tensión rectificadora se debe a la expresión de las pérdidas por efecto Joule,

$$P_s = q r_2 I_s^2 + q_1 r_1 I_p^2 + q_1 r_1' J_p^2$$

donde:

q y q_1 son el número de fases en el secundario y en el primario respectivamente.

r_2, r_1 y r'_1 son las resistencias por fase del secundario del transformador, del primario y de la red.

I_s, I_p (y J_p), intensidades eficaces.

Esta expresión se puede reducir a

$$P_j = R_c I_c^2$$

donde I_c es la corriente continua y R_c la resistencia del montaje vista en el lado del secundario; el valor de $\Delta_2 U_c$ está dado por:

$$\Delta_2 U_c = R_c I_c = \frac{P_j}{I_c}$$

Aplicación a los rectificadores P2 y P3

- Rectificador P2

$$q = 2, \quad q_1 = 1, \quad I_s = \frac{I_c}{\sqrt{2}}, \quad I_p = \frac{n_2}{n_1} I_c.$$

$$P_j = 2 r_2 \frac{I_c^2}{2} + (r_1 + r'_1) \left(\frac{n_2}{n_1} I_c \right)^2.$$

$$\Delta_2 U_c = \left[r'_1 + (r_1 + r'_1) \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c.$$

- Rectificador P3

$$q_1 = q = 3, \quad I_s = \frac{I_c}{\sqrt{3}}, \quad I_p = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{n_2}{n_1} I_c, \quad \left(J_p = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{n_2}{n_1} I_c \right).$$

a) Para conexión en estrella

$$\Delta_2 U_c = \left[r_2 + \frac{2}{3} (r_1 + r'_1) \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c.$$

b) Para conexión en Delta

$$\Delta_2 U_c = \left[r_2 + \left(\frac{2}{3} r_1 + 2 r_1' \right) \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c$$

4.3.3 CAIDA DEBIDA A LOS DIODOS.

La caída de tensión debida a los diodos es la que presentan éstos en estado de conducción y se lee en las curvas para la corriente I_c que fluye a través de él, por lo tanto:

$$\Delta_3 U_c = (u)_{I_c}$$

4.4 FUNCIONAMIENTO EN CORTO CIRCUITO.

En funcionamiento normal, las impedancias de los elementos del circuito causan pérdidas y son no deseables, sin embargo, en caso de producirse un cortocircuito, estas impedancias son las que limitan la corriente de corto circuito.

Como primer aproximación, se calcula la corriente de corto circuito teniendo en cuenta únicamente las reactancias $X_L = N_S X$ que son las reactancias de las bobinas de los devanados del secundario del transformador.

4.4.1 CORRIENTE DE CORTO CIRCUITO.

Quando los bornes M y N se unen directamente, como se muestra en la Fig. 29, cada bobina del secundario está en corto circuito a través de un diodo.

Para la fase 1, se tiene:

$$N S_1 \frac{di_{s1}}{dt} = V_1 \Rightarrow V_m \text{ sen } \omega t$$

La corriente i_{s1} está dada por:

$$i_{s1} = \frac{V_m}{N S_1 \omega} (1 - \cos \omega t)$$

El valor eficaz de las corrientes de corto circuito en el secundario, está dada por

$$\begin{aligned} I_s &= \frac{V \sqrt{2}}{N_2 \omega} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (1 - \cos \omega t)^2 dt} \\ &= \sqrt{3} \frac{V}{N_2 \omega} \end{aligned}$$

Se puede observar que es $\sqrt{3}$ veces mayor que en el caso de corto circuito entre bornes del secundario. Esta condición hay que considerarla al especificar el transformador.

En cada diodo, el valor medio de la corriente es

$$i_{med,cc} = i_{s1,med} = \frac{V_m}{N_2 \omega}$$

Por lo que la corriente media de corto circuito es constante e igual a

$$I_{c,cc} = q i_{med,cc} = q \frac{V_m}{N_2 \omega}$$

5. LOS RECTIFICADORES DE CONMUTACION PARALELA DOBLE.

Los rectificadores de q tensiones en estrella que emplean $2q$ diodos son los denominados circuitos en puente o puentes de Graëtz caen en la categoría de los circuitos de conmutación paralela doble o PD.

Igual que para los circuitos de conmutación paralela, existen dos arreglos básicos que son:

- El circuito PD monofásico.
- El circuito PD trifásico.

El circuito PD monofásico clásico es el puente de cuatro diodos (Fig. 30) que se denomina PD2 (para que caiga en esta categoría es necesario suponer el punto medio 0).

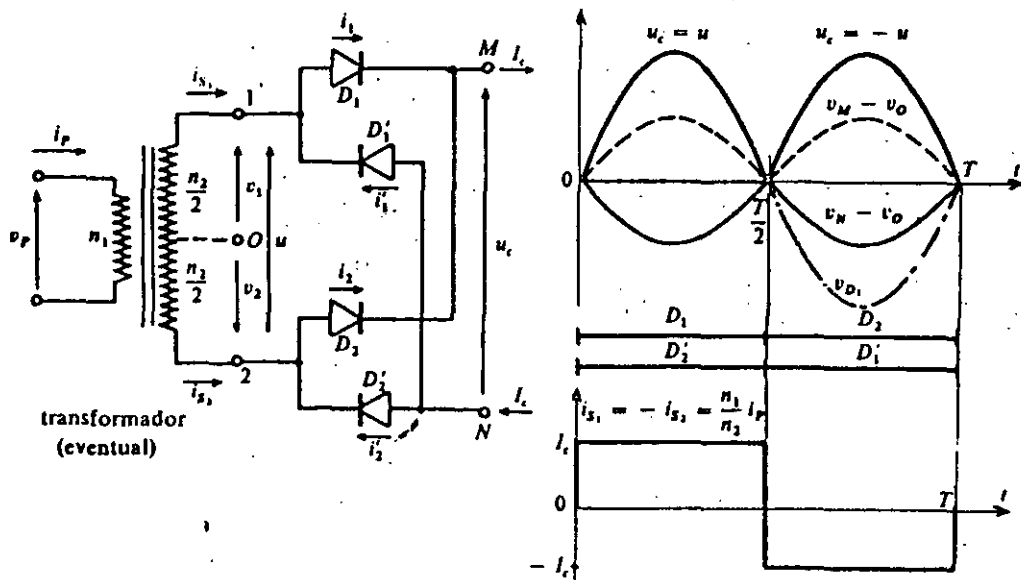


Fig. 30 Puente de Graëtz o rectificador PD2

Se descompone la tensión:

$$U = U_m \text{ sen } \omega t = 2 V_m \text{ sen } \omega t$$

en $V_1 = U/2$

y $V_2 = U/2$

Para $0 < t < T/2$

$v_1 > v_2$, conducen D_1 y D_2'

$$v_M - v_O = v_1$$

$$v_{D_2'} = v_2 - (v_M - v_O) = v_2 - v_1 = -u$$

además:

$$v_N - v_O = v_2$$

$$v_{D_1'} = (v_N - v_O) - v_1 = v_2 - v_1 = -u$$

$$u_C = (v_M - v_O) - (v_N - v_O)$$

$$u_C = v_1 - v_2 =$$

Para $T/2 < t < T$

$v_2 > v_1$, conducen D_2 y D_1'

$$v_M - v_O = v_2$$

$$v_{D_1'} = v_1 - (v_M - v_O)$$

$$v_{D_1'} = v_1 - v_2 = u$$

además:

$$v_N - v_O = v_1$$

$$v_{D_2'} = (v_N - v_O) - v_2$$

$$v_{D_2'} = v_1 - v_2 = u$$

$$u_C = (v_M - v_O) - (v_N - v_O)$$

$$u_C = v_2 - v_1 = u$$

En circuitos rectificadores trifásicos, de conmutación paralela doble se tiene el puente de 6 diodos o circuito PD3 que se muestra en la Fig. 31, en la Fig.31 se muestran las formas de la onda rectificada de tensión U_c , las ondas de las señales de alimentación, las diferencias de tensión que existen en diversos puntos, así como las corrientes en el primario y secundario del transformador.

La conducción de los diodos D_1 , D_2 o D_3 hace que la diferencia de tensión $V_M - V_O$ sea igual a la mayor de las tensiones V_1 , V_2 o V_3 . La tensión V_{D1} (que es igual a $V_1 - (V_M - V_O)$), es igual a $V_1 - V_1$, $V_1 - V_2$ y $V_1 - V_3$ sucesivamente.

De la misma manera, al conducir el diodo correspondiente al segundo grupo formado por D_1' , D_2' y D_3' , la diferencia $V_N - V_O$ es igual a la menor de las tensiones V_1 , V_2 o V_3 .

La tensión $V_{D1'} = (V_N - V_O) - V_1$

es igual a: $V_1 - V_1$ cuando conduce D_1'

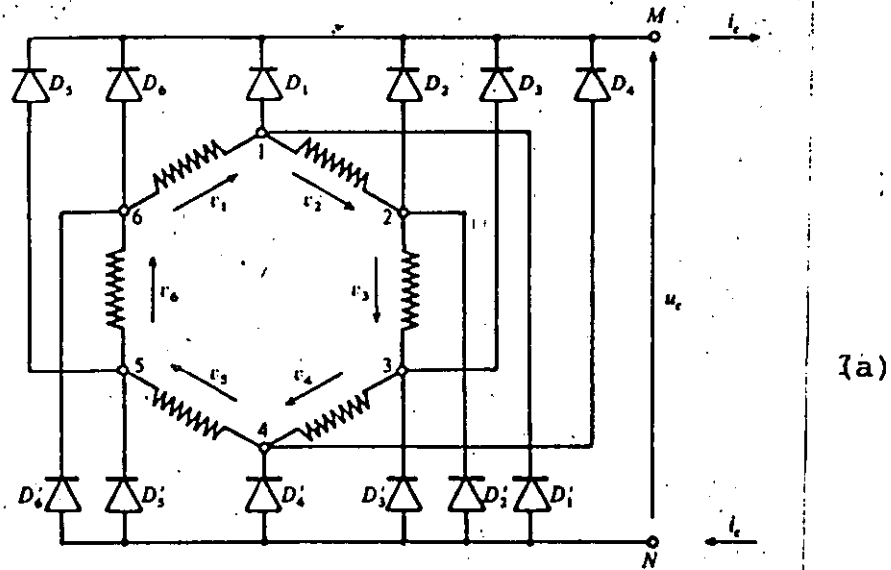
es igual a: $V_2 - V_1$ cuando conduce D_2'

y es igual a: $V_3 - V_1$ cuando conduce D_3'

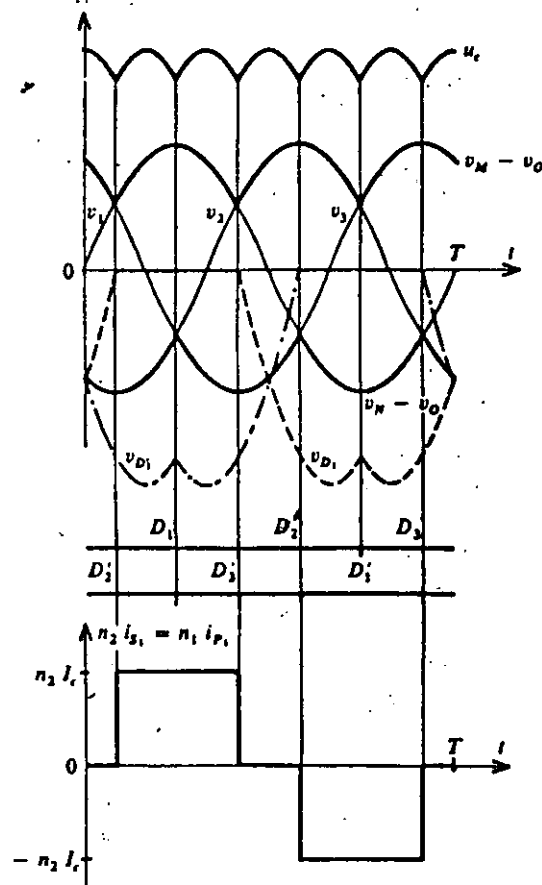
La tensión rectificada U_c , que está dada por la diferencia $(V_M - V_O) - (V_N - V_O)$, está formada por seis fragmentos de senoide simétricos por cada período T.

Observación:

Para los rectificadores PD2 y PD3, el transformador no multiplica el número de fases. Por otra parte, el punto neutro (que además, para el primero, es ficticio) no se utiliza en el lado de continua.



(a)



(b)

Fig. 31.- Rectificador PD3 (a). Formas de onda (b).

El transformador puede omitirse, a menos que nos interese obtener una cierta relación de alterna-continua, o bien para limitar la corriente de corto circuito.

5.1 ESTUDIO DE TENSIONES.

En este apartado se hará un breve resumen del comportamiento de las tensiones en los rectificadores Paralelo-Doble.

5.1.1 TENSION RECTIFICADA.

El valor medio de la tensión rectificada en vacío U_{co} , es

$$U_{co} = (v_M - v_O)_{med} - (v_N - v_O)_{med}$$

Ahora bien, $V_M - V_O$ es la tensión rectificada que proporciona el rectificador de conmutación paralela simple, cuando se le aplican las mismas tensiones,

$$(v_M - v_O)_{med} = \frac{q}{\pi} V_m \operatorname{sen} \frac{\pi}{q}$$

La tensión $V_N - V_O$, está formada por los mínimos de las tensiones alternas ya que forma un conjunto 'más negativo', este voltaje tiene un valor medio igual y de signo contrario al dado por el conmutador 'más positivo'.

Por lo tanto:

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

Rectificando las mismas tensiones, al pasar del rectificador P al PD, se duplica la tensión rectificada promedio.

ORDEN Y ONDULACION

El orden n de la tensión rectificada depende del valor y paridad del número de fases q .

Si q es par, a cada tensión alterna, le corresponde otra igual y opuesta: a V_1, V_2, \dots, V_q le corresponden $\frac{V_q}{2} + 1, \frac{V_q}{2} + 2, \dots, V_q$. Cuando la tensión pasa por su máximo, la que se le opone pasa por su mínimo: los máximos de $V_M - V_O$ coinciden en el tiempo con los mínimos de $V_N - V_O$.

La tensión rectificada U_c está formada por q fragmentos simétricos de senoide por período T .

Si q es impar, por el contrario, los mínimos $V_N - V_O$ se sitúan entre dos pasos de $V_M - V_O$ por un máximo e inversamente. Así V_1, V_2, V_3, \dots pasan por el valor V_m para $t = T/4, t = T/4 + T/q, t = T/4 + 2T/q, \dots$, mientras que $\frac{V_q + 1}{2}, \frac{V_q + 3}{2}, \frac{V_q + 5}{2}, \dots$ pasan por $-V_m$ para $t = T/4 - T/2q, t = T/4 + 3T/2q, \dots$

La tensión rectificada está formada por $2q$ fragmentados simétricos de senoide por período T .

Se pueden utilizar las relaciones establecidas para el caso de conmutación paralela teniendo en cuenta que el orden de la tensión rectificada es igual a q o $2q$ según sea q par o impar.

El factor de ondulación y el desarrollo en serie está dado por:

$$\left. \begin{aligned}
 K_o &= \frac{\pi}{2n} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{n}}{\sin \frac{\pi}{n}} \\
 u_c &= U_{co} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{-2(-1)^k \cos Kn \omega t}{K^2 n^2 - 1} \right]
 \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} n = q, \text{ si } q \text{ par} \\ n = 2q, \text{ si } q \text{ impar} \end{array}$$

5.1.2 TENSION INVERSA.

Las tensiones en los bornes de los diodos tienen las mismas formas de onda y valores máximos que en el caso del funcionamiento en conmutación paralela simple.

$$\begin{aligned} v_{i \max} &= 2 V_m, \text{ si } q \text{ par} \\ v_{i \max} &= 2 V_m \cos \frac{\pi}{2q}, \text{ si } q \text{ impar} \end{aligned}$$

5.2 ESTUDIO DE LAS CORRIENTES.

Durante cada período T , cada diodo D_1, D_2, \dots, D_q suministra la corriente I_C a la carga, cuando le toca conducir. Cada corriente i_1, i_2, \dots, i_q es, por lo tanto, igual a I_C durante T/q y nula el resto del período.

Por otro lado, al retornar I_C , requiere que uno de los q diodos del otro grupo (D'_1, D'_2, \dots, D'_q), esté conduciendo. Cada una de las intensidades i'_1, i'_2, \dots, i'_q es, por lo tanto, igual a I_C durante T/q y cero hasta el período siguiente.

Los valores de la corriente en los 2q diodos del arreglo son:

$$\begin{aligned}
 i_{\text{med}} &= i'_{\text{med}} = \frac{I_c}{q} \\
 i_{\text{max}} &= i'_{\text{max}} = I_c \\
 I &= I' = \frac{I_c}{\sqrt{q}}
 \end{aligned}$$

5.3 CAIDAS DE TENSION EN FUNCIONAMIENTO NORMAL.

Al igual que en la conmutación paralela, se puede, en el inicio:

- valorar las caídas de tensión debidas a diversas causas, por separado.
- luego sumarlas para obtener la caída de tensión total,

5.3.1 CAIDA DE TENSION DEBIDA AL RETRASO EN LA CONMUTACION.

La transferencia de la corriente I_c de una fase a la otra, cuando la tensión de ésta es la mayor de las tensiones, se efectúa como en la conmutación paralela. Las relaciones que da el ángulo α y la reducción $V_M - V_O$ son las mismas. El mismo fenómeno se presenta alrededor del punto N al hacer pasar la entrada de I_c de un borne al otro. El ángulo α y la disminución de $V_O - V_N$ tienen el mismo valor. De ahí las relaciones:

$$\begin{aligned}
 1 - \cos \alpha &= \frac{N_2 \omega I_c}{V_m \text{sen} \frac{\pi}{q}} \\
 \Delta_1 U_c &= \frac{q}{\pi} N_2 \omega I_c
 \end{aligned}$$

La Fig. 32 muestra, para el rectificador PD3 y un ángulo de retraso $= \frac{\pi}{6}$, la forma de onda de $V_M - V_O$, de $V_N - V_O$ y de U_c .

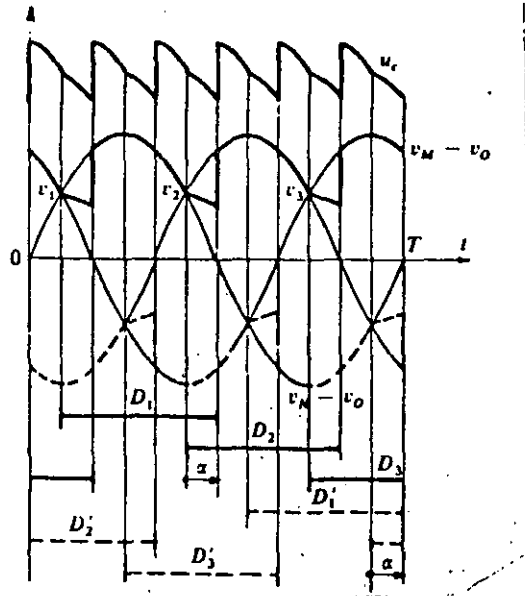
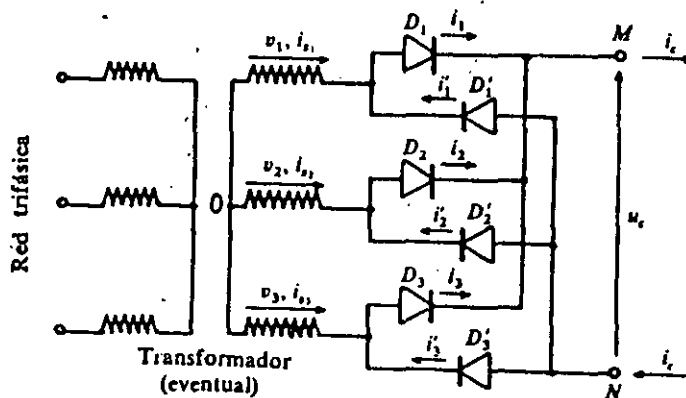


Fig. 32 Formas de onda en el rectificador PD3.



5.3.2. CAIDA DE TENSION DEBIDA A LAS RESISTENCIAS.

También en este caso, la caída ohmica se calcula mediante la relación general

$$\Delta_2 U_c = R_c I_c$$

con

$$R_c I_c^2 = q r_2 I_s^2 + q_1 r_1 I_p^2 + q_1 r_1' J_p^2.$$

Para el rectificador PD2:

$$I_s = I_c, \quad I_p = \frac{n_2}{n_1} I_c$$

$$\Delta_2 U_c = \left[r_2 + (r_1 + r_1') \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c.$$

Para el rectificador PD3:

$$I_s = I_c \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{n_1}{n_2} I_p \quad \left(J_p = \frac{n_2}{n_1} I_c \sqrt{3} \right).$$

- Si el primario del transformador está conectado en estrella

$$\Delta_2 U_c = 2 \left[r_2 + (r_1 + r'_1) \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c.$$

- Si el primario del transformador está conectado en delta

$$\Delta_2 U_c = 2 \left[r_2 + (r_1 + 3 r'_1) \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c.$$

5.3.4 CAIDA DE TENSION DEBIDA A LOS DIODOS.

El paso de la corriente I_c requiere la conducción de dos diodos, uno en cada grupo, por lo tanto la caída es:

$$\Delta_3 U_c = 2(u) I_c.$$

5.3.5 CORRIENTE EN CORTO CIRCUITO.

Cuando se unen los puntos M y N, cada uno de los q bornes secundarios está ligado al cortocircuito mediante dos diodos montados en antiparalelo como se puede observar en la Fig. 33 .

Para los devanados secundarios es como si los bornes estuvieran unidos directamente al cortocircuito. Si la corriente i_{s1} , por ejemplo, es positiva, la corriente circula del borne 1 al corto circuito a través del diodo D_1 ; si es negativa, circula del corto circuito hacia el punto 1 a través del diodo D_1' .

Debido a los $2q$ diodos y al corto circuito, los q bornes secundarios están al mismo potencial, formando un punto neutro. Las bobinas están colocadas entre este punto y el punto neutro del transformador. Al estar los puntos neutros al mismo potencial, es como si cada fase estuviera en corto circuito directo, resultando las corrientes de los secundarios, en régimen permanente, alterna.

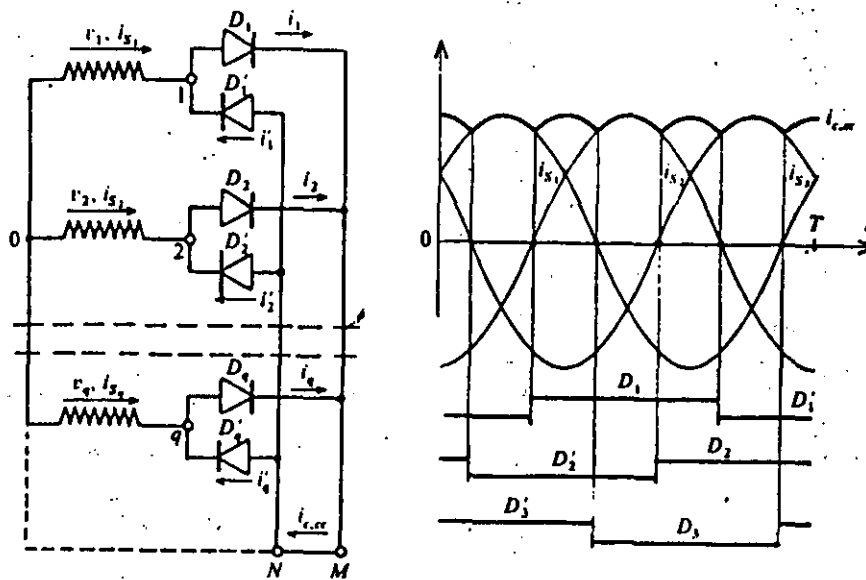


Fig. 33 El rectificador PD3 en corto circuito.

Así, para la fase 1

$$N_2 \frac{di_{s_1}}{dt} = V_m \operatorname{sen} \omega t$$

da

$$i_{s_1} = \frac{-V_m}{N_2 \omega} \cos \omega t ;$$

y el valor de las corrientes secundarias es $I_{SCC} = V/N_2 W$.

La semionda positiva de las q corrientes por el secundario llega al punto M por medio de los diodos del grupo positivo D_1, D_2, \dots, D_q ; la semionda negativa sale de N por los diodos del grupo 'más negativo'.

La corriente media que atraviesa un diodo es:

$$i_{med. cc} = \frac{1}{\pi} \frac{V_m}{N_2 \omega}$$

y el valor medio de la corriente de corto circuito, que es la suma de los valores medios de las corrientes que llegan a M o que salen de N, es igual a:

$$I_{c, cc} = q i_{med. cc} = \frac{q}{\pi} \frac{V_m}{N_2 \omega}$$

La corriente de corto circuito no es constante, sino que está formada por q ó $2q$ fragmentos simétricos de senoide según q sea par o impar en la Fig. 33 se muestra el comportamiento del rectificador PD3 en corto circuito.

6. LOS RECTIFICADORES DE CONMUTACION SERIE.

A media que el número de tensiones q a rectificar aumenta, el comportamiento de los rectificadores paralelo (P) y paralelo do ble (PD) empeora y es necesario utilizar un arreglo en serie de los conmutadores. En la Fig. 34 se muestra un arreglo general.

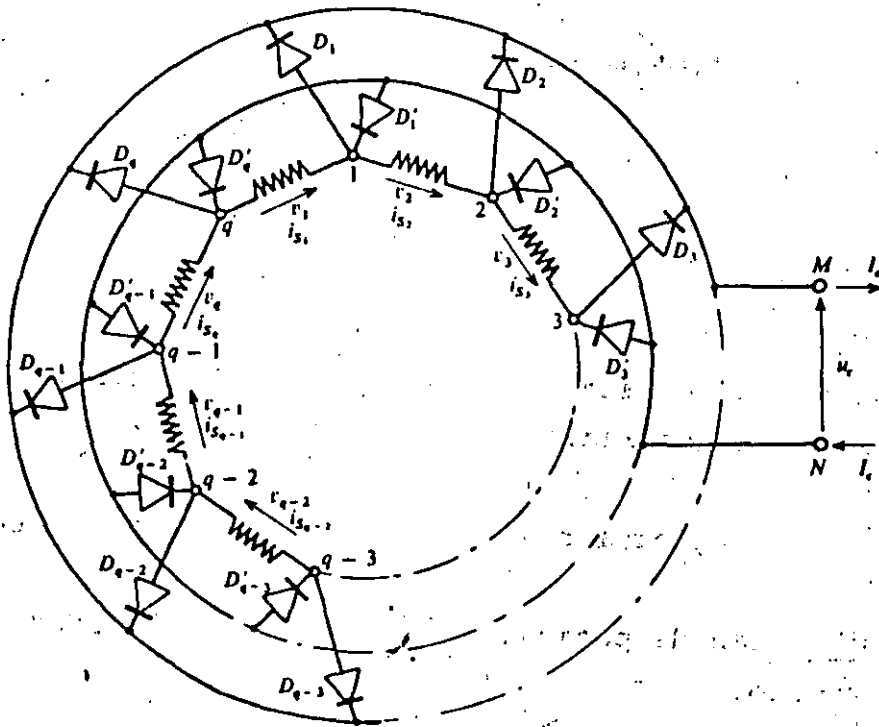


Fig. 34 Rectificador en serie.

6.1. ESTUDIO DE LAS TENSIONES.

Los q devanados que proporcionan las tensiones alternas V_1, V_2, \dots, V_q se agrupan en polígono (Fig. 34). El borne M es el más positivo y se une a los devanados secundarios por medio de un arreglo 'más positivo' de diodos que forman el grupo conmutador.

El punto N hace lo propio a través de un grupo de conmutación 'más negativo'.

Si numeramos las q tensiones alternas en el sentido directo:

$$\begin{aligned}v_1 &= V_m \text{sen } \omega t \\v_2 &= V_m \text{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{q} \right) \\&\dots\dots\dots \\v_q &= V_m \text{sen} \left[\omega t - (q-1) \frac{2\pi}{q} \right].\end{aligned}$$

las tensiones pasan de valores negativos a positivos en el orden en que han sido numeradas.

V_1 para $t = 0$; V_2 para $t = T/q$; V_3 para $t = 2T/q$, etc.

De igual forma pasan de positivo a negativo en el orden de numeración establecido.

V_1 para $t = T/2$; V_2 para $t = T/2 + T/q$ y

V_3 para $t = T/2 + 2T/q$ etc...

Durante el intervalo en que el borne 1 es el más positivo, el borne más negativo es el $i-1$ por lo que los diodos que conducen son D_1 y D_{i-1} .

En el momento que V_2 se hace más positivo, conduce D_2 y deja de hacerlo D_1 , etc.

El diodo conductor del grupo 'más positivo' es el que está unido al extremo del devanado cuya tensión se ha hecho positivo en el último lugar.

Para el grupo 'más negativo':

El diodo conductor es el que está unido al extremo del devanado cuya tensión ha sido la última en hacerse negativa.

La tensión rectificadora U_c es, en cada instante, igual a la suma de las tensiones positivas.

El circuito más sencillo de conmutación serie es el S3, que rectifica tres tensiones generadas en devanados conectados en delta (Fig. 35).

D_1, D_2, D_3 conducen al hacerse positivos V_1, V_2, V_3 y

D'_1, D'_2, D'_3 conducen al hacerse negativos V_1, V_2, V_3 respectivamente.

Para $0 < t < T/3$, conduce $D_1, V_{D_1} = 0;$

$T/3 < t < 2T/3$, conduce $D_2, V_{D_1} = V_2;$

$2T/3 < t < T$, conduce $D_3, V_{D_1} = V_2 = -V_3 = V_1$

Para

$T/2 < t < T/2 + T/3$, conduce $D'_1, V_{D'_1} = 0;$

$T/2 + T/3 < t < T/2 + 2T/3$, conduce $D'_2, V_{D'_1} = V_2;$

$T/2 + 2T/3 < t < 3T/2$, conduce $D'_3, V_{D'_1} = V_2 + V_3 = -V_1$

La tensión U_c es la suma en cada instante de las tensiones positivas y está formada por seis fragmentes simétricos de senoide por período T .

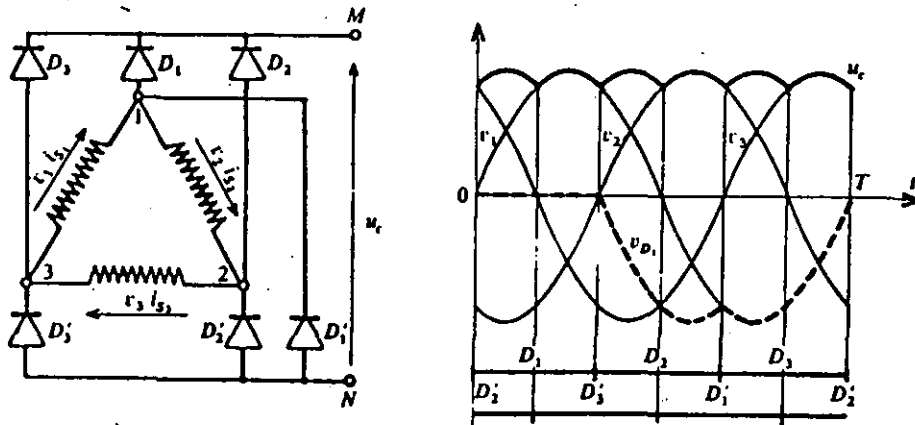


Fig. 35 El rectificador S3.

6.1.1. TENSION RECTIFICADA.

Siendo en cada instante, la tensión rectificada igual a la suma de tensiones positivas, su valor medio U_{C_0} está dado por el valor positivo medio de cada una de ellas, V_m/π multiplicando por el número q de tensiones alternas.

$$U_{C_0} = \frac{q}{\pi} V_m$$

El orden n de la tensión rectificadora su factor de ondulación y la expresión de su desarrollo en serie.

$$\begin{aligned} n &= q, \text{ si } q \text{ par} \\ n &= 2q, \text{ si } q \text{ impar} \end{aligned}$$

6.1.2. TENSION INVERSA.

La tensión en los bornes de un diodo vale sucesivamente las diversas sumas (o sus inversas) de las tensiones polifásicas que se presentan en el orden de sucesión de fases. Es mínima cuando la suma de mayor amplitud es mínima.

Ahora bien, la tensión U_c es igual a la suma de las tensiones positivas y su valor máximo lo da el máximo valor que puede tomar la suma de las tensiones alternas.

La tensión inversa máxima es, pues igual al valor máximo de la tensión rectificadora.

Según la paridad de fases q , el valor de esta tensión es

$$\begin{aligned} v_{i \max} &= \frac{V_m}{\text{sen } \pi/q}, \text{ si } q \text{ es par} \\ v_{i \max} &= \frac{V_m}{2 \text{ sen } \pi/2q}, \text{ si } q \text{ es impar} \end{aligned}$$

6.2. ESTUDIO DE LAS CORRIENTES.

La corriente en cada diodo circula durante T/q y es I_c (constante), por ello los diversos valores de la corriente en cada uno de los $2q$ diodos son

$$i_{med} = \frac{I_c}{q}, \quad i_{max} = I_c, \quad I = \frac{I_c}{\sqrt{q}}$$

6.3 CAIDAS DE TENSION EN FUNCIONAMIENTO NORMAL.

Estas caídas, como en los otros casos, se deben al retraso en la conmutación, a las resistencias de los devanados y a los diodos; a continuación se describen brevemente.

6.3.1 CAIDA DE TENSION DEBIDA AL RETRASO EN LA CONMUTACION.

Cuando el diodo D_2 , por ejemplo, se hace conductor debido a que la tensión V_2 , hasta el momento negativa, pasa a ser positiva, el diodo D_1 no puede bloquearse instantáneamente. En efecto, ello supondría el paso brusco de la fase 2 de una vía a otra y la inversión instantánea de la corriente i_{S_2} .

a) Número de fases par

La figura 36 muestra las tres etapas de la conmutación de la conducción del devanado 2, en el caso que q sea par, en que la corriente es entonces igual a $I_c/2$ en cada vía.

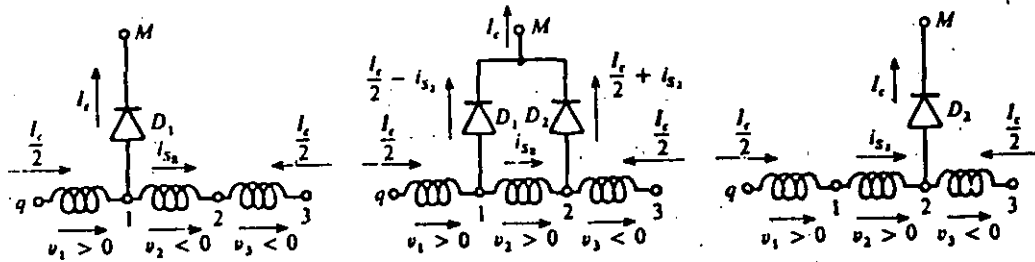


Fig. 36.- Conmutación de las corrientes en el circuito S3.

Durante la conducción simultánea de D_1 y D_2

- el devanado 2 está corto circuito
- bajo los efectos de V_2 , la corriente i_{s2} en esta fase se invierte.

El diodo D_1 se bloquea cuando i_{S_2} , ha pasado de $- I_C/2$ a $+ I_C/2$, en cuyo intervalo la intensidad por D_2 pasa de cero a I_C .

La inversión de la corriente en la fase corto circuitada, bajo los efectos de la tensión de la misma, requiere de un tiempo correspondiente a un ángulo α tal que

$$1 - \cos \alpha = \frac{N_2 \omega I_c}{V_m}$$

Durante este intervalo, la suma de tensiones positivos se ve disminuída en la tensión de la fase en conmutación. De ahí la re--ducción de la tensión rectificada media que se produce.

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} N_2 \omega I_c$$

Las conmutaciones entre los diodos del grupo 'más negativo' se producen al mismo tiempo que las del primer grupo. El circuito de la bobina 2, al hacerse V_2 positiva, coincide con el del devanado $(q/2) + 2$ al hacerse $V \frac{q}{2} + 2$ negativa.

Siempre hay el mismo número de fases en cada vía y la tensión total que se encuentra al ir de N a M es la misma cualquiera que sea el camino escogido (de los dos posibles). No hay corriente de circulación y las bobinas no corto circuitadas están siempre recorridas por $\pm I_C/2$.

b) Número de fases impar.

La corriente en la bobina que está en conmutación sólo debe pasar de:

$$\begin{array}{l}
 (-I_C/2) \quad \left[(q-1) \mid q \right] \\
 \text{a} \quad (+I_C/2) \quad \left[(q-1) \mid q \right]
 \end{array}$$

o inversamente, por tanto la duración de la conmutación es menor (ángulo α menor).

Aquí las conmutaciones no se producen al mismo tiempo en el borne M y en el N. En consecuencia, hay desigualdad de tensiones según se cuenten siguiendo una vía u otra, que hace pasar la corriente.

$$1 - \cos \alpha = \frac{N_2 \omega I_c}{V_m} \left(1 - \frac{1}{q} \right)$$

$$\begin{array}{l}
 \text{de } \left| \frac{I_c}{2} \right| \frac{q-1}{q} \text{ a } \left| \frac{I_c}{2} \right| \frac{q+1}{q} \text{ en una,} \\
 \text{de } \left| \frac{I_c}{2} \right| \frac{q+1}{q} \text{ a } \left| \frac{I_c}{2} \right| \frac{q-1}{q} \text{ en la otra,}
 \end{array}$$

durante cada uno de los $2q$ cambios del diodo conductor.

La reducción del ángulo α hace que la caída de tensión inductiva también sea menor

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} N_2 \omega I_c \left(1 - \frac{1}{q} \right)$$

6.3.2 CAIDA DE TENSION DEBIDA A LAS RESISTENCIAS.

Para todos los casos se calcula $\Delta_2 U_c$ mediante

$$\Delta_2 U_c = R_c I_c$$

con

$$R_c I_c^2 = q r_2 I_s^2 + q_1 r_1 I_p^2 + q_1 r_1 J_p^2.$$

Así, para el rectificador S3, ya que

$$I_s = I_c \frac{\sqrt{2}}{3}, \quad I_p = \frac{n_2}{n_1} I_s, \quad (J_p = \sqrt{3} I_p)$$

- si el primario está en estrella

$$\Delta_2 U_c = \frac{2}{3} \left[r_2 + (r_1 + r_1') \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c.$$

- si el primario está en delta

$$\Delta_2 U_c = \frac{2}{3} \left[r_2 + (r_1 + 3 r_1') \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c.$$

6.3.3. CAIDA DE TENSION EN LOS DIODOS.

Despreciando el fenómeno del retraso en la conmutación, en cada instante hay un diodo de cada serie en conducción, uno garantizando la salida de la corriente I_c del polígono al punto M y el otro su retorno desde el punto N.

$$\Delta_3 U_c = 2(u)_{i_c}$$

6.4 FUNCIONAMIENTO EN CORTO CIRCUITO.

Cuando se unen los puntos M y N, cada fase está en corto circuito, ya que sus extremos están unidos al conjunto M-N a través de dos diodos en antiparalelo (Fig. 37).

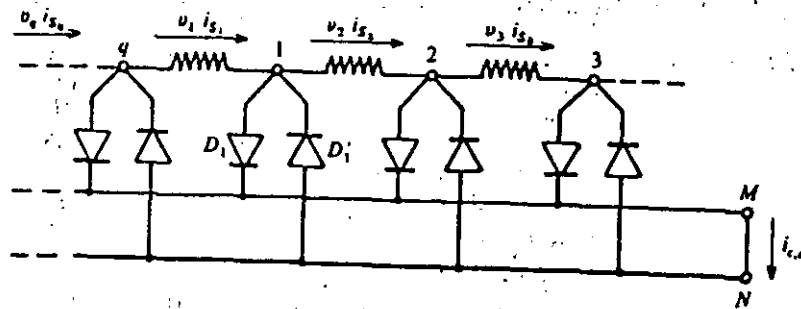


Fig. 37 Rectificador serie en corto circuito.

Al igual que en el caso de la conmutación paralela doble, tenemos

$$N_2 \frac{di_{s_1}}{dt} = V_m \text{sen } \omega t \quad \text{da} \quad i_{s_1} = - \frac{V_m}{N_2 \omega} \text{cos } \omega t$$

y

$$I_s = \frac{V}{N_2 \omega}$$

Sin embargo, la corriente que pasa por el par de diodos unidos al mismo borne secundario, no es la corriente de una fase sino la diferencia de corrientes de dos fases consecutivas.

Así, por el par de diodos D_1 , D_1' circula

$$i_{s_1} - i_{s_2} = \frac{V_m}{N_2 \omega} \left[-\cos \omega t + \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{q} \right) \right] = 2 \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \frac{V_m}{N_2 \omega} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{q} \right)$$

el diodo D_1 deja pasar la semionda positiva de esta diferencia y el diodo D_1' la negativa. En consecuencia, la corriente media en los diodos es

$$i_{\text{med. cc}} = \frac{2}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \frac{V_m}{N_2 \omega}$$

y la corriente media de cortocircuito $I_{c, cc}$, es la suma de las corrientes medias que llegan a M a través de los diodos del primer grupo,

$$I_{c, cc} = q i_{\text{med. cc}} = \frac{2q}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{q} \frac{V_m}{N_2 \omega}$$

7. CALCULO DE UN RECTIFICADOR.

A continuación se describen los pasos que se deben seguir para calcular un circuito rectificador y se ilustra el procedimiento con un ejemplo sencillo. Hay que aclarar que no se considera el diseño del transformador por considerarse fuera de alcance de este trabajo.

7.1 METODO DE CALCULO.

El método adoptado para el estudio de los rectificadores, permite calcular fácilmente los elementos de un rectificador. Generalmente se desea determinar los elementos de un rectificador que, a partir de una red alterna de tensión y frecuencia dadas, sea capaz de suministrar una corriente continua I_c bajo una tensión continua U_c .

1. Se escoge el rectificador que presenta mejores características.
2. Se toma una caída de tensión en carga probable ΔU_c , con lo que la tensión en vacío deberá ser:

$$U_{c0} = U_c + \Delta U_c$$

El estudio de las tensiones nos dará, las tensiones necesarias en el secundario del transformador, y por lo tanto la relación de transformación en vacío del transformador y la tensión inversa máxima en los diodos.

3. Del valor de la corriente I_c se deducen las corrientes en los diodos, en los devanados del transformador y en la línea de alimentación.

4. En este momento se pueden elegir los diodos (corriente directa media, tensión inversa máxima) y calcular el transformador ya que se conocen las tensiones primarias y secundarias así como las corrientes en todos los devanados.
5. De este cálculo se deducen todas las resistencias y reactivancias. Se debe comprobar si la caída de tensión que resulta es la que se había previsto al principio, en caso contrario hay que rehacer todos los cálculos.
6. Teniendo en cuenta las restricciones en caso de corto circuito, deberán determinarse las protecciones.

EJEMPLO:

Determinar los elementos de un rectificador con las siguientes especificaciones:

Alimentación: trifásica 380V, 50 Hz

Salida: 220V, 40A

Ondulación: pequeña.

ELECCION DEL RECTIFICADOR

Se toma un rectificador que de un orden 6.

Para 220V, 40A, la caída de tensión en dos diodos en serie no es prohibitiva por lo que se usa un montaje en delta o en estrella simple, se puede elegir entre PD3 y S3.

Para una potencia pequeña, el radio de la bobina es pequeño; parece de mayor interés tener 3 veces más espiras secundarias de sección 3 menor por lo que se adopta el S3.

ESTUDIO DE LAS TENSIONES.

Un transformador del orden de una decena de KVA tiene una caída óhmica relativamente grande, del orden del 4%.

La caída inductiva es pequeña y se prevé un 1.5%.

La caída de tensión provocada por dos diodos en serie es aproximadamente del orden de 2.5V.

Por lo tanto:

$$U_{C0} = 220 \times 1.055 + 2.5 = 234.6V$$

$$V_m = \frac{\pi}{3} \cdot 234.6 = 246V$$

$$V = 246 \sqrt{2} = 174 V$$

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{174}{380} = 0.457$$

$$V_{i\max} = V_m = 246 \text{ V}$$

ESTUDIO DE LAS CORRIENTES.

$$I_c = 40 \text{ A}$$

Corriente media en los diodos

$$I_m = 40/3 = 13.3 \text{ A}$$

Corriente eficaz en el secundario

$$I_{\text{sef}} = (40 \sqrt{2})/3 = 18.9 \text{ A}$$

Corriente eficaz en el primario

$$I_{\text{pef}} = 18.9 \times 0.457 = 8.65 \text{ A}$$

ELECCION DE LOS DIODOS.

Se tomarán 6 diodos de corriente media 20 A y de tensión inversa 400V.

Debido a las sobrecargas normales y a la débil constante térmica de los diodos, la corriente media en los diodos se tomará algo superior.

Por razones de seguridad, la tensión inversa se considerará alrededor de un 50% superior a la tensión inversa de definición de los diodos.

CAIDAS DE TENSION.

$$\Delta_1 U_C = \frac{q}{2\pi} N_2 W I_C \left(1 - \frac{1}{q} \right) \text{ donde } N_2 W = 0.236$$

$$\Delta_1 U_C = \frac{3}{2\pi} 0.236 I_C \frac{2}{3} = 0.075 I_C$$

La caída óhmica:

$$\Delta_2 U_C = 0.225 I_C$$

Nota: Estos valores se obtienen del dimensionamiento del transformador.

Para la corriente de 20 A, los diodos utilizados tienen una caída de tensión directa de 1V y se admite la linealidad de la caída de tensión a partir de 0.7V

$$\Delta_3 U_C = 2 \left(0.7 + \frac{0.3}{20} I_C \right) = 1.4 + 0.03 I_C$$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} U_r &= \frac{3}{\pi} 380 \times \frac{135}{296} \sqrt{2} - 0.075 I_C - 0.225 I_C - 1.4 - 0.03 I_C \\ &= 234.1 - 1.4 - 0.33 I_C \end{aligned}$$

Para $I_C = 40$ se obtiene $U_C = 219.5$, la diferencia respecto a los 220V pedidos es mínima y es aceptable el resultado, por lo que no es necesario rehacer los cálculos.

FUNCIONAMIENTO EN CORTO CIRCUITO.

De las dimensiones del transformador, se tiene

$$Z_Z = \sqrt{N^2 W^2 + R^2} = \sqrt{0.236^2 + 0.338^2} = 0.412 \Omega$$

en caso de corto circuito

$$I_S = \frac{174}{0.412} = 423 \text{ A}$$

y en el primario

$$I_P = 423 \times \frac{135}{296} = 193 \text{ A}$$

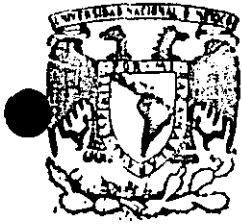
Por lo tanto:

$$I_{C,cc} = \frac{6}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{246}{0.416} = 900 \text{ A}$$

$$I_{med_{cc}} = \frac{990}{3} = 330 \text{ A}$$

De aquí que:

Los diodos de 20 A deben soportar 330 A durante el tiempo de accionamiento de las protecciones de corto circuito.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N:A.M.**

ELECTRONICA DE POTENCIA

CAPITULO 3
TIRISTORES

M.en C. LUIS MARCIAL HERNANDEZ

JUNIO, 1985

2. Interruptores Semiconductores

Se describe la operación básica y se definen las restricciones de operación - concluyendo con la aplicación de lo anterior a la interpretación de hojas de datos.

2.1 Principios de operación.

Operación del SCR

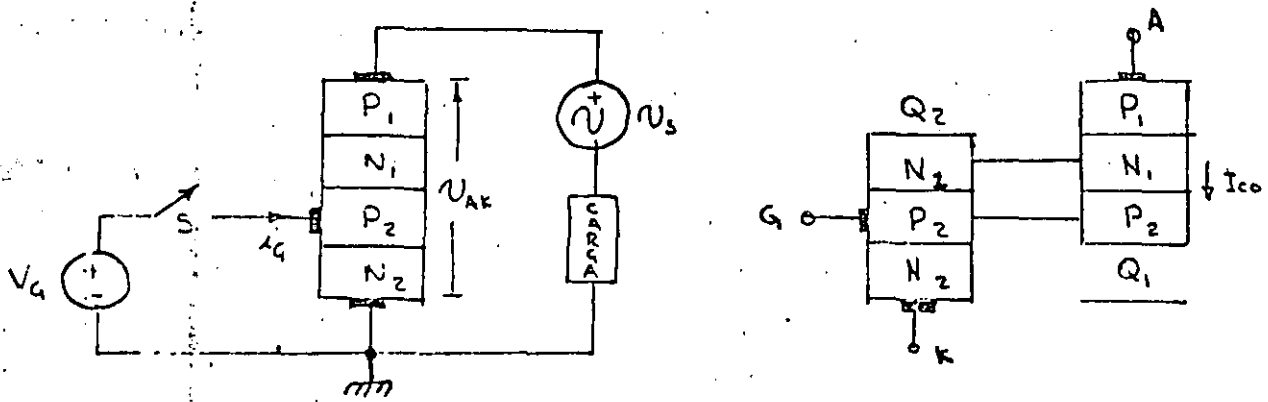


FIGURA 2.1

Circuito equivalente con TBJ

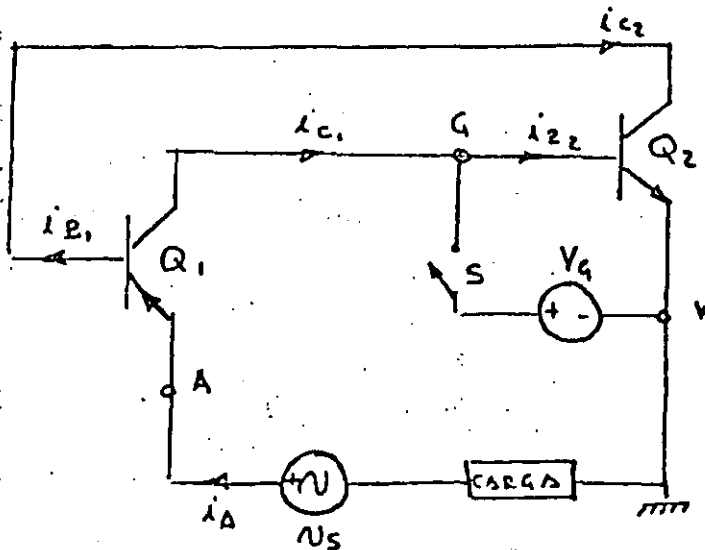


FIGURA 2.2

Completar

$$i_A = iE_1 = iE_2 = iB_1 + iC_1 + I_{co1}$$

$$= ic_2 + ic_1 + I_{co1} \quad (2.1)$$

$$\therefore i_A = \frac{I_{co}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2) I_{co}}{1 - \beta_1 \beta_2} \quad (2.2)$$

La conducción dependerá del que el producto $\beta_1 \beta_2 \rightarrow 1$ lo cual puede ser causado por:

1. Incremento en VAK: causa un aumento en la energía de los portadores minoritarios lo que ocasiona que por colisiones se incremente el valor de I_{co} .
2. Variación del voltaje VAK: a través de las regiones vacías de las uniones circulara una corriente dada por:

$$i_j = \frac{d(cj_1 v_j)}{dt} \quad (2.3)$$

para el caso del thyristor si VAK es positivo, se puede considerar que la totalidad del voltaje VAK se presenta en la juntura n_1-p_2

$$\therefore i = -C_j \frac{d VAK}{dt} + VAK \frac{dc_j}{dt} \quad (2.4)$$

3. Incremento de temperatura: Al aumentar la temperatura aumenta I_{co} .
4. Inyección de corriente en la región P_2 : Incrementa el nivel de corriente I_{c2} lo cual incrementa iB_1 lo cual lleva a los transistores Q_1 y Q_2 a regiones donde la β se incrementa.

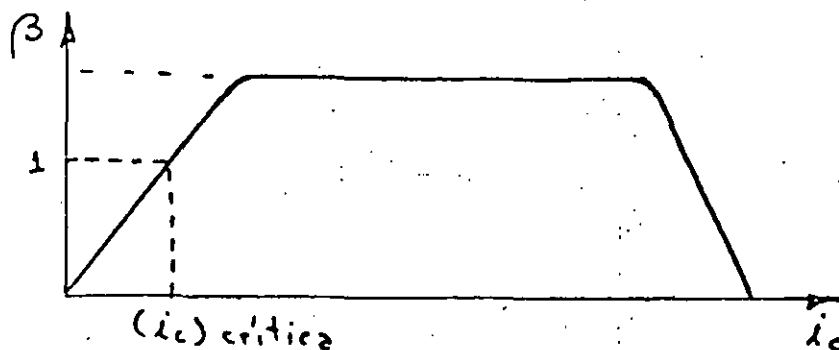


FIGURA 2.3

Las características Voltaje-Corriente del thyristor se muestran en la siguiente figura:

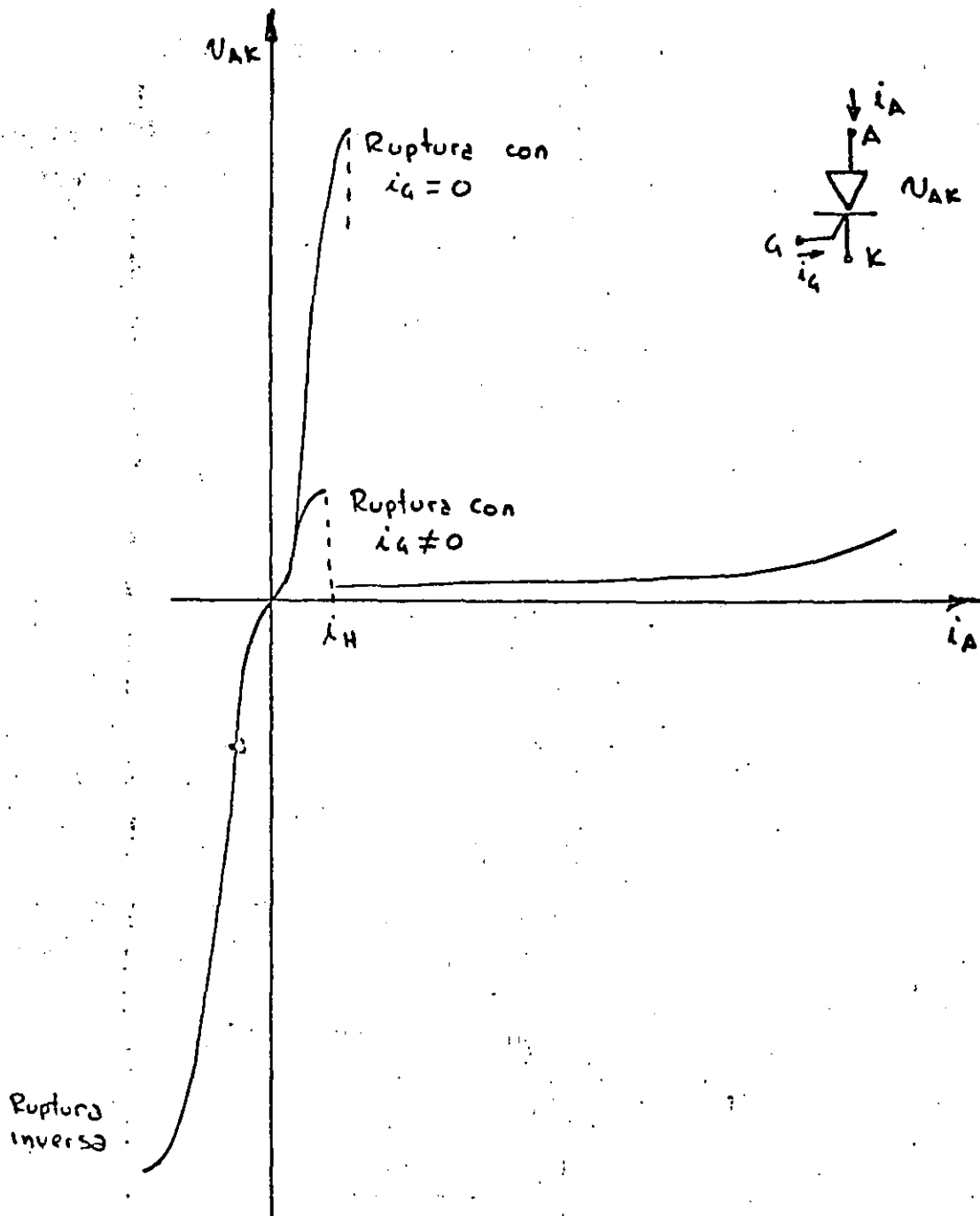


FIGURA 2.4

i_H es la corriente de mantenimiento (Holding) que debe circular como mínimo a través del thyristor si se desea que este no regrese a un estado de bloqueo.

En algunas aplicaciones, se requiere el que los dispositivos de conmutación posean características de conducción simétrica, esto es, se compartan como interruptores bidireccionales.

Para lograr esto se pueden emplear las siguientes soluciones:

- SCR's en antiparalelo: la solución mas empleada en potencias grandes (corrientes mayores a 100 Amp) y la que ofrece mejores características de eficiencia y confiabilidad.

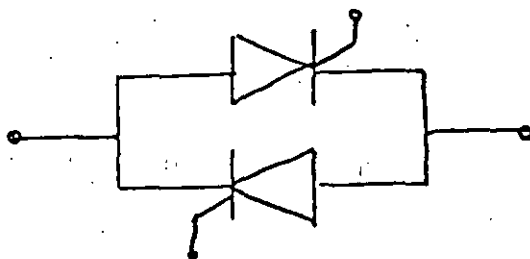


FIGURA 2.5

El principal problema es el tener que contar con dos circuitos de disparo independientes.

- SCR en puente rectificador: Una solución aceptable para manejo de pequeñas y medias corrientes (menos de 10 Amp) ofrece buenas características de confiabilidad, pero su eficiencia es pobre.

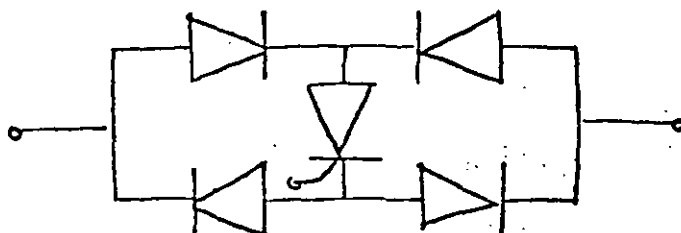


FIGURA 2.6

- TRIAC: Este es un dispositivo de curso capas que exhibe caracterfsti cas de conducción bidireccional y control mediante una sola compuer ta.

- Su simbolo es:

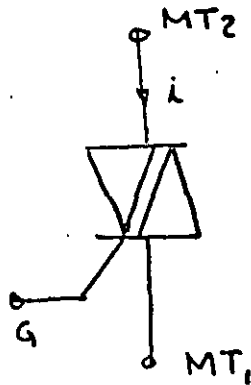
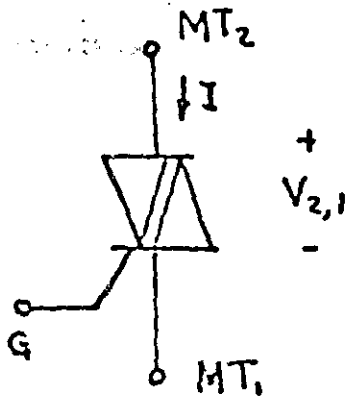
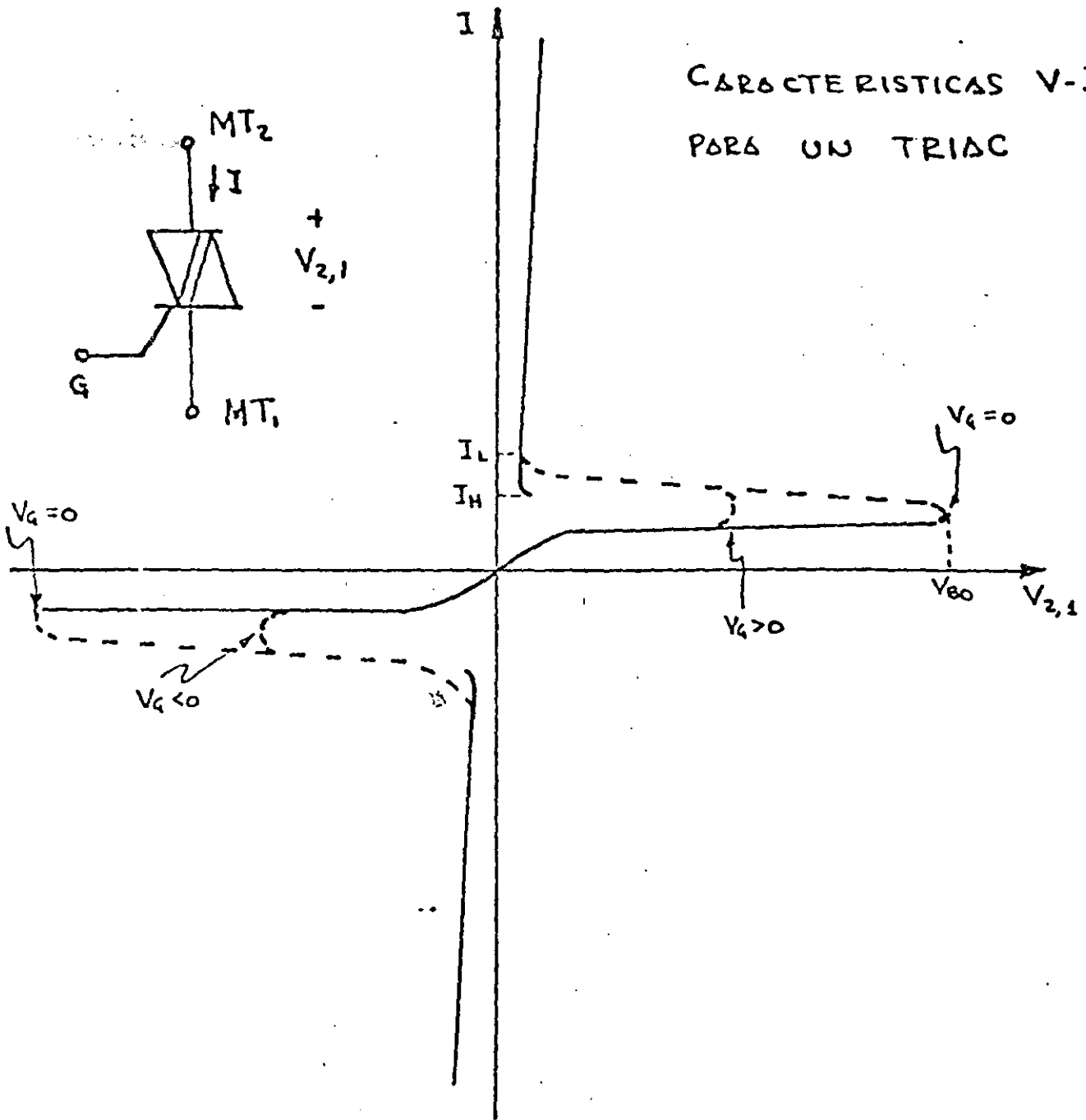


FIGURA 2.7

Sus caracterfsticas y estructura se detallan a continuación:

CARACTERÍSTICAS V-I
 PARA UN TRIAC



ESTRUCTURA DEL TRIAC

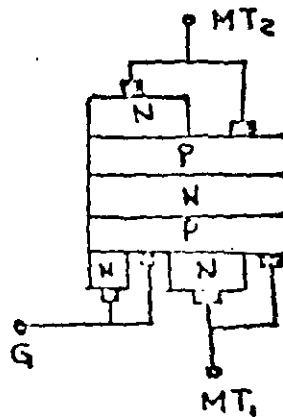


FIGURA 28

DESARROLLO DEL TRIAC A PARTIR DE DOS SCR'S EN PARALELO

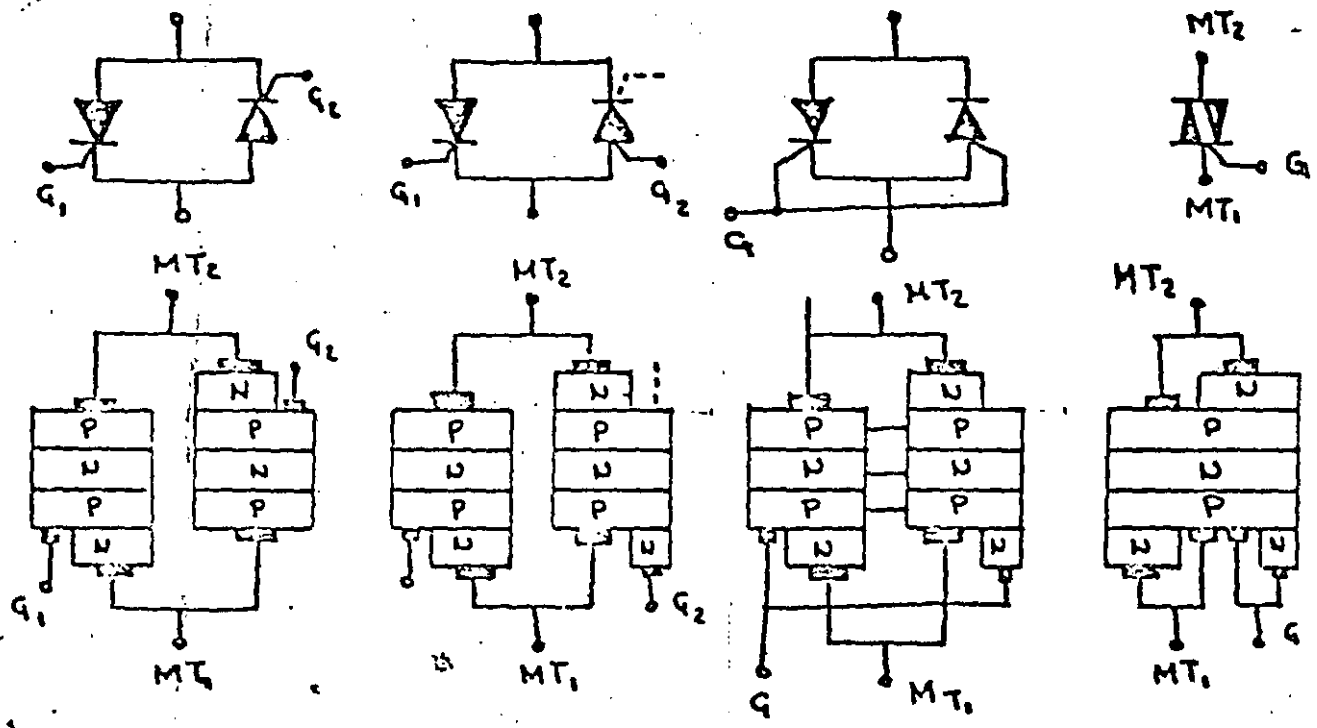


FIGURA 2.9

MODOS DE DISPARO

Debido a sus caracterfsticas "casi-simetricas" el-TRIAC posee cuatro modos de disparo, dependiendo de la polaridad entre MT_1 y MT_2 y del sentido de la corriente I_G .

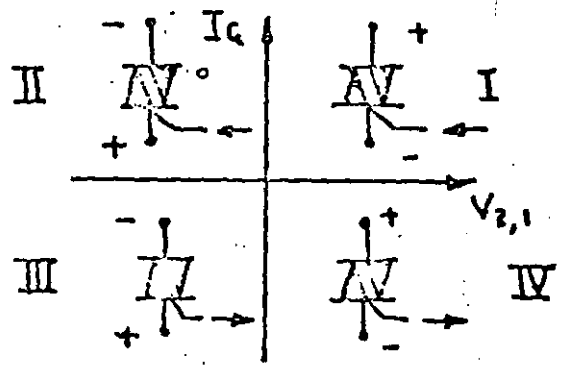


FIGURA 2:10

A los modos I y III se les conoce como "modos naturales", y en los que requieren menor cantidad de corriente de compuerta. Cabe hacer notar que en general $I_{G_{III}} > I_{G_I}$ para un voltaje $MT_2 - MT_1$ dado.

2.2 Especificaciones de los thyristores

La correcta aplicación del thyristor dependen de la adecuada interpretación de los datos proporcionados por el fabricante. Los datos pueden variar en presentación, pero la información (por lo general) en la misma independientemente del fabricante; a continuación se analiza el caso del SCR considerando que la extrapolación al caso del TRIAC es simple y directa.

- Limites de operación en temperatura: en general $- 40^\circ C < T_j < 125^\circ C$

- Limites en voltaje

Aplican para T_j máxima

V_{RE} = Voltaje pico repetitivo máximo

V_{EB} = Voltaje pico inverso repetitivo máximo

V_{FBT} = Voltaje pico directo transitorio máximo

V_{RBT} = Voltaje pico inverso transitorio máximo

V_{BO} = Voltaje de conducción para $I_A = 0$

V_{RB} = Voltaje inverso de ruptura.

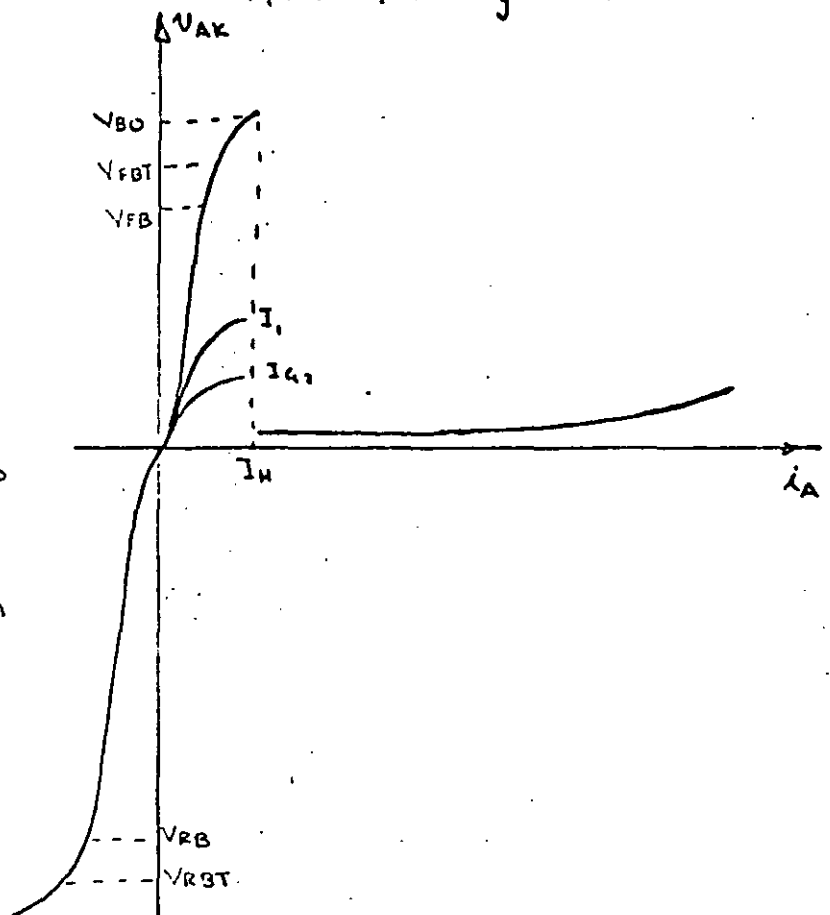


FIGURA 2.11

V_{FB} = Voltaje pico directo repetitivo máximo
 V_{RB} = Voltaje pico inverso repetitivo máximo

durante intervalos cortos de tiempo (p. ej. 5m seg.), los valores del voltaje de pico máximo se incrementan.

V_{FBT} = Voltaje pico directo transiente máximo

V_{RBT} = Voltaje pico inverso transiente máximo

V_{BO} = Voltaje al cual el thyristor conduce un estímulo externo (el dispositivo puede emplearse bajo estas condiciones con limitación externa de corriente).

V_{RB} = Voltaje de ruptura inversa (se debe evitar pues fácilmente involucra la destrucción del dispositivo).

- Voltaje de compuerta mínimo para encendido.

- Límites en corriente:

- Corriente eficaz máxima

- Máxima corriente promedio (conducción 180°)

- Máximas corrientes transitorias (especificadas en función de la duración del transitorio) típicamente 1/2, 3 y 10 ciclos.

- Corrientes pico (directa e inversa) para la compuerta.

- Corriente mínima para el disparo del thyristor.

- Límites en potencia:

- Energía de fusión (60 Hz) $I^2 t$

- Potencias máximas (pico y promedio) en la compuerta.

- Resistencia térmica: incremento de temperatura de la juntura con respecto al encapsulado o al disipador, causada por la disipación de potencia.

- Límites de conmutación:

- Tiempo de encendido

- tiempo de apagado
- maxima di/dt permisible
- maxima dv/dt permisible

2.3 Disipación térmica

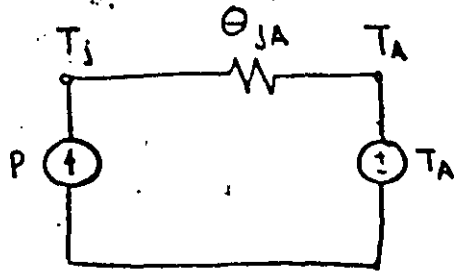
Dado que a través del dispositivo circula una corriente y entre sus terminales esta presenta un voltaje, el thyristor deberá disipar una potencia igual al valor del producto de los valores efectivos de las variables mencionadas. Por otra parte, el dispositivo esta restringido en cuanto a su temperatura de operación y en cuanto a la magnitud de las variaciones de esta, debido a los siguientes hechos:

- Degeneración de los perfiles de las junturas pn a elevadas temperaturas debido a fenómenos de difusión sólida.
- Fallas mecánicas por esfuerzos causados por diferencias en los coeficientes de dilatación de los diversos materiales que componen el thyristor.
- Migración de los metales que componen las metalizaciones que interconectan las regiones que constituyen el thyristor.

El diseño de los medios para lograr que el thyristor opere dentro de los límites de operación propuestos, bajo las demandas impuestas por la carga, se basa en una analogía denominada electrotérmica.

P	———	Potencia	———→	Corriente
θ	———	Impedancia Termica	———→	Impedancia
T	———	Temperatura	———→	Voltaje

El modelo térmico de un thyristor disipando potencia al medio ambiente queda entonces para regimen permanente (DC).



P = potencia disipada por el thyristor.
 T_j = temperatura de la juntura
 T_A = temperatura del ambiente
 θ_{JA} = Impedancia térmica de la juntura al ambiente.

FIGURA 2.12

En lo general el thyristor estara montado sobre un disipador, por tanto el modelo quedará para régimen permanente.

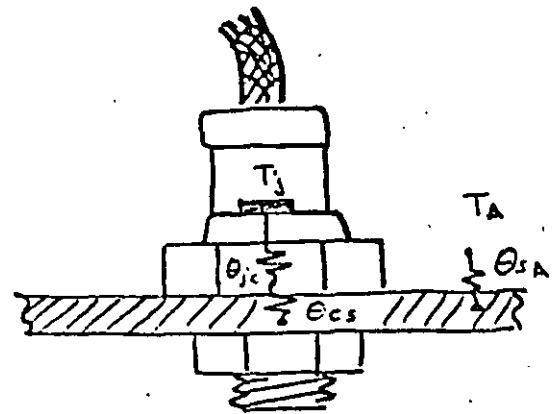
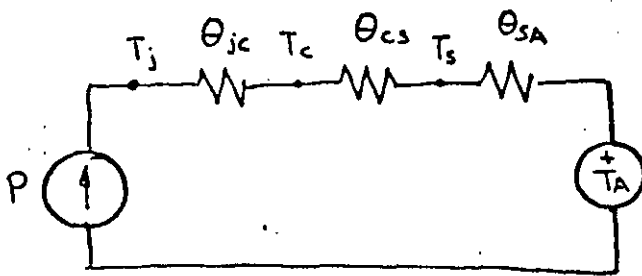


FIGURA 2.13

donde: θ_{jc} = Impedancia térmica juntura-capsula
 θ_{cs} = Impedancia térmica cápsula-disipador
 θ_{SA} = Impedancia térmica disipador-ambiente
 T_j = Temperatura de la juntura
 T_c = Temperatura de la cápsula
 T_s = Temperatura del disipador
 T_A = Temperatura del ambiente
 P = Potencia disipada en el thyristor.

NOTA: Se desprecia θ_{JA} , θ_{CA} por ser muy grandes comparadas con las otras θ 's en paralelo.

Para el caso de operación transitoria el equivalente queda como:

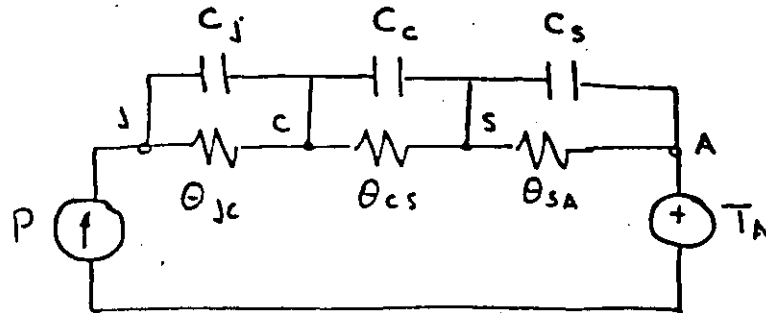


FIGURA 2.14

donde: C_j = Capacitancia térmica de la juntura
 C_c = Capacitancia térmica de la cápsula
 C_s = Capacitancia térmica del disipador

Lo anterior implica que si se aplica un pulso de potencia al thyristor la temperatura de la juntura no aumentara en forma abrupta.

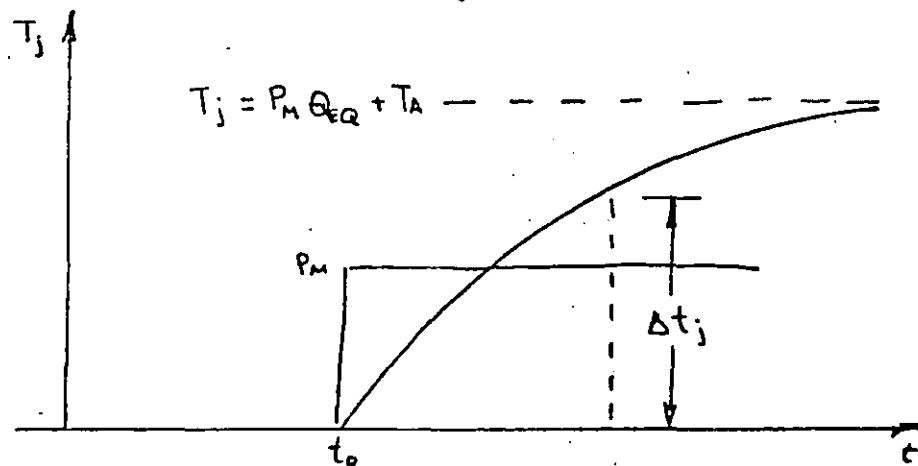


FIGURA 2.15

Debido a lo previamente expuesto, a las frecuencias usuales de operación, si el thyristor es exitado mediante un tren de pulsos rectangulares la temperatura variará como se muestra a continuación:

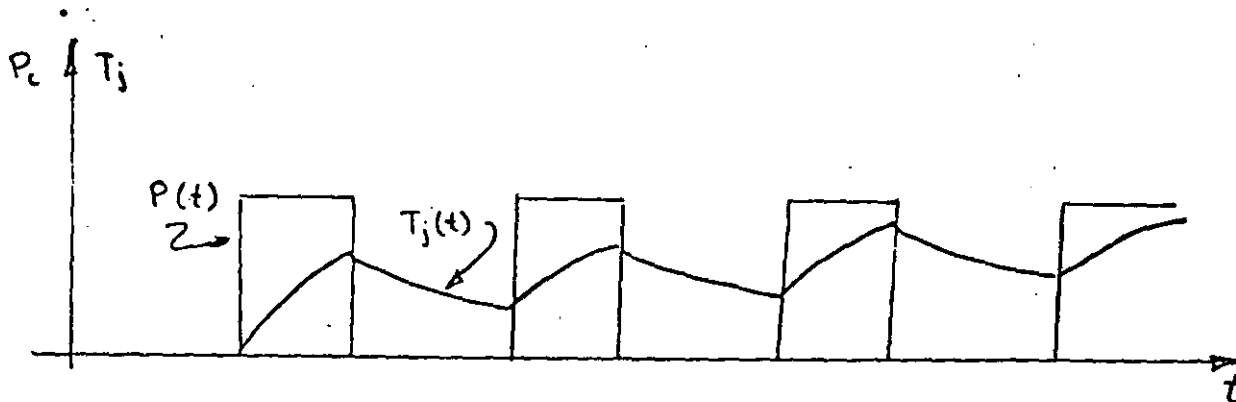


FIGURA 2.16

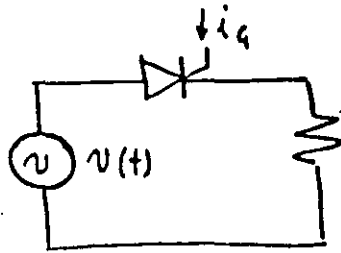
Como consecuencia, la capacidad para el manejo de corriente disminuira conforme se incrementa el factor de forma F

$$F = \frac{\text{Valor eficaz}}{\text{Valor promedio}} \quad (2.5)$$

La disminución en la corriente máxima permisible esta indicada en las hojas de especificaciones, mediante gráficas para trenes de pulsos rectangulares y de segmentos senoidales. Generalmente tambien se especifica la resistencia térmica transitoria, para pulsos no repetitivos de potencia.

Ejemplo: Calcule el disipador para el circuito mostrado

- Si: V eficaz = 220 (V pico = 311.1)
- R = 1 Ω
- α = 0
- T_A = 40° C



despreciando la caída en el thyristor

$$i(t) = 220 \sqrt{2} \text{ sen } \omega t$$

$$= 311 \text{ sen } \omega t$$

para $I_{\text{max}} = 311 \text{ Amp}$ $V_D = 1.7 \text{ Volts}$ → Suposición correcta.

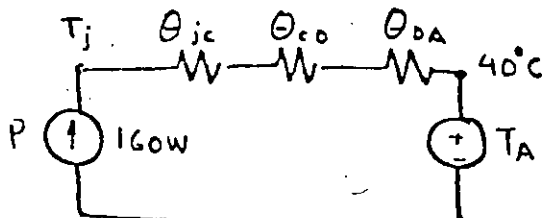
El valor promedio esta dado por I_0

$$I_0 = \frac{I_{\text{max}}}{\pi} = \frac{311}{\pi} = 99 \text{ Amp.}$$

∴ de las curvas del thyristor para $\alpha = 0^\circ$ (conducción 180°) e $I_0 = 99 \text{ Amp.}$

$$P_0 = 160 \text{ W}$$

El modelo electrotérmico queda:



De las hojas de datos obtenemos:

$$\theta_{jc} = 0.15 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$\theta_{co} = 0.075 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$T_{c \text{ max}} = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\text{Si } T_c|_{\text{máx}} = 100^\circ\text{C}$$

$$\text{y } \Delta T_{CD} = 160 (0.075) = 12^\circ\text{C}$$

$$T_D|_{\text{máx}} = 88^\circ\text{C}$$

$$\therefore \Delta T_{DA}|_{\text{máx}} = 48^\circ\text{C}, \text{ lo cual obliga al disipador (i) con lo que obtendremos } T_c|_{\text{máx}} = 98^\circ\text{C}$$

Si deseamos calcular la eficiencia, podemos considerar que las pérdidas están dadas por los 160 ω disipados por el thyristor y que la potencia útil será la disipada en la carga.

$$\eta = 100 \times \frac{\left(\frac{V_{RMS}}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{1}{R} - 160}{\left(\frac{V_{RMS}}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{1}{R}} \quad \begin{array}{l} \text{potencia útil en la carga} \\ \text{potencia suministrada por la fuente} \end{array}$$

$$\eta = 100 \frac{\left(\frac{220}{\sqrt{2}}\right)^2 - 160}{\left(\frac{220}{\sqrt{2}}\right)^2} = 99.3 \%$$

Para $\alpha = 120^\circ$, la corriente rectificadora promedio será:

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{V_{RMS}}{\sqrt{2} R} (1 + \cos \alpha) \\ &= \frac{220}{\sqrt{2} R} (1 + \cos 120^\circ) = 24.8 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

de la gráfica $P_o = 35 \omega$

$$\text{como } \theta_{JD} = \theta_{jc} + \theta_{CD} = 0.225 \Delta T_{JD} = 7.88^\circ\text{C.}$$

$$\text{p.o.p. } \Delta T_{DA} = 48^\circ\text{C para } P_o = 160 \omega$$

$$\theta_{DA} = 0.3$$

$$\therefore \Delta T_{DA} = 0.3 (35) = 10.5^\circ\text{C} \quad (\text{de la curva obtenemos } \Delta T_{DA} = 12^\circ\text{C})$$

$$\therefore T_{j \max} \Big|_{35\omega} = T_A + \Delta T_{JD} + \Delta T_{DA} = 58.4^\circ\text{C}$$

2.4 Razones máximas de cambio

VARIACION DE LA CORRIENTE $\left(\frac{di}{dt}\right)$

La limitación es debida a la aglomeración de corriente en torno al electrodo de la compuerta, por tanto si el incremento es demasiado rapido, se pueden formar "puntos calientes" que destruyan el dispositivo.

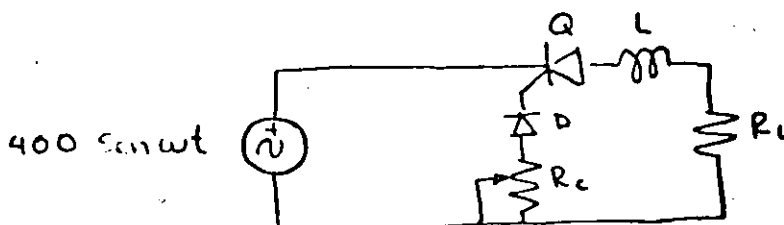
Por tanto la razon de cambio^{da} de la corriente $\left(\frac{di}{dt}\right)$ debe mantenerse por debajo del valor máximo señalado por el fabricante.

La solución puede plantearse desde dos puntos de vista:

- Acelerar la transición al estado de conducción inyectando a la compuerta una corriente mayor a la señalada como mínimo por el fabricante.
- Añadiendo inductancia en la rama que contiene el thyristor.

Ejemplo:

Calcularemos la inductancia L necesaria para limitar la di/dt del thyristor en el circuito mostrado a continuación:



Los datos pertinentes del thyristor son:

Conducción para $I_G = 150 \text{ mA}$ $V_{AK} = RV$

$$R_{GK} = 20 \Omega \quad I_G|_{\max} = 4 \text{ Amp.}$$

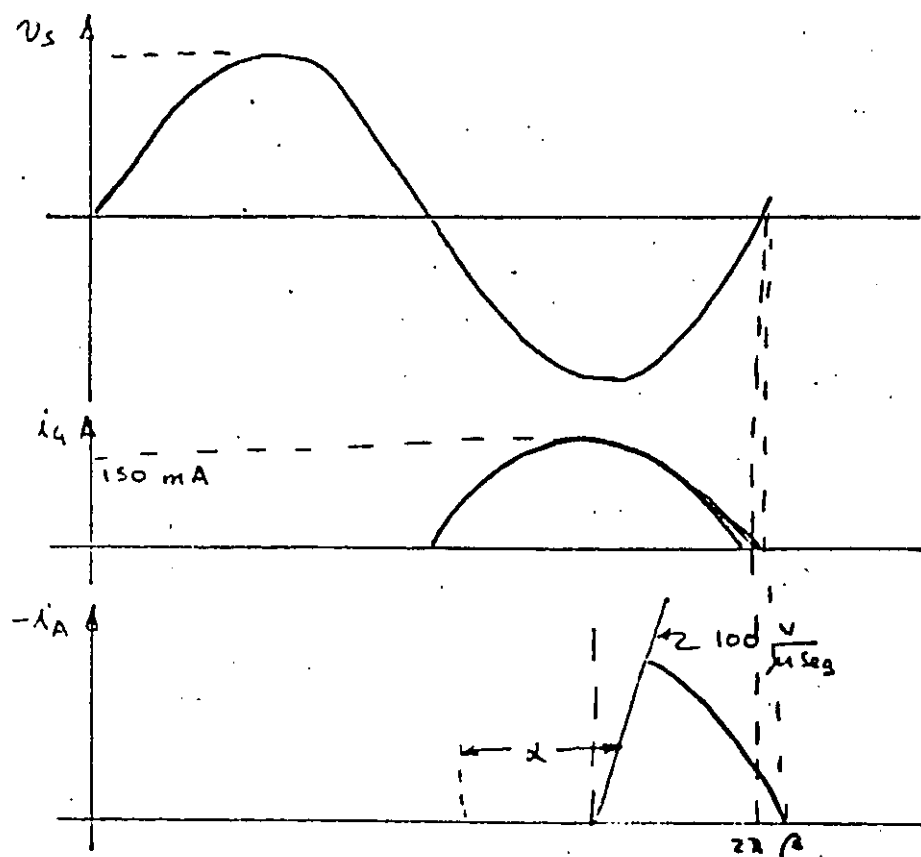
$$\therefore R_C|_{\max} = \frac{400}{130 \times 10^{-3}} - 20 = 2.67 \text{ k}\Omega$$

$$R_C|_{\min} = \frac{400}{4} = 100 \Omega$$

Considerando $R_C = R_C|_{\max}$ $\alpha = \frac{\pi}{2}$

Si tomamos en cuenta que $\frac{di_a}{dt} \leq 100 \text{ Amp}/\mu \text{ seg.}$

y consideramos $R_L = 1 \Omega$ tendremos:



cuando el thyristor conduce:

$$-v = R_L i_A + L \frac{di_A}{dt}$$

$$\therefore i_A = \frac{v}{R_L} \left(1 - e^{-\frac{t'}{\tau}} \right) \text{ donde } \tau = \frac{L}{R_L}$$

$$\therefore \left. \frac{di_A}{dt} \right|_{\max} = \frac{v}{L_{\min}}$$

Considerando (seguridad) $\frac{di_A}{dt} = 80 \text{ A}/\mu \text{ seg.}$

$$L_{\min} = \frac{400}{80} = 5 \mu\text{H}$$

NOTA: Cuantificar posible retraso en el cruce por una de la corriente i_A .

VARIACION DEL VOLTAJE $\left(\frac{dv_{AK}}{dt} \right)$

Debido a las capacitancias de juntura, un rapido incremento en el voltaje entre anodo y cátodo puede encender el thyristor aún con corriente de compuerta cero.

El modelo para el peor caso se muestra a continuación:

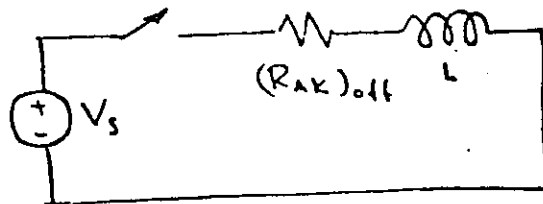


FIGURA 2.17

R_{AK} puede estimarse en función de la corriente de fuga y el voltaje pico.

Ejemplo: Supongamos $(V_{AK})_{max} = 400 \text{ V}$ e $I_{fua} = 15 \text{ mA}$.

$$(R_{AK})_{off} \approx 30 \text{ k}\Omega$$

como $v_{AK} = V_p \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$ donde $\tau = \frac{L}{(R_{AK})_{off}}$

y el máximo ocurre para $t = 0$

$$\left. \frac{d v_{AK}}{dt} \right|_{max} = \frac{(R_{AK})_{off}}{L} V \text{ pico}$$

Con el inductor ya calculado para limitar $\frac{dia}{dt}$ se tendrfa:

$$\left. \frac{d v_{AK}}{dt} \right|_{max} = \frac{30 \times 10^3}{5 \times 10^{-6}} \times 400 = 2.4 \times 10^6 \frac{\text{V}}{\mu \text{seg}}$$

lo cual excede el máximo de $300 \text{ V}/\mu \text{seg}$. especificado para el thyristor, ya que emplean inductores muy grandes es costoso en dinero y espacio (en este caso se requerirían 40 mH) se debe buscar otra solución.

Una solución adecuada es colocar en paralelo con $(R_{AK})_{off}$ una impedancia -- que impida el crecimiento desmesurado de v_{AK} .

Esta solución se muestra en la siguiente figura:

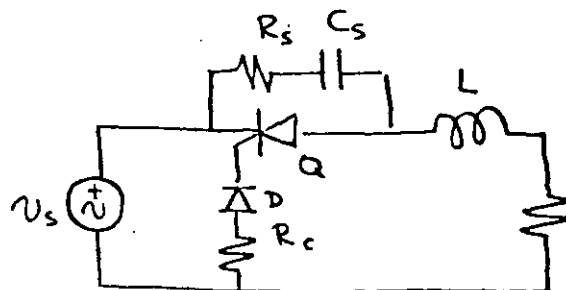


FIGURA 2.18

dado que V_{CS} no puede variar instantáneamente de su valor inicial igual a cero la derivada máxima estará dada por:

$$\left. \frac{d v_{AK}}{dt} \right|_{\max} = \frac{R_s}{L} V \text{ pico} \quad (2.6)$$

debido a que R_s no puede ser demasiado pequeña en razón de la disipación de esta, se requerirá incrementar ligeramente el valor de L para satisfacer la restricción de un máximo en la derivada.

2.5 CIRCUITOS DE DISPARO

El propósito del circuito de disparo es proporcionar a la compuerta del thyristor un pulso o nivel de corriente de la magnitud apropiada en el instante deseado.

El circuito de disparo deberá contemplar los siguientes aspectos:

- corriente pico máximo de la compuerta
- corriente nominal de disparo
- voltaje nominal de disparo
- potencia pico máxima
- potencia promedio máxima

Un circuito de disparo correctamente diseñado será capaz de proporcionar la máxima corriente posible dentro de los límites de operación del thyristor.

2.5.1 Circuito de disparo mediante DIAC

Este circuito de disparo encuentra su principal aplicación en conjunto con un TRIAC. El DIAC es un dispositivo similar al TRIAC pero que carece de una terminal de compuerta y cuyo voltaje de conducción es substancialmente mayor; en la figura 2.19 se muestra una gráfica típica, así como el símbolo del dispositivo.

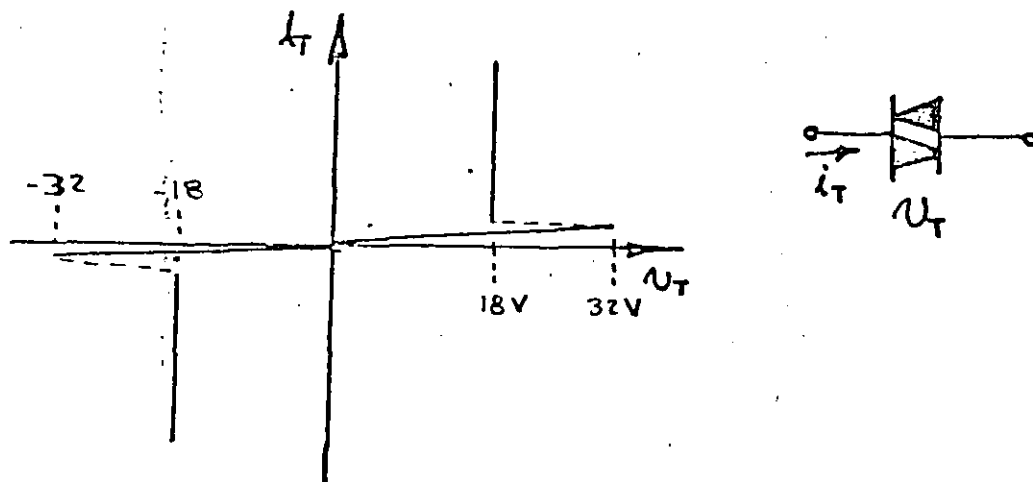


FIGURA 2.19

La aplicación del DIAC en un circuito de disparo está encaminada a satisfacer --

las siguientes necesidades:

- proveer al TRIAC con un pulso de disparo enérgico y bidireccional.
- fijar una referencia que evite la dependencia entre el punto de disparo y las características del TRIAC.

Un ejemplo típico de aplicación para este circuito de disparo se encuentra en -- los atenuadores de luz (dimmers); a continuación se presenta y analiza un circuito denominado de constante de tiempo única.

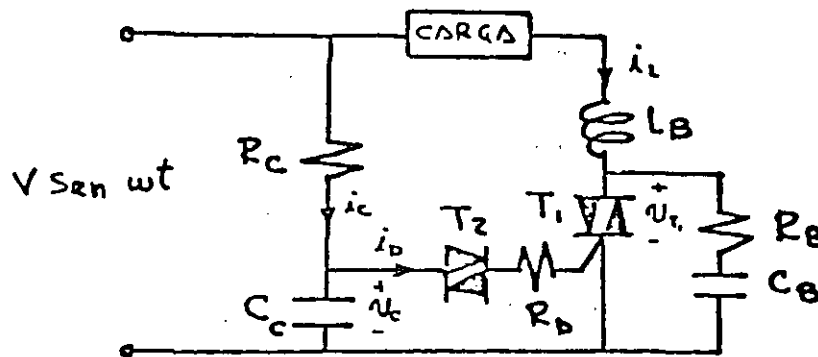


FIGURA 2.20

En la figura 2.21 se muestran las formas de onda presentes en el circuito; estas formas de onda han sido exageradas para mayor claridad.

El circuito de disparo esta formado por la red

R_c , C_c , T_2 y R_D

El circuito de protección al TRIAC esta formado por

R_B , C_B y L_B

Resulta prácticamente evidente que si variamos R_c variará el punto ωt en el cual se disparara el thyristor, posteriormente se analizara mas a fondo el circuito, al discutir el tema de controladores de C.A.

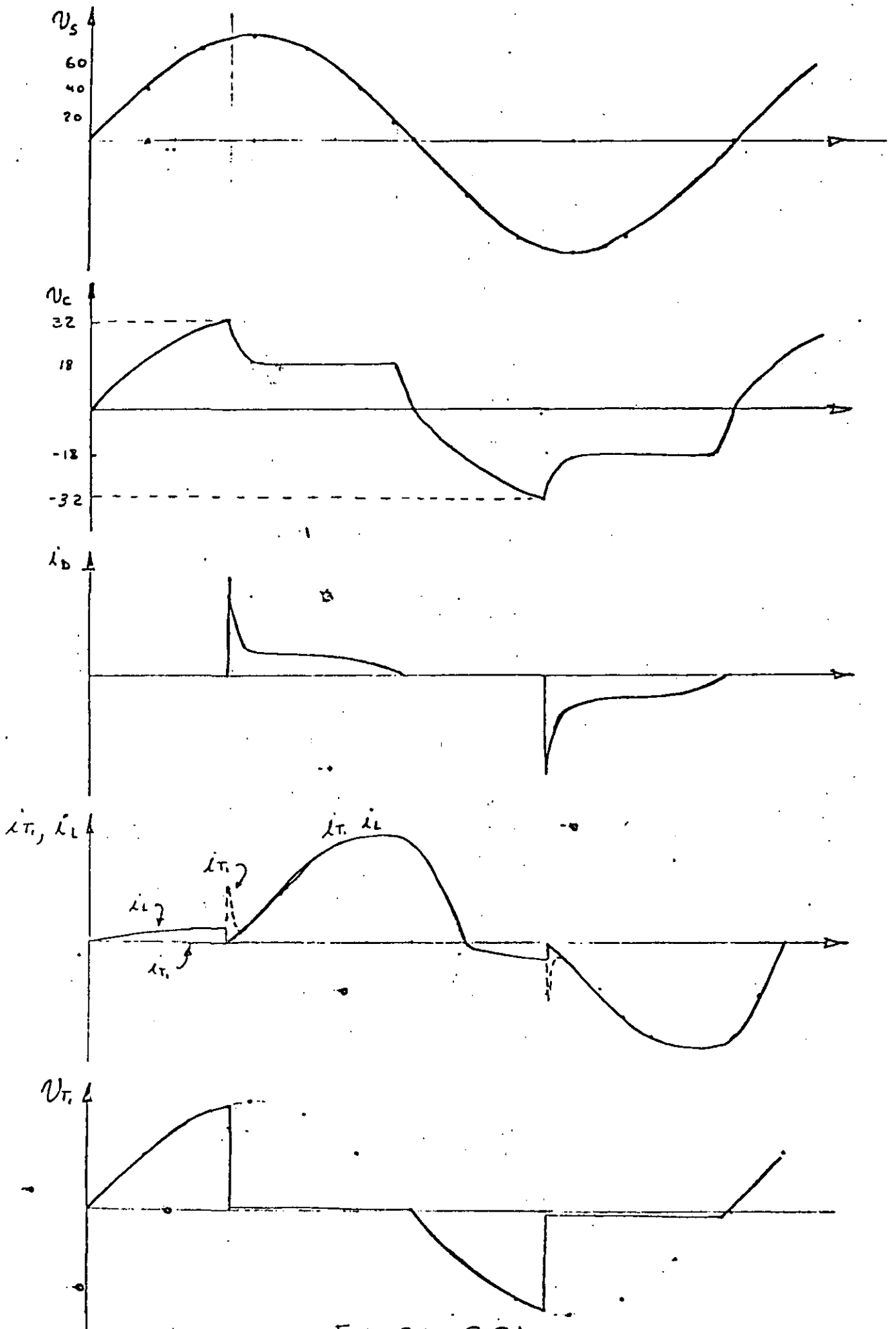


FIGURA 2.21

2.5.2 Otro método de disparo muy empleado, sobre todo en diseños antiguos emplea como elemento para la generación del pulso de corriente un circuito con un transistor de monojuntura acoplado al thyristor mediante un transformador de pulsos.

En la figura 2.22 se muestra un circuito de disparo para SCR, el cual emplea adicionalmente al transistor de monojuntura un TBJ como amplificador del pulso.

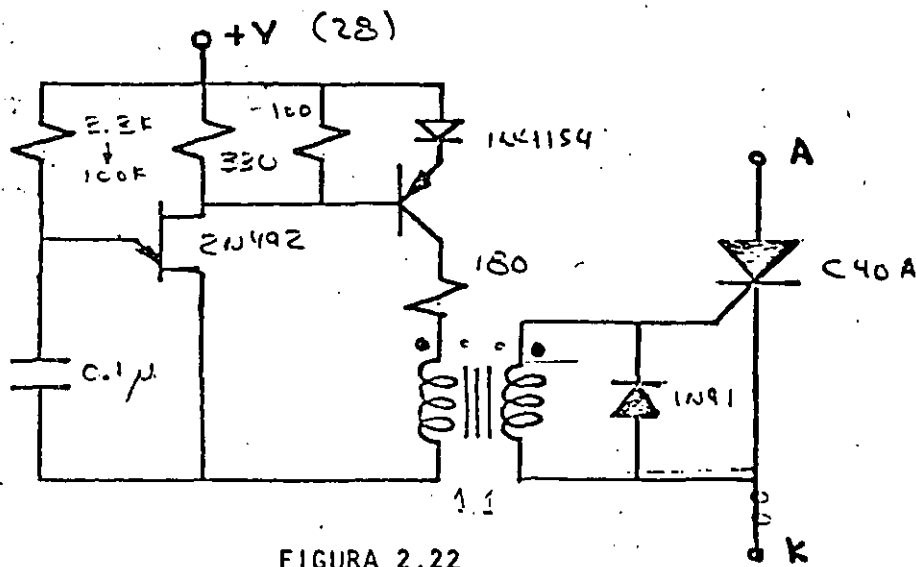


FIGURA 2.22

La operación del circuito se muestra en la figura 2.23.

En algunas ocasiones es necesario emplear wt's para el disparo de TRIAC's con corriente de características bidireccionales; un circuito para este propósito se muestra en la figura 2.24, este circuito emplea una configuración tipo puente de tal forma que puede ser polarizado mediante la línea de C.A.

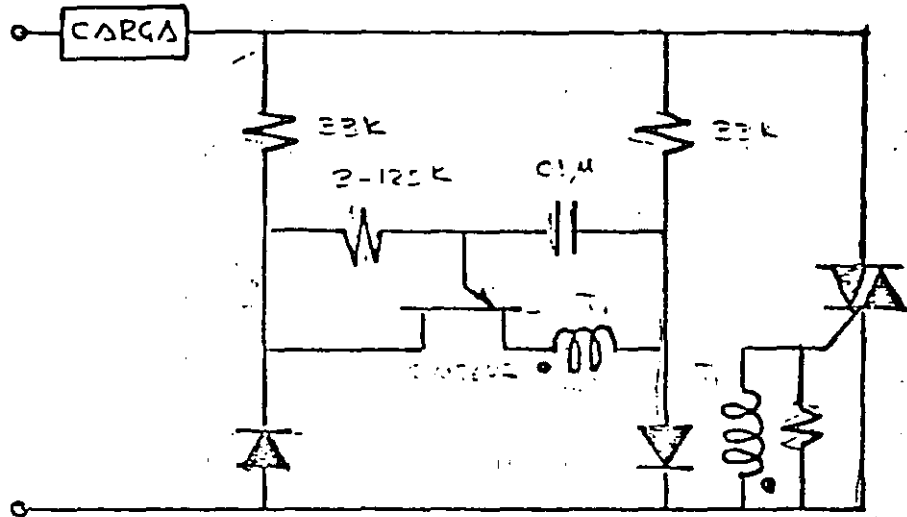


FIGURA 2.24

En la figura 2.25 se muestran las formas de onda que describen la operación del circuito.

Para los casos en los que se requiere que la señal de disparo permanezca activa durante un intervalo de tiempo grande, se puede emplear un circuito que emplea una portadora de alta frecuencia (20 a 30 KHz).

En la figura 2.26 se muestra el principio de operación y en la figura 2.27 un circuito que implementa el concepto de disparo mediante portadora de alta frecuencia.

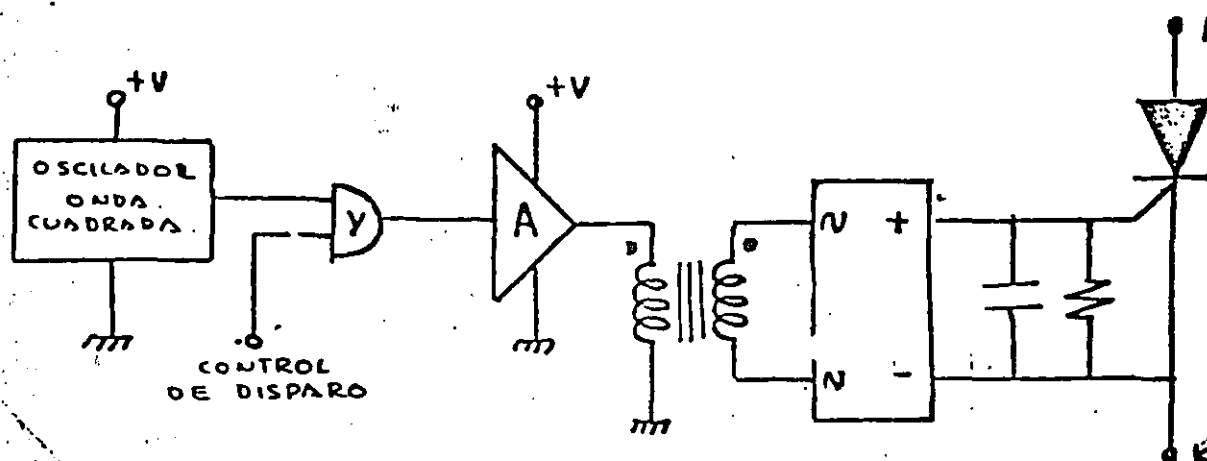


FIGURA 2.26

El circuito de la figura 2.27 emplea como oscilador una configuración astable, con lo que se obtienen simultáneamente señales complementarias que pueden ser aplicadas a la etapa "push-pull" de salida obteniéndose en el transformador T una forma de onda sin componente de C.D. evitando por tanto problemas de saturación del núcleo.

CIRCUITO PARA DISPARO MEDIANTE PORTADORA DE ALTA FRECUENCIA

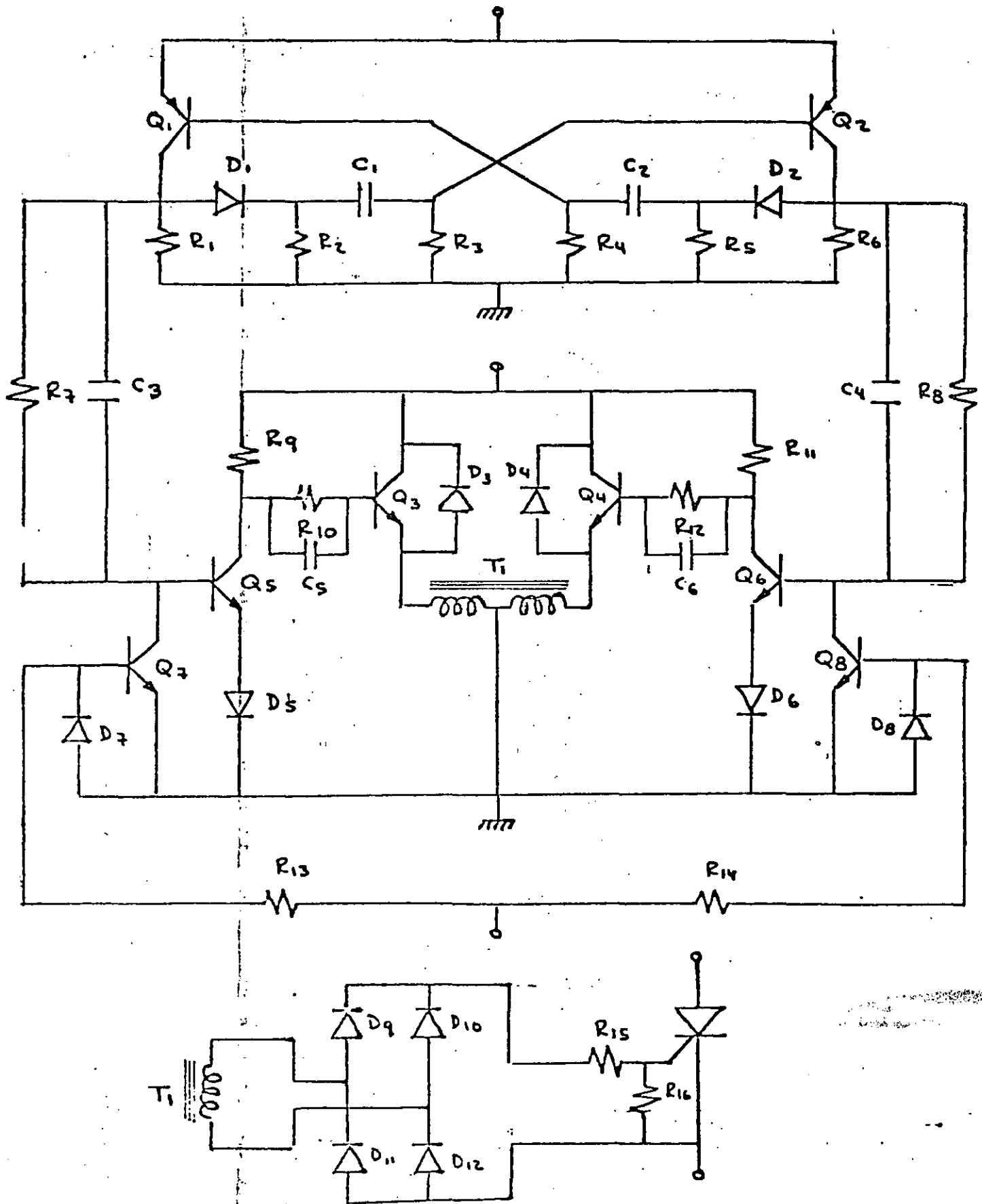
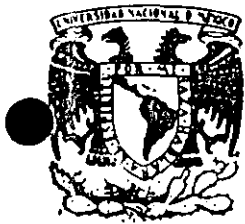


FIGURA 2.22

LISTA DE COMPONENTES

R ₁	4 K 7	C ₁	270P	D ₁	1N914
R ₂	2 K 2	C ₂	270P	D ₂	1N914
R ₃	100 K	C ₃	240P	D ₃	1N4934 (MR2771)
R ₄	100 K	C ₄	470P	D ₄	1N4934 (MR2771)
R ₅	2 K 2	C ₅	4 n 7	D ₅	1N914
R ₆	4 K 7	C ₆	4 n 7	D ₆	1N914
R ₇	6 K 8			D ₇	1N914
R ₈	6 K 8	Q ₁	2A257	D ₈	1N914
R ₉	10 K	Q ₂	2A257	D ₉	1N4934 (MR2771)
R ₁₀	2 K 2	Q ₃	TIP 32	D ₁₀	1N4934 (MR2771)
R ₁₁	10 K	Q ₄	TIP 32	D ₁₁	1N4934 (MR2771)
R ₁₂	2 K 2	Q ₅	2A237		
R ₁₃	100 K	Q ₆	2A237	T ₁	<u>Primario:</u>
R ₁₄	100 K	Q ₇	2A237		120+120 Vueltas # 28
R ₁₅	10 2 \emptyset	Q ₈	2A237		<u>Secundario:</u>
					40 Vueltas # 22
					<u>Nucleo:</u> Cuadrado
					Laminación # 37



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

ELECTRONICA DE POTENCIA

RECTIFICADORES POLIFASICOS

LUIS M. HERNANDEZ ORTEGA

JUNIO, 1985

INDICE

1.- FUNDAMENTOS	
1.1 CONSIDERACIONES GENERALES	
1.1.1 INTRODUCCION	1
1.1.2 CARGAS TIPICAS	3
1.2 ANALISIS PREVIO	4
1.2.1 RECTIFICACION DE MEDIA ONDA	4
1.2.2 CARGA RESISTIVA PURA	4
1.2.3 CARGA INDUCTIVA PURA	6
1.2.4 CARGA INDUCTIVA Y RESISTIVA	9
2.- ANALISIS DE LA CORRIENTE RECTIFICADA	
2.1 ECUACION DEL VALOR INSTANTANEO DE LA CORRIENTE	14
2.2 ANALISIS DE LAS FORMAS DE ONDA	20
2.3 ANGULO DE IGNICION CAMPO DE EXISTENCIA	23
2.4 ANGULO DE EXTINCION	26
3.- ANALISIS DE LAS TENSIONES	
3.1 VALORES RELEVANTES	27
3.2 ANALISIS DEL MODO DE CONDUCCION	29
3.3 CASOS PRACTICOS	
3.3.1 MOTOR EN MOVIMIENTO	34
3.3.2 RECTIFICADOR PARA CAMPO	34
4.- ANALISIS DE LA CORRIENTE INSTANTANEA	
4.1 CONSIDERACIONES SOBRE LA CORRIENTE RECTIFICADA	35
4.2 ANGULO DE IGNICION CRITICO	38
4.3 APLICACIONES	
4.3.1 CONDUCCION DISCONTINUA	44
4.3.2 CONDUCCION CONTINUA	45
4.3.3 CONDUCCION CRITICA	45
4.4 INVERSION DEL PARAMETRO "a"	47

4.5 VALORES IMPORTANTES EN CIRCUITOS RECTIFICADORES	
4.5.1 FACTOR DE RIPPLE	47
4.5.2 CORRIENTE MEDIA POR FASE	49
4.5.3 CORRIENTE EFICAZ POR FASE	50
4.5.4 FACTOR DE UTILIZACION DEL SECUNDARIO	50
4.5.5 FACTOR DE UTILIZACION DEL PRIMARIO	51
4.5.6 RENDIMIENTO DEL RECTIFICADOR	56
5.- ASPECTOS PRACTICOS	
5.1 REGULACION	57
5.2 RECTIFICADORES POLIFASICOS DE ONDA COMPLETA	63

1.- FUNDAMENTOS

1.1 CONSIDERACIONES GENERALES

1-1-1 INTRODUCCION

Un conjunto de varias tensiones alternados de la misma frecuencia que se sostienen simultáneamente de un sistema generador cualquiera constituye un sistema polifásico de tensiones. Si las tensiones generadas tienen la misma amplitud y su desfase relativo es constante el sistema se dice simétrico. En tal caso si T es el período de una cualquiera de las tensiones y "n" el No. de fases, el desfase relativo será igual a T/n .

Cuando se trata de rectificar grandes cantidades de energía se utilizan por diversas razones circuitos rectificadores polifásicos, con preferencia sobre los monofásicos. La primera razón es debido a que hoy en día tanto la generación, como la transmisión y distribución de la energía eléctrica es de carácter polifásico, en general y en particular, trifásico. Existen también razones de orden técnico, por cuanto veremos más adelante, la tensión pulsante de salida de un rectificador polifásico contiene un menor porcentaje de armónicos y por lo tanto un factor de ripple α , ondulación más bajo, suponiendo que no existan filtros en uno y otro tipo de rectificador. De aquí que en el caso de rectificadores polifásicos los filtros a utilizar sean más baratos y de mayor sencillez; o que cuando no interese tanto el ripple de salida y por tanto no se utilicen filtros, se tienda a usar el rectificador polifásico por tener un mayor rendimiento.

Otro tercer elemento que puede mencionarse en cuanto a la tendencia a la utilización de los rectificadores polifásicos, está basado o referido al empleo de los transformadores de alimentación y demás instalaciones que en el caso de los polifásicos son más económicos y ventajosos : para una salida del rectificador dado, el tamaño nominal requerido para la instalación del rectificador polifásico es menor.

En cuanto a los rectificadores en sí, digamos que en una primera época se utilizaron los del tipo de cubeta de mercurio, tales como ignitrones. También se han empleado válvulas de cátodo caliente, rectificadores de óxido de Cu y de Se.

Sin embargo los rectificadores de silicio de estado sólido desarrollados actualmente por la tecnología de los semiconductores - han hecho mucho más práctico el empleo de circuitos polifásicos, dados su menor peso, tamaño, mantenimiento y disipación, su facilidad de instalación, etc. Asociado todo ésto a una gran variedad y costo relativamente menor. Podemos decir que el comportamiento de los circuitos rectificadores está influenciado por el carácter de la impedancia de la carga.

Magnitudes como valores máximos, medio y eficaz de la tensión y corriente rectificadas, factor de ripple, factores de utilización del transformador de alimentación, etc., dependen en gran medida del tipo de carga de utilización.

Este comportamiento se debe a :

- 1) La tensión de salida del rectificador no es continua, pero posee un alto contenido armónicoante el que reacciona de dis-

tinta manera los parámetros R, L y C.

- 2) El tiempo distinto de circulación de corriente por los elementos rectificadores que dependen de la relación que entre sí mantengan los parámetros del circuito y de la presencia o no de elementos generativos en la carga como la fem de -- una batería o la fce en de un motor.
- 3) El hecho de que se pueda controlar a voluntad externamente, el tiempo de circulación en los rectificadores controlados.
- 4) El No. de fases del sistema rectificador.

1-1-2

CARGAS TIPICAS :

En aplicaciones industriales las cargas están generalmente formadas por combinaciones de resistencias (R); inductancias (L), junto a la presencia a veces de elementos generativos (G) como puede ser la fem de una batería o de un motor.

Según estos elementos podemos calificar a las cargas industriales en :

<u>COMBINACION DE PARAMETROS</u>	<u>EJEMPLO TIPICO</u>
a) L,R,G-----	Armadura de un motor.
b) R y G-----	Batería (carga).
c) L y R-----	Campo de un motor o generador. Control lámparas fluorescentes.
d) R-----	Control lámparas incandescentes.
e) L-----	Campos de máquinas de elevada potencia. Accionamiento de grandes electroimanes.

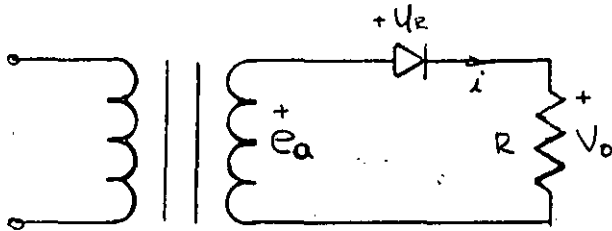
1-2 ANÁLISIS PREVIO.

RECTIFICACION DE MEDIA ONDA - 1-2-1.

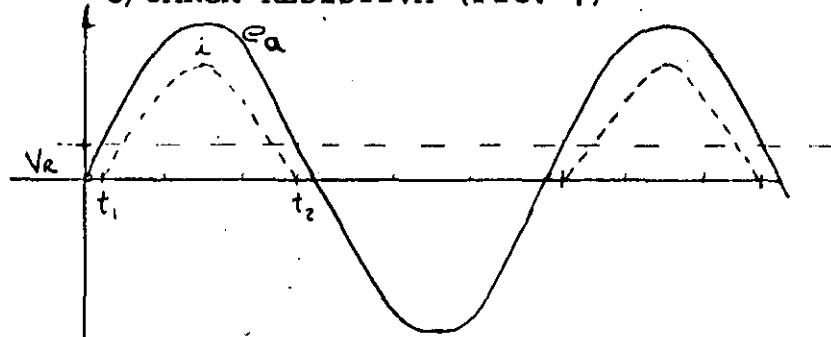
El estudio analítico de los sistemas o circuitos rectificadores supone la resolución de ecuaciones diferenciales no homogéneas - de 1er. orden. Para su resolución, se hace necesario conocer -- las condiciones iniciales y finales del problema o sea los valores de la función al comenzar y cesar cada ciclo de trabajo.

Vamos a hacer el análisis primero referido a un circuito monofásico, rectificador de media onda, para obtener algunos criterios básicos, que nos ayudarán posteriormente para el análisis de circuitos rectificadores más complejos. Analizaremos primero el caso de una carga resistiva para.

1.2-2 CARGA RESISTIVA PURA.



RECTIFICADOR MONOFASICO
C/CARGA RESISTIVA (FIG. 1)



CURVAS DE TENSION Y CORRIENTE
(FIG. 2)

Aplicando Kirchoff, la ecuación del estado instantáneo del circuito será :

$$E_a = U_R + iR \therefore i = \frac{E_a - U_R}{R}$$

U_R : caída de tensión interna en el rectificador.

" U_R " es una función de la corriente "i" : $U_R = f(i)$ - Lo podemos considerar como una constante. A pesar de ello si " E_a " es relativamente grande, se podrá despreciar U_R o considerárselo como un valor medio constante.

Si la entrada es sinusoidal será :

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a \sin \omega t - U_R}{R} \quad (1)$$

haciendo $a = \frac{U_R}{\sqrt{2} E_a}$

será $i = \frac{\sqrt{2} E_a}{R} (\sin \omega t - a)$ (2)

Ecuación representada en la figura 2. Se observará que la corriente de carga está compuesta por arcos de senoide y en base con la tensión aplicada.

Podemos acá definir :

- a) Un tiempo de circulación de corriente por el elemento -
rectificador

$$\zeta = t_2 - t_1$$

- b) Un ángulo de circulación de corriente :

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

Se observa que durante el período de circulación de la corriente, la ecuación (1) es positiva; o lo que es lo mismo, la corriente -

solo circulará mientras la ecuación a) mantenga el signo positivo o mientras la tensión aplicada supere a la caída interna del rectificador U_R .

El ángulo de circulación se calcula teniendo en cuenta que para

$$Wt_1 = Wt_2 \Rightarrow i = 0$$

De la ecuación (2)

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{R} \sin (Wt_i - a) = 0$$

$$\therefore \sin Wt_1 = a \Rightarrow \underline{wt_1 = \text{Arc sin } a}$$

y por simetría :

$$\underline{wt_2 = \pi - \text{arc sin } a.}$$

Por lo cual :

$$\underline{\Delta x = w\zeta = \pi - 2 \text{ arc sin } a}$$

1-2-3 CARGA INDUCTIVA PURA

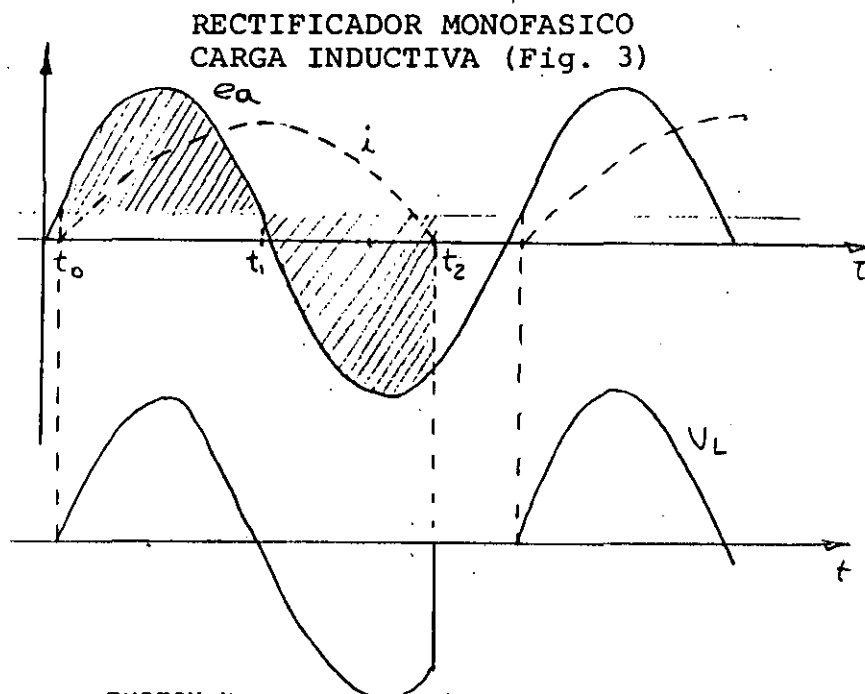
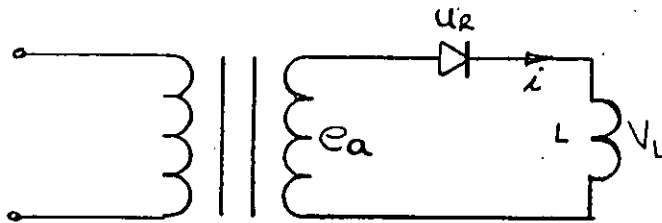


FIGURA 4

FORMAS DE ONDA DE TENSION Y
CORRIENTE CARGA INDUCTIVA

La ecuación del circuito será : $e_a = U_L + U_R$ (3)

que puede escribirse : $e_a = L \frac{di}{dt} + U_R$ (4)

De donde se deduce que : $L \frac{di}{dt} = \sqrt{2} E \sin \omega t - U_R$ (5)

De las ecuaciones (3), (4) y (5) resultaron las siguientes consecuencias :

- 1) La corriente comenzará a circular, como antes, cuando la cantidad $(e_a - U_R)$ sea positiva, instante t_0 en la figura 4.
- 2) La corriente pasará por un máximo en el instante (T_1) , tiempo para el cual la $di = 0$. De la (4) deberá verificarse que:

$$\sqrt{2} E \sin \omega t_i = U_R \quad (6)$$

Se puede observar en este instante que si la carga fuera resistiva, la corriente se anularía. En el caso inductivo por el contrario pasa por un máximo. Por lo tanto podemos decir que en el caso inductivo, el tiempo o ángulo de conducción se ha extendido apreciablemente.

El instante en que la corriente deja de circular (T_2) se deduce integrando e igualando a cero la ecuación (5).

$$\int di = \frac{\sqrt{2} E a}{L} \int_{t_0}^{t_2} \sin \omega t dt - U_R dt$$

Se deberá verificar que :

$$\frac{1}{L} \int_{wt_0}^{wt_2} (\sqrt{2} E_a \sin Wt - U_R) dt = 0$$

Es decir que:

$$\int_{wt_0}^{wt_2} (\sqrt{2} E_a \sin Wt - U_R) dt = 0 \quad (7)$$

Estamos en condiciones de trazar, cualitativamente, las formas de onda de corriente y tensión sobre la inductancia de carga, representados en la fig. (4).

La (7) nos indica que las áreas sombreadas son iguales.

En efecto la (7) se podrá escribir :

$$\int_{wt_0}^{wt_2} \sqrt{2} E_a \sin Wt dt = \int_{wt_0}^{wt_2} U_R (wt_2 - wt_0) dt$$

Finalmente si consideramos despreciable la caída en el rectificador, la corriente circulará durante 360° eléctricos y será simétrico pues así lo imponen las ecuaciones (3) (6) y (7).

Haciendo :

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

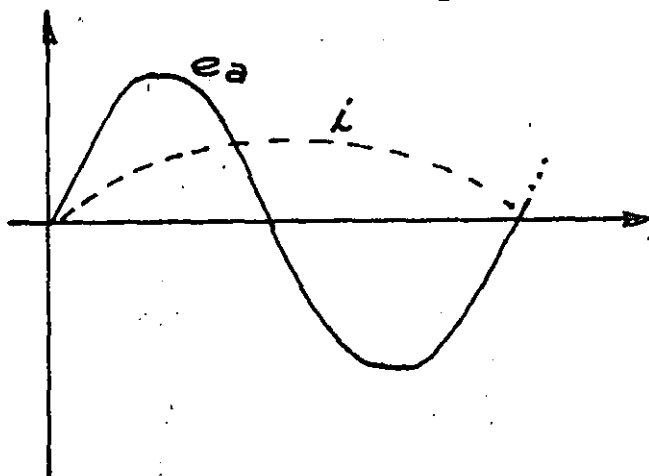


FIGURA (5)

La (7) quedará :

$$\int \sqrt{2} E_a (\sin Wt - a) dt$$

y la expresión de la corriente rectificadora instantáneo sería :

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{\omega L} \int (\sin \omega t - a) d\omega t \quad (8)$$

válida entre los instantes t_0 y t_2 (o los ángulos ωt_0 y ωt_2).

Despreciando la caída U_R , la expresión (8) quedará :

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

La constante de integración C se deduce de las condiciones iniciales :

$$\omega t = 0 \Rightarrow i = 0 \Rightarrow C = \frac{\sqrt{2} E_a}{\omega L}$$

Por lo tanto la expresión completa de "i" quedará :

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{\omega L} (1 - \cos \omega t) \quad (9)$$

Expresión de la corriente instantánea en una carga paramente inductiva y rectificadora monofásico.

1-2-4 CARGA INDUCTIVA Y RESISTIVA.

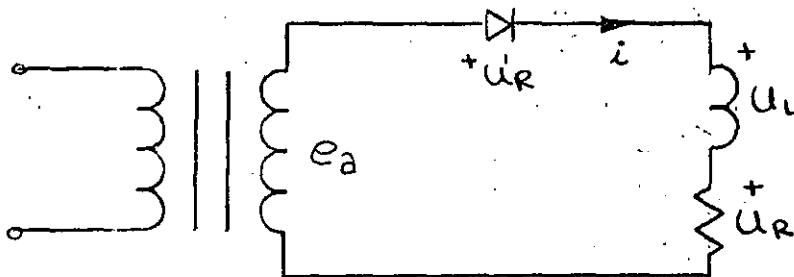


FIGURA (6)

A U_R^1 , por simplificar la supondremos nula. La ecuación del circuito quedará :

$$E_a = U_L + U_R = L \frac{di}{dt} + iR \quad (10)$$

En ésta una ecuación diferencial, no homogénea o coeficientes --

constantes, y tiene como solución una solución particular y la correspondiente a la ecuación homogénea.

a) SOLUCION HOMOGENEA.

$$\text{Será : } L \frac{di}{dt} + Ri = 0 \quad \therefore \quad \frac{di}{i} = -\frac{R}{L} dt$$

$$\text{Integrando : } Li = -Rt + A \quad \therefore \quad i_n = e^{-\frac{R}{L}t + A} = ce^{-\frac{R}{L}t}$$

b) SOLUCION PARTICULAR.

Tomaremos la solución para régimen permanente sinusoidal:

$$i_p = \frac{Ea}{z} = \frac{\sqrt{2}Ea}{|z|} \sin(\omega t - \varphi)$$

La solución general de la ecuación (10) será :

$$i = i_n + i_p = \frac{\sqrt{2}Ea}{|z|} \sin(\omega t - \varphi) + ce^{-\frac{R}{L}t}$$

$$i = \frac{\sqrt{2}Ea}{|z|} \sin(\omega t - \varphi) + ce^{-\frac{R\omega t}{WL}} \quad (11)$$

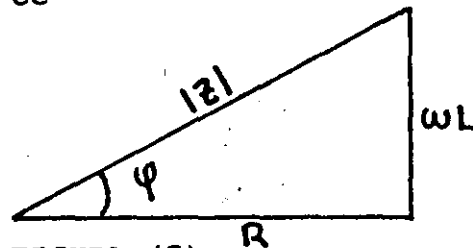


FIGURA (7)

Se observa que si : $\frac{WL}{R} = \tan \varphi = \infty$

La ecuación (11) quedará :

$$i = \frac{\sqrt{2}Ea}{|z|} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + C = -\frac{\sqrt{2}Ea}{WL} \cos \omega t + C$$

que corresponderá al caso inductivo puro - Ver ecuación (9)

Si : $\frac{WL}{R} = \tan \varphi = 0$

la (11) quedará : $i = \frac{\sqrt{2Ea}}{|Z|} \sin Wt = \frac{\sqrt{2Ea}}{R} \sin Wt$

Corresponde al caso resistivo puro. Ver ecuación (2). El caso más general corresponderá a aquel para el que :

$$0 < \varphi < \infty$$

correspondiente a la ecuación (11).

Hallemos su constante de integración : se deduce de la condición inicial :

$$Wt = 0 \Rightarrow i = 0 = \frac{\sqrt{2Ea}}{|Z|} \sin (-\varphi) + C$$

$$C = \frac{\sqrt{2Ea}}{|Z|} \sin \varphi.$$

Reemplazando en la ecuación (11) y considerando que :

$$|Z| = \frac{R}{\cos \varphi}$$

se llegará a :

$$i = \frac{\sqrt{2Ea}}{R} \cos \varphi \left[\sin (Wt - \varphi) + \operatorname{Sen} \varphi e^{\frac{-Wt}{\operatorname{tg} \varphi}} \right] \quad (12)$$

expresión general de la corriente en un circuito RL, entregado por un rectificador monofásico NO CONTROLADO.

La expresión última percute realizar una serie de gráficas de salida por variación de φ . Podemos analizar tres casos :

- Variando φ , manteniendo R constante.
- Variando φ , manteniendo L constante.
- Variando φ , manteniendo Z constante.

Analizaremos el caso a) por cuanto en la realidad, siempre ten--

dremos una resistencia **MINIMA**

Así dentro de un amplio ramo de valores de R/L , el factor -----

" $e^{-\frac{R}{L}t}$ " es muy próximo a la unidad. Así para :

$t = 0,02$ seg que corresponde a un periodo de la tensión aplicada de 50 Hz, y $\frac{R}{L} = 0,1$; $e^{-\frac{R}{L}t} \approx 1$ y para $\frac{R}{L} = 10$, vale ----

$e^{-\frac{R}{L}t} = 0,818$. Por lo tanto a los fines del análisis cuantitativo que estamos efectuando, podemos simplificar la (12) :

$$I = R \cos \varphi \sin (\omega t - \varphi) + 12 \cos \varphi \sin \varphi \quad (13)$$

Veremos la representación gráfica para \neq valores de φ .

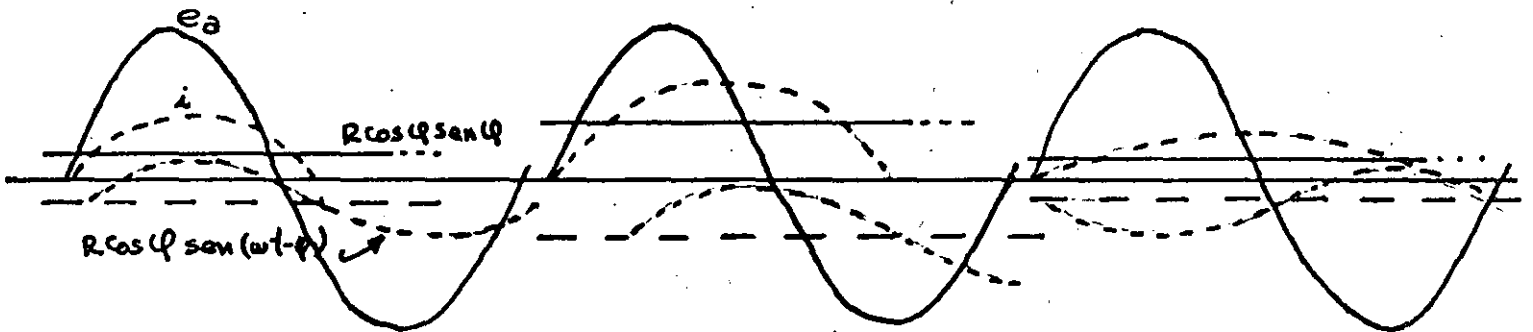


FIGURA (9)

En la figura 9a, el ángulo de conducción es muy poco mayor de -180° y lo constante de la corriente (debido a L) es muy pequeño. Estamos casi en el caso resistivo.

En la figura 9-b la conducción se extiende entre 0 y 270° . Mientras la componente continua toma su valor máximo, la componente alterna lo decrecido, pero la corriente total toma su valor máxi.

mo. En efecto, si derivamos la (13) respecto a φ y se iguala a cero, resulta la condición máxima para $\varphi = 45^\circ$.

En la figura 9-c el ángulo de conducción se extiende hasta casi 360° y la componente continua es casi igual al valor máximo de la componente periódica.

Se observa entonces que en función de " φ " (y como hemos supuesto por tanto función de L) el valor de pendiente de la corriente (y lo mismo puede decirse del valor medio) aumenta al principio hasta un valor máximo que se verifica para $\varphi = 45^\circ$ para luego ir decreciendo. La componente alterna decrece de su valor máximo $k \cos \varphi$ que se verifica para $\varphi = 0^\circ$ hasta anularse para $\varphi = 90^\circ$.

La componente continua de (13) va de un valor nulo para $\varphi = 0^\circ$ se hace máximo para $\varphi = 45^\circ$ y tiende nuevamente a cero para $\varphi = 90^\circ$. Como consecuencia, a medida que aumenta φ , (ó L), las magnitudes de los componentes alterna y continua tienden a igualarse, lo cual explica el bajo valor de cresta que encontraremos más adelante. De igual forma considerando los valores medios, se explica el bajo factor de forma. De la figura (9) podemos desprender que la onda de corriente es una cosinusoide invertida (signo negativo), desplazada hacia arriba del eje hacia la derecha a medida que aumente .

En el caso real no es exactamente una cosinusoide puesto que el valor $k \sin \varphi \cos \varphi$ no es constante sino que decrece exponencialmente con el tiempo. Por ello el ángulo real de conducción será algo menor que el que se deduce de la figura No. 9 ya que es mayor

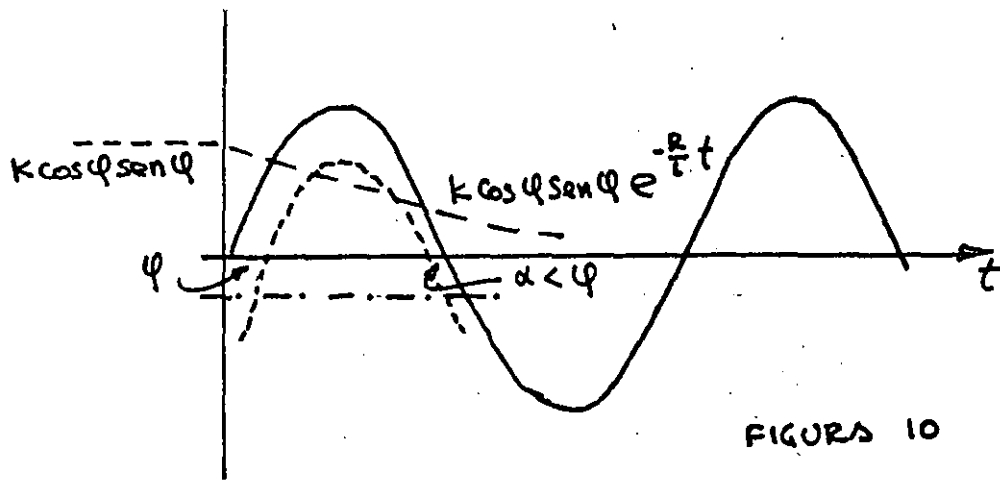


FIGURA 10

el tiempo que tome la corriente para crecer de $i=0$ a $i=i_{max}$ que el que toma para decrecer de $i = i_{max}$ a $i = 0$, de manera similar a lo que ocurría para el caso inductivo puro, anteriormente estudiado.

La consideración de la caída U'_R , no invalida los resultados anteriores, tan solo disminuye en pequeña proporción el ángulo de conducción y los valores máximos, medios, y eficaz de la corriente y tensión rectificadas.

La dependencia del valor medio de la corriente, de la carga (ángulo de fase de la misma = φ), se verifica solamente para el caso en que la corriente fluye en forma discontinua, es decir rectificador monofásico (media onda).

2. ANÁLISIS DE LA CORRIENTE RECTIFICADA.

2.1 ECUACION DEL VALOR INSTANTANEO DE LA CORRIENTE.

Tratando de darle a nuestro análisis la mayor generalidad, vamos a considerar un rectificador polifásico, siendo su carga una combinación de parámetros R , L y G , es decir que supondremos que la carga es un motor en movimiento.

positivo. Así para el caso trifásico tendremos :

RECTIFICACION POLIFASICA CONMUTACION

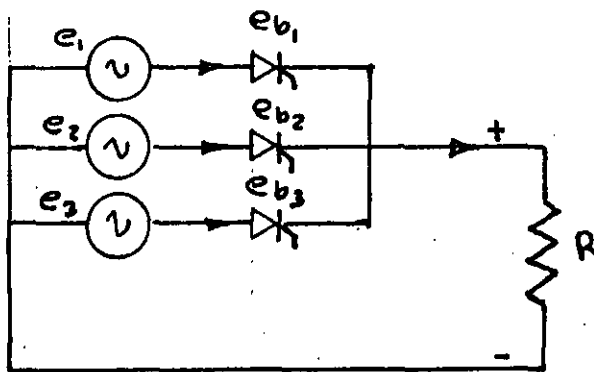


FIG. (13)

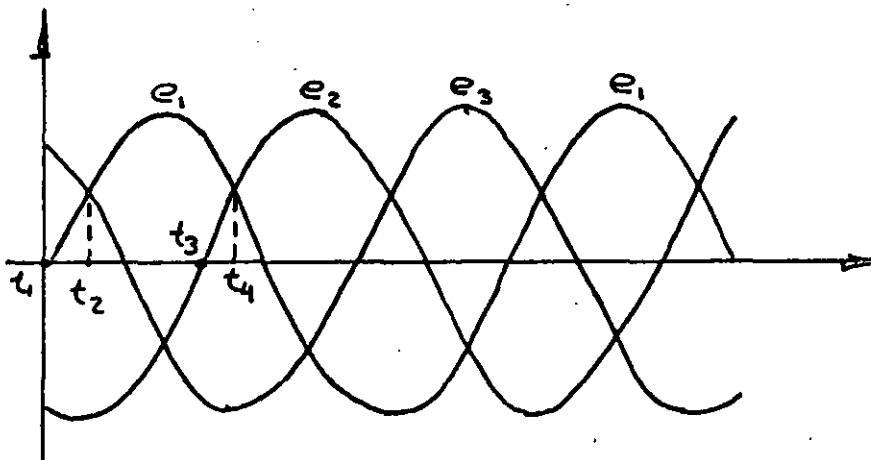


FIG. (14)

Entre t_2 y t_3 conduce solamente el SCR "1" ya que es el único - que tiene potencial de ánodo positivo. El instante t_1 a t_4 $e_2 < e_1$ y siendo $eb_2 = e_2 - e_1 + Vak$

$$\text{Fase 1} - e_1 = E_c + eb_1 = E_c + Vak \therefore E_c = e_1 - Vak$$

$$e_2 = eb_2 + E_c \therefore eb_2 = e_2 - e_1 + Vak$$

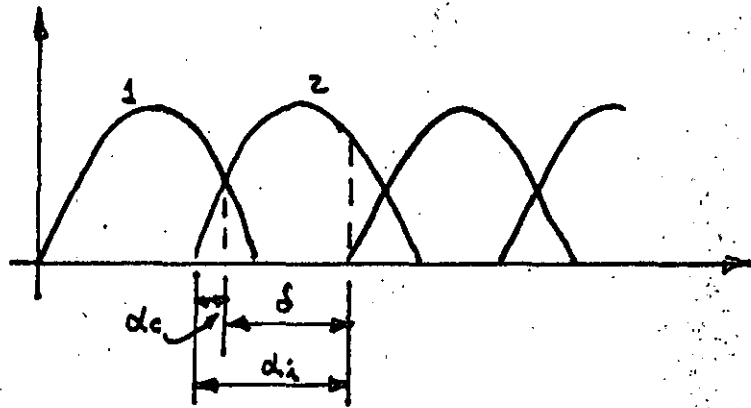
Por lo que 2 no conduce.

A partir de t_4 , comenzará a conducir el SCR "2". T_4 o Wt_4 se le denomina ángulo natural de conmutación.

En general podemos definir el ángulo de conmutación de la siguiente forma : aquel para el cual las tensiones instantáneas de dos -

fases sucesivas son iguales y positivas. En el caso de carga resistiva pura y rectificadores no controlados, la conducción de corriente se comenta "naturalmente" de una fase a otra.

En base a ésto es que se puede definir el ángulo de encendido de un rectificador controlado de dos maneras :



A) Angulo de Ignición : " α_i ", medido a partir del ángulo ωt , para el cual la tensión de dicha fase corta al eje.

B) Angulo de Ignición : " δ " medido a partir del ángulo natural de comutación.

La relación entre ambos se deduce de :

$$\alpha_c = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{\omega}$$

$$\delta = \alpha_i - \alpha_c = \alpha_i - \frac{\omega\pi - 2\pi}{2\omega}$$

| $\delta = f$ (No. fases). Como caso particular $\omega = 2$ $\alpha_i = \delta$

| $\alpha \neq \delta$ (No. fases).

Vamos a suponer para este caso que la fase "1" está conduciendo:

$$(14) \quad Q_a = \sqrt{2} E_a \sin \omega t = iR + L \frac{di}{dt} + E_g + V_a k \quad (\text{válido solo entre } \alpha_i \text{ y } \alpha_c).$$

Siguiendo el mismo camino que para la ecuación anterior, se de--

muestra que la solución de esta ecuación es :

$$i = \frac{\sqrt{2Ea}}{Z} \sin (Wt-\psi) - \frac{Eg + V}{R} + ce^{-\frac{R}{WL} Wt} \quad (15)$$

Donde : $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ es el módulo de la impedancia.

$\psi = \text{Arctg} \frac{WL}{R}$ es el ángulo de fase de la carga.

Sabiendo que :

$R = Z \cos \psi$ y $Eg + Vak = Ed$ la (15) resultará

$$i = \left| \frac{2Ea}{R} \right| \cos \psi \sin (Wt-\psi) - a \left| + ce^{-\frac{Wt}{tg\psi}} \right. \quad (16)$$

$$a = \frac{Eg + Vak}{\sqrt{2Ea}} = \frac{Ed}{\sqrt{2Ea}} \quad (17)$$

Es llamado coeficiente de tensión del circuito.

La expresión (16) es la expresión general de la corriente instantánea con el tiempo t o el ángulo $x = Wt$ como variable independiente y el ángulo ψ el coeficiente a como parámetros del circuito y donde "c" es una constante de integración que depende de las condiciones iniciales del problema.

Así para el ángulo de ignición $\alpha_i = Wt$ (ignición) ; $i = 0$.

La ecuación (16) se transformará en :

$$\frac{\sqrt{2Ea}}{R} \left[\cos \psi \sin (\alpha_i - \psi) - a \right] = Ce^{-\frac{\alpha_i}{tg\psi}}$$

$$\therefore C = - \frac{\sqrt{2Ea}}{R} \left[\cos \psi \sin (\alpha_i - \psi) - a \right] e^{\frac{\alpha_i}{tg\psi}}$$

que reemplazando en la ecuación (16) quedará :

$$i = \frac{\sqrt{2Ea}}{R} \left\{ \cos \psi \sin (Wt-\psi) - a + \left[a - \cos \psi \sin (\alpha_i - \psi) \right] e^{-\frac{Wt-\alpha_i}{tg\psi}} \right\} \quad (18)$$

Expresión general de los pulsos de corriente en el circuito de carga, cuando el flujo de corriente es discontinuo.

Podemos considerar a la corriente en todo instante formado por :

- 1) Componente continuo dado por :

$$i_c = -\sqrt{\frac{2Ea}{R}} \quad a = -\frac{E_d}{R} \quad (19)$$

que depende esencialmente de la fem del elemento generativo. El signo negativo se debe a que E_d tiende a oponerse a toda circulación de la corriente de carga.

- 2) Una componente senoidal dado por :

$$i_s = \sqrt{\frac{2Ea}{R}} \cos \varphi \sin (Wt - \varphi) \quad (20)$$

cuya amplitud y desfase depende de la relación que mantengan entre si L y R.

- 3) Una componente exponencial dada por :

$$i_e = \sqrt{\frac{2Ea}{R}} \left[a - \cos \varphi \sin (\alpha_i - \varphi) \right] e^{-\frac{Wt - \alpha_i}{\operatorname{tg} \varphi}} \quad (21)$$

que resultó de la presencia de E_d y del hecho de ser la carga reactiva, se pueden hacer las siguientes observaciones :

- a) Si se anula la fem E_g y se desprecia la caída V_a , el término por (19) desaparece y la (18) quedará :

$$i = \sqrt{\frac{2Ea}{R}} \cos \varphi \left[\sin (Wt - \varphi) - \sin (\alpha_i - \varphi) e^{-\frac{Wt - \alpha_i}{\operatorname{tg} \varphi}} \right] \quad (22)$$

que corresponde al caso RL de un rectificador controlado. Si se compara con la ecuación (12) se ve que solo se diferencia en la presencia de α_i

- b) Si además es carga resistiva pura, desaparecer el término exponencial "4e"- la (21) se reducirá así a la ecuación (2) salvo la presencia de " α_i "
- c) De igual manera se deriva la ecuación para el caso inductivo puro.
- d) Se observa que la variación del ángulo de ignición α_i modifica solamente la amplitud de la componente exponencial, lo cual resulta lógico si se tiene en cuenta que es el único componente dependiente de las condiciones iniciales.

2.2 ANÁLISIS DE LAS FORMAS DE ONDA

Escribiremos la (15) así :

$$e_L + e_R = e_a - E_g - Vak . \quad (23)$$

Vamos a analizar algunas características fundamentales del mecanismo de conducción del rectificador controlado.

1* ÁNGULO MINIMO DE IGNICION

Para el instante en que comienza la conducción ($Wt = \alpha_i$) será

0-0

$$e_R = iR = 0$$

la (23) quedará : $e_L = e_a - E_g - Vak .$

En la figura (14) la tensión e_L está dado por el segmento \overline{PN} la magnitud de éste depende del valor de $\frac{di}{dt}$ y éste a su vez del valor que la tensión e_a aplicada tiene en el instante de ignición.

$$\text{Si } \alpha_i = Wt_i = \frac{\pi}{2}$$

Se obtiene : $e_L = L \frac{di}{dt} = e_L \text{ max}$

$$\text{Si : } \alpha_i = \alpha_0 = \omega t_i$$

$$e_a = E_g + V_{ak}$$

$$\text{y por tanto } e_L = L \frac{di}{dt} = 0$$

En consecuencia para un ángulo de ignición α_i cualquiera siempre será $i = 0$; pero será :

$$\frac{di}{dt} = 0 \text{ para } \alpha_i = \alpha_0$$

$$\frac{di}{dt} \neq 0 \text{ para } \alpha_i \neq \alpha_0$$

El ángulo α_0 es el máximo valor del ángulo de ignición que encierra el tubo y tanto constituye el límite inferior de los valores que puede adoptar la variable independiente $\alpha = \omega t$ en las ecuaciones (18) y (15).

2) ANGULO DE CORRIENTE MAXIMA (α_μ)

Habrá un valor de corriente instantánea máxima. Se cumplirá que:

$$\frac{di}{dt} = 0 \text{ y } i = i_{\mu k} = \hat{i}$$

La (23) quedaría

$$e_{rmax} = e_a - (V_g + V_{ak})$$

De esta ecuación y del análisis de la figura 14 se deduce que el ángulo α_μ , para el cual se verificó el pico de corriente, es tal que el valor máximo de la función $LR = f(\omega t)$, intercepta a la ecuación $e_a = f(\omega t)$ que representa la tensión aplicada.

Entre los valores α_i y α_μ de la variable independiente, la componente reactiva de la tensión e_L , ha pasado de un valor inicial comprendido entre : $0 \leq e_L < e_{Lmax}$

a un valor nulo; mientras que la componente $e_R = iR$, ha pasado de un valor nulo a un valor máximo.

Para un ángulo intermedio cualquiera $\alpha_i < \alpha < \alpha_\mu$ el segmento \overline{XY} mide la componente resistiva y el segmento \overline{ZX} , la componente inductiva, tal como se desprende de la ecuación (23).

3* ANGULO MAXIMO DE IGNICION (α_b)

Para $\alpha = \alpha_b$ la tensión aplicada e_a es igual a la suma de E_g y $-V_a$. Por lo tanto, la tensión aplicada total al conjunto R-L es nula. Si la carga fuese resistiva para la corriente se anularía. En el caso general la inductancia sigue haciendo circular corriente, a expensas de la energía previamente acumulado en su campo magnético. La (23) quedará :

$$e_L + e_R = 0 \quad \therefore e_R = iR - L \frac{di}{dt}$$

Se observa que la tensión inductiva ha cambiado de signo. Si se hiciera $\alpha_i = \alpha'_0$ la tensión alterna aplicada sería justamente igual a la tensión E_d presente en el circuito de carga, por lo cual, la corriente que podría circular con dicho ángulo de ignición sería nula.

Se comprenderá que α_b , simétrico de α_0 , es el máximo valor posible del ángulo de ignición.

Para todo ángulo de ignición $\alpha_i > \alpha'_0$, no enciende el rectificador.

4* ANGULO DE EXTINCION (α_e)

El transistor dejará de conducir cuando la tensión efectiva entre su ánodo y su cátodo sea apenas menor que cero.

Teniendo en cuenta que en ese instante $iR = 0$ y que e_L ha cambiado de signo, la (23) quedará :

$$ca = -e_L + Vak + E_g$$

Se desprende que la tensión inductiva toma un valor negativo dado por el segmento \overline{RO} .

Hemos definido así valores de corriente : α_o , α_μ , α_b , α_e y también los componentes de tensión.

Ed : independiente del tiempo y que tome en aumento la caída en el elemento rectificador y la tensión generativa de carga.

iR : Componente resistivo, que parte de un valor nulo $\alpha = \alpha_i$ pasa por un valor máximo, pone un ángulo de conducción $\alpha_i < \alpha < \alpha_e$ y vuelve a un valor nulo para el ángulo $\alpha = \alpha_e$.

e_L : Componente inductivo, dado en función del tiempo por lo derivado con respecto al tiempo de lo (18) y que parte de un valor positivo comprendido entre $0 < e_i < e_m$, pasa por cero para $\alpha = \alpha_\mu$ y llega a un valor negativo comprendido entre $0 < e_L < e_m$

2.3 ANGULO DE IGNICION - CAMPO DE EXISTENCIA.

La ecuación (18) es válida solamente para valores de :

$$\alpha_i \leq \alpha = \omega t \leq \alpha_e \quad (24)$$

Los valores que puede tomar " α_i " están comprendidos entre :

$$\alpha_0 \leq \alpha_i \leq \alpha_0 \quad (25)$$

con α_0 y α simétricos respecto a $\pi/2$

De la (23) se deduce que para el ángulo $\alpha = \alpha_0$

$$\sqrt{2}Ea \sin \alpha_0 = E_g + V_{ak}$$

$$\therefore \sin \alpha_0 = \frac{E_g + V_{ak}}{\sqrt{2}Ea} = a$$

Siendo " a " el coeficiente de tensión del circuito anteriormente definido luego será :

$$\boxed{\alpha_0 = \text{Arcsin } a} \quad (26)$$

$$\text{y por simetria } \alpha_0^1 = \pi - \alpha_0 = \pi - \text{Arc sin } a \quad (27)$$

Expresiones que pueden resumirse en :

$$\boxed{\text{arsin } a \leq \alpha_i \leq \pi - \text{arc sin } a} \quad (28)$$

Esta última ecuación ha sido deducida para el modo de conducción dado por la figura (14), modo de conducción que no siempre es válido. De aquí que esta última ecuación no sea siempre válida..

En la página (17) hemos establecido que el valor de $\alpha_i \neq f$ (No. fases) = N . No obstante como veremos el valor de α_i máximo y mínimo que puede tomar, se dependen de N ; o mejor dicho, pueden depender.

Del análisis de la Fig. pag. (17) , la fase 2 no podía empezar a conducir corriente, hasta que $\alpha \geq \alpha_e$, puesto que para valores de la variable $< \alpha_e$, estará conduciendo la fase 1. El ángulo natural de conmutación definido anteriormente, se comprende -

que de un valor mínimo para el ángulo de ignición :

$$\alpha_0 = \alpha_c \quad (29)$$

Y de igual manera :

$$\alpha_0' = \pi - \alpha_0 = \pi - \alpha_c$$

El campo de existencia de α_i será : $\alpha_c = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N}$

$$\alpha_c \leq \alpha_i \leq \alpha_c + \frac{2\pi}{N}$$

y teniendo en cuenta que $\alpha_c = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N}$

$$\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N} \right) \leq \alpha_i \leq \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N} \right) \quad (30)$$

En los rectificadores controlados, el ángulo de ignición es la variable de ajuste y está gobernado por los circuitos de control. Por lo tanto el valor que tomo α_i es independiente del No. de fases, del carácter de la impedancia de carga y de la presencia de elementos generativos en la misma. Pero su campo de existencia, si está definido por la (30), depende del No. de fases, y si definido por la (28) dependerá de los elementos generativos.

Llegamos a que el campo de existencia de α_i puede determinarse por medio de dos expresiones distintas : en cada caso particular solo uno de ellos es válido como se verá más adelante en las aplicaciones. Para averiguar cuál de ellas es válida se deberá analizar las ecuaciones (26) y (29); si

$$\text{Arc sin } a > \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N} \quad \text{Vale la ecuación (28)}$$

si

$$\text{Arc sin } a < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N} \quad \text{Vale la ecuación (30)}$$

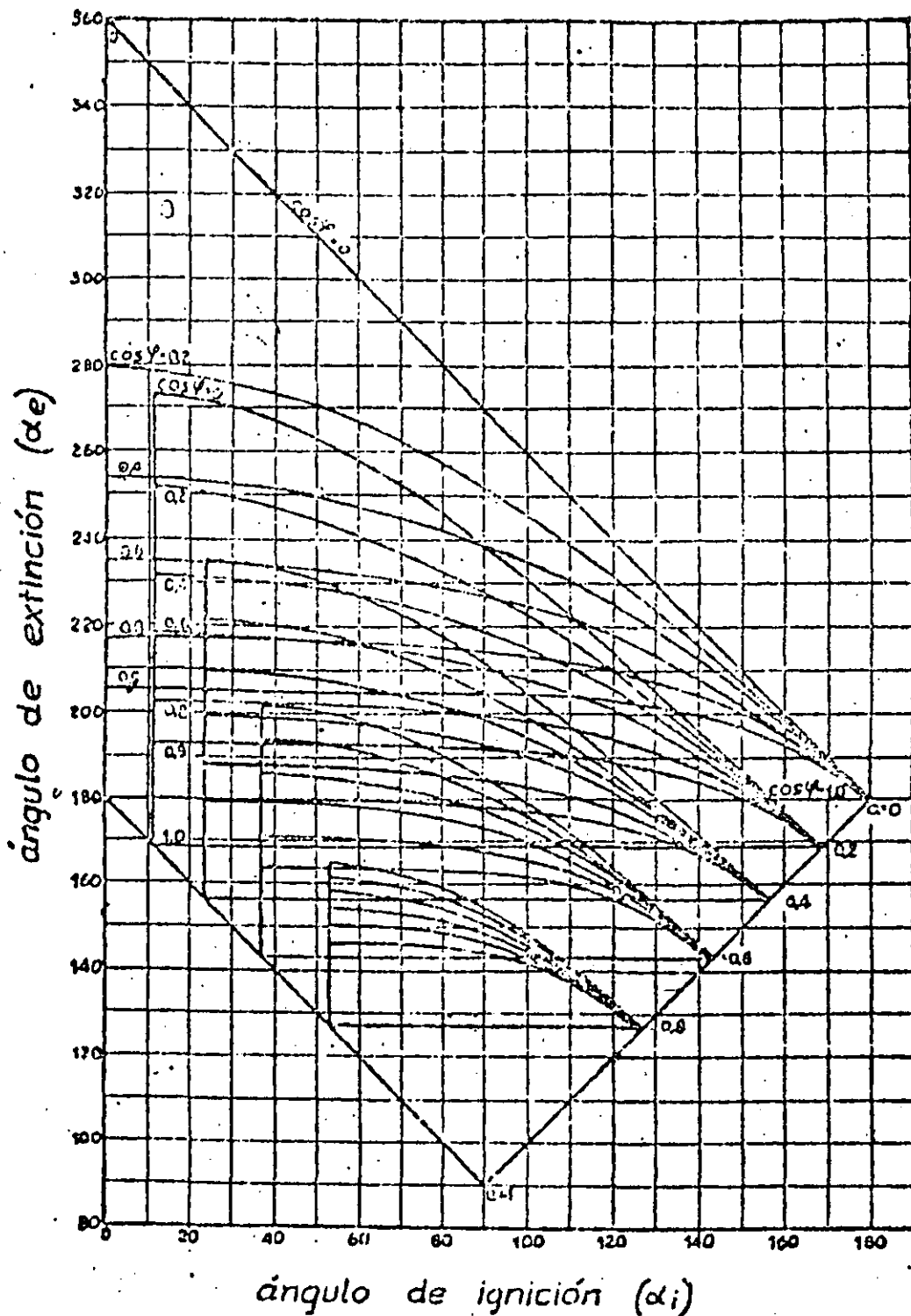


FIG. N° 16. — Ángulo de extinción en función de los parámetros del circuito. Tomada de K. P. Puchlauský; Industrial Electronics Reference Book. Ver Texto.

que puede escribirse:

$$\cos \phi \sin (\alpha_e - \phi) = a \quad \cos \phi \sin (\alpha_i - \phi) = a$$

En rectificadores no controlados el ángulo de ignición será siempre igual al mínimo posible y estará dado por el mayor valor que resulte de aplicar la (26) y (29).

2.4 ANGULO DE EXTINCION.

Depende de los parámetros circuitales así como del valor particular del ángulo de ignición. Si en la (18) se reemplaza Wt por $e^{-\alpha_e}$.

$$\cos \psi \sin (\alpha_e - \psi) - a + |a - \cos \psi \sin (\alpha_i - \psi)| e^{-\frac{\alpha_e - \alpha_i}{\operatorname{tg} \psi}} = 0$$

que puede escribirse como :

$$\frac{\cos \psi \sin (\alpha_e - \psi) - a}{e^{-\frac{\alpha_e}{\operatorname{tg} \psi}}} = \frac{\cos \psi \sin (\alpha_i - \psi) - a}{e^{-\frac{\alpha_i}{\operatorname{tg} \psi}}} \quad (31)$$

Expresión que dá el ángulo de extinción $\alpha_e = f(\alpha_i)$, del coeficiente de tensión "a" y del ángulo de fase de la carga ψ . Esta función se le representa en curvas, llamadas Curvas de Puchlowsky. Sirven solo para flujo de corriente en la carga de carácter discontinuo (28). Así que, conocidos, como un caso particular los valores de a y ψ , la ecuación primera conoce los valores de α_i , su rango de variación. Con estos valores, veamos la gráfica de Puchlowsky y hallamos los valores correspondientes de α_e . Debe aclararse que las curvas de Puchlowsky así como las ecuaciones de corriente i y la ecuación (31) son válidas para flujo de corriente discontinua.

3. ANALISIS DE LAS TENSIONES.

3.1 Interesa conocer los siguientes valores (referencia, - Fig. 11 y 12) (Flujo discontinuo).

a) Tensión rectificada de salida (E_{cc})

Se define como tensión rectificada de salida del rectificador al valor medio de la tensión alterna aplicada que aparece sobre la carga en el período de conducción. Representa la tensión continua o medio que entregaba el rectificador a la carga.

El ángulo de promediación será, por supuesto, $\frac{2\pi}{N}$, donde N es el número de fases del rectificador.

Luego :

$$E_{cc} = \frac{1}{\frac{2\pi}{N}} \int_{\alpha_i}^{\alpha_e} e (\sqrt{2}E_a \sin \omega t - V_{ak}) d\omega t$$

$$E_{cc} = \frac{NE_a}{\sqrt{2}\pi} \left| \cos \alpha_i - \cos \alpha_e - \alpha_0 (e^{-\alpha_e} - e^{-\alpha_i}) \right| \quad (32)$$

donde

$$\alpha_0 = \frac{V_{ak}}{\sqrt{2}E_a}$$

En el caso de un rectificador polifásico, donde no se tiene en cuenta la caída de tensión producida en el mismo rectificador, - así como la inductancia de dispersión del transformador alimentador, el valor medio de la tensión de salida será la carga resistiva pura.

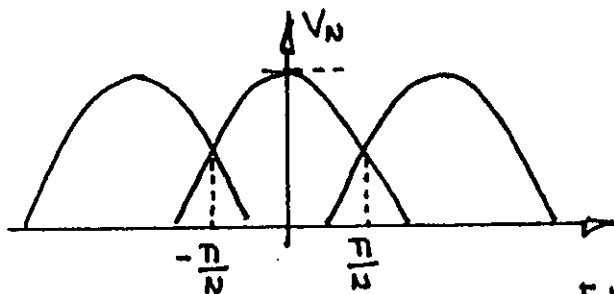


FIGURA 15

$$E_{cc} = \frac{1}{N} \int_{\pi/N}^{2\pi/N} V_N \cos \theta d\theta = V_N \left(\frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} \right)$$

$$V_N = \frac{E_{cc}}{\frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N}}$$

Llamando a $V_{st} = \frac{V_N}{\sqrt{2}}$, a la tensión eficaz en cada fase del transformador;

$$E_{cc} = V_{st} \left(\frac{\sqrt{2}N}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{N} \right) = \frac{V_{st}}{F}$$

F : es el factor de forma y depende del número de fases.

b) Valor eficaz de la tensión de salida.

$$V_{EFF} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/N}^{2\pi/N} V_N^2 \cos^2 \theta d\theta} = V_N \sqrt{\frac{N}{4\pi} \left(\frac{2\pi}{N} + \sin \frac{2\pi}{N} \right)}$$

$$V_{EFF} = V_{st} \sqrt{\frac{N}{2\pi} \left(\frac{2\pi}{N} + \sin \frac{2\pi}{N} \right)}$$

$$V_{EFF} = E_{cc} \sqrt{\frac{\pi/4N \cdot (2\pi/N + \sin 2\pi/N)}{\sin \frac{\pi}{N}}}$$

c) Caída de tensión Resistiva media.

Es el valor medio de la caída de tensión en la resistencia de carga.

$$I_{OR} = \frac{N}{2\pi} \int_{\alpha_i}^{\alpha} e (\sqrt{2} E_a \sin \omega t - E_d) d\omega t$$

$$I_o R = \frac{N}{2\pi} \int_{\alpha_i}^{\alpha_e} (\sqrt{2} Ea \text{ Sen } \omega t - E_d) d\omega t$$

$$I_o R = \frac{N Ea}{\sqrt{2}\pi} \left[\text{Cos } \alpha_i - \text{Cos } \alpha_e - a (\alpha_e - \alpha_i) \right] \quad (33)$$

donde $a = \frac{E_d}{\sqrt{2}Ea} = \frac{E_g + V_a}{\sqrt{2}Ea}$ coeficiente de tensión del circuito.

d) Tensión Media Sobre la Carga.

De las figuras (10 y 12) :

$$E_o = E_g + I_o R$$

Reemplazando (33)

$$E_o = \frac{NEa}{\sqrt{2}\pi} \left[\text{Cos } \alpha_i - \text{Cos } \alpha_e - a (\alpha_e - \alpha_i) + a' \frac{2\pi}{N} \right] \quad (34)$$

$$a' = \frac{E_g}{\sqrt{2}Ea}$$

En el caso de que la carga sea la armadura de un motor, E_g representará la f_{em} de la armadura, en la cual si el flujo se mantiene constante, depende linealmente de la velocidad de giro de la armadura. De allí que en este caso "a" reciba el nombre de --- constante de velocidad.

3.2 ANALISIS DEL MODO DE CONDUCCION.

Comparando las ecuaciones (32) y (34), se observa que según sean los valores que puedan tomar los coeficientes a, a y a' puede - ocurrir que :

$$E_o \geq E_{cc} \quad (35)$$

La (35) muestra un resultado paradójico. Puede ocurrir que la tensión de corriente continue sobre la carga (E_0) sea mayor que la tensión de corriente continua entregada por el rectificador. (E_{CC})

$$a' = \frac{E_g}{\sqrt{2}Ea} ; \quad a_0 = \frac{V_{ak}}{\sqrt{2}Ea} ; \quad a = \frac{E_g + V_{arc}}{\sqrt{2}Ea}$$

$$a = a' + a_0$$

Llamando a $\Delta\alpha = \alpha_e - \alpha_i$, el ángulo de circulación de corriente se podrá escribir :

$$E_{CC} = R \left[\cos \alpha_i - \cos \alpha_e - a \Delta\alpha + a' \frac{2\pi}{N} \right]$$

$$E_0 = R \left[\cos \alpha_i - \cos \alpha_e - \Delta\alpha + a' \frac{2\pi}{N} \right]$$

Comparando ambas expresiones, según sea

$$\Delta\alpha \geq \frac{2\pi}{N} \tag{36}$$

Se cumplirá la (35).

Siempre que se verifique que el ángulo real de circulación de la corriente sea menor que el ángulo teórico de conducción $\frac{2\pi}{N}$ de la fase considerada sea $E_0 \geq E_{CC}$ o sea $\Delta\alpha < \frac{2\pi}{N}$, significa que la corriente en el circuito de carga fluye en forma discontinua.

Aquí se pone de manifiesto una peculiaridad de los sistemas rectificadores. En presencia de fuerzas contra electromotrices en el circuito de carga, el ángulo de circulación $\Delta\alpha$ para un ángulo dado de ignición se hace variable, pudiendo ser la circulación continua o discontinua, dependiendo de ello fundamentalmente de tres factores :

- a) No. de fases del rectificador.
- b) Del carácter de la carga.
- c) Del valor de la fem. E_g .

1. Si la carga es resistiva para $N < 3$, la corriente será - siempre discontinua, independientemente del valor de E_g . Esto deja de ser cierto para $\mu \geq 3$.
2. Si la carga es inductiva para la corriente será continua o - discontinua, dependiendo del valor de " N " y " E_g ".
3. Fijado " N " y dado el caso resistivo puro, si se hace $E_g = \sqrt{2}E_a$, caso de un motor en condiciones de vacío ideal, no circulará corriente en circuito. A medida que E_g disminuye respecto - al valor $\sqrt{2} E_a$; o " a ", la corriente circulará en impulsos - de mayor duración, hasta que, para un determinado valor crítico de E_g (y por consiguiente de a) la corriente comenzará a circular en forma continua, con un ángulo de circulación - por fase de :

$$\Delta \propto \frac{2\pi}{N}$$

4. Finalmente si la carga es mixta (L, R) una vez fijado " μ ", la condición de conducción continua o discontinua, dependerá tanto del valor de " ψ " como del valor de E_g .

En este caso, el más general posible, para cada valor de ψ existirá un valor crítico de E_g (es decir de a) de transición entre ambos modos de conducción.

Todo lo anterior tiene importancia en cuanto a la determinación de los valores máximos, eficaz y medio de la tensión y

corriente rectificadas, puesto que los límites de integración de las expresiones integrales que aparecen en el estudio analítico son distintos, en cada caso, como resulta de la figura :

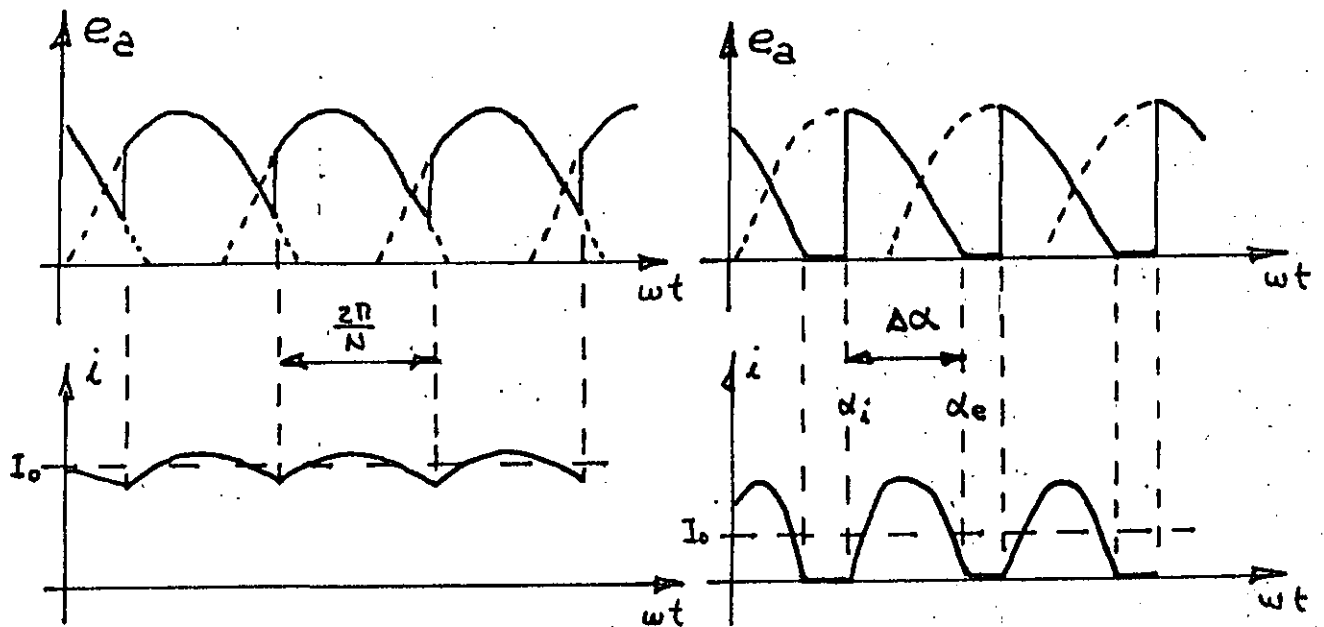


FIGURA 17

La ecuación (32), (33) y (34) son ecuaciones generales y su validez se extiende tanto a los casos de conducción continua y discontinua, para cualquier combinación de L, R y G en la impedancia de carga. De ello se deducen expresiones simplificadas para cualquier caso particular que se presente.

Vamos a analizar las ecuaciones para el caso de conducción continua y discontinua, ya que siguen siendo la combinación de los parámetros R, L y G. Tendremos una u otra forma de conducción.

A) CONDUCCION DISCONTINUA.

Los valores de E_{CC} , I_0R y E_0 estarán dados en este caso por las ecuaciones (32), (33) y (34).

B) CONDUCCION CONTINUA.

Si en las ecuaciones anteriores se introduce el ángulo de extinción

$$\alpha_e = \alpha_i + \frac{2\pi}{N}$$

estaremos en el caso de conducción continua. De la (32) y (34)

$$E_{CC} = E_o = \frac{NEa}{\sqrt{2\pi}} \left[\cos \alpha_i - \cos \left(\alpha_i + \frac{2\pi}{N} \right) - a_o \frac{2\pi}{N} \right] \quad (35)$$

$$I_{OR} = \frac{NEa}{\sqrt{2\pi}} \left[\cos \alpha_i - \cos \left(\alpha_i + \frac{2\pi}{N} \right) - a \frac{2\pi}{N} \right] \quad (36)$$

Despreciando V_a frente a $E_a \Rightarrow a_o = 0$

$$E_{CC} = E_o I_{OR} = \frac{Ea}{\sqrt{2\pi}} \left| \cos \alpha_i - \cos \left(\alpha_i + \frac{2\pi}{N} \right) \right| \quad (37)$$

$$I_{OR} = \frac{NEa}{2\pi} \left[\cos \alpha_i - \cos \left(\alpha_i + \frac{2\pi}{N} \right) - a' \frac{2\pi}{N} \right]$$

(38)

Mientras que las ecuaciones (32) (33) y (34) son válidas en todos los casos, éstos 3 últimos son válidos para cualquier tipo de carga pero solo en conducción continua.

3.3.

CASO PRACTICO :

Veremos el caso de un motor en movimiento y el de un rectificador para campo.

3.3.1 CASO DE UN MOTOR EN MOVIMIENTO.

Para flujo discontinuo se aplican la (32), (33) y (34). Para el caso de flujo continuo, las de (35) a (38). De la ecuación (35) y (37) se desprende que la tensión de salida del rectificador coincide con la tensión de armadura aplicada y es independiente de E_g , es decir, de la velocidad.

De la ecuación (34); por el contrario, cuando el flujo es discontinuo, la tensión sobre la armadura depende de la velocidad.

De las ecuaciones (33) (36) y (38) se desprende que la corriente I_o y por lo tanto el torque que desarrolla el motor a flujo constante si depende de la velocidad en ambos modos de conducción.

3.3.2 RECTIFICADOR PARA CAMPO.

Si en la impedancia de carga se hace $E_g = 0$ se obtendrá una impedancia del tipo general $Z = R + j\omega L$ que corresponde a un motor parado o al campo de un motor.

Resultará ahora :

$$a = \frac{E_g + V_{ak}}{\sqrt{2} E_a} = \frac{E_d}{\sqrt{2} E_a}$$

$$A_o = \frac{V_{ak}}{\sqrt{2} E_a} \quad \text{y} \quad a' = \frac{E_g}{\sqrt{2} E_a}$$

$$a' = 0 \quad \text{y} \quad a_o = a$$

Las ecuaciones se transformarán en :

$$E_{cc} = I_o R = E_o = \frac{NEa}{\sqrt{2}\pi} \left[\cos \alpha_i - \cos \alpha_e - a_o (\alpha_e - \alpha_i) \right]$$

Y despreciando la caída del $a_o = 0$

$$E_{cc} = I_o R = E_o = \frac{NEa}{\sqrt{2} \pi} (\cos \alpha_i - \cos \alpha_e) \left[\begin{array}{l} \text{conducción disconti-} \\ \text{nua y continua} \end{array} \right]$$

Las (35) a (38) se transformarán en :

$$E_{cc} = E_o = I_o R = \frac{NEa}{\sqrt{2} \pi} \left[\cos \alpha_i - \cos \left(\alpha_i + \frac{2\pi}{N} \right) \right] \left[\begin{array}{l} \text{conducción continua} \end{array} \right]$$

Se observa en que hay casos en que las fórmulas sirven tanto para conducción continua como discontinua. Asi como fórmulas, para conducción continua y discontinua. Del simple conocimiento de los parámetros podremos determinar si estamos en conducción continua o descontinua.

4. ANALISIS DE LA CORRIENTE INSTANTENEA.

4.1 CONSIDERACIONES SOBRE LA CORRIENTE RECTIFICADA.

La corriente que fluye por el circuito de carga admite una componente de ripple de amplitud relativamente alta, especialmente -- cuando la circulación de corriente es discontinua. Por ello que al igual que en corriente alterna podemos definir tres valores - fundamentales de la corriente rectificada.

- a) Valor Medio.
- b) Valor Eficaz.
- c) Valor Máximo o de Pico.

La importancia práctica de estos valores se deduce de :

- a) El valor medio es igual a la componente de corriente continua de la corriente rectificada. En el caso que la carga fuera un motor, es la magnitud que determina el valor medio del ^{Par} motor que ejerce esta sobre su carga y la potencia media que desarrolla. Es el factor básico en todo sistema rectificador.
- b) El valor eficaz es igual al valor cuadrático medio de la corriente rectificada. Es el valor responsable de las pérdidas por Joule. En el caso del motor determina su tamaño y η . El cálculo de las secciones de los alambres para el transformador de alimentación, si éste existe, se realiza en base a esta corriente.
- c) El valor máximo o de pico es la máxima corriente instantánea que circula por el circuito. Junto con el valor medio, permite seleccionar el elemento rectificador adecuado.

La ecuación general de la corriente instantánea está dada por

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{R} \left[\cos\psi \operatorname{Sen} (Wt - \psi) - a \right] + C e^{-\frac{Wt}{\operatorname{tg}\psi}} \quad (16)$$

La constante de integración C dependerá de que consideremos flujo continuo o flujo discontinuo.

Para el caso discontinuo se llegaba a :

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{R} \left[\cos\psi \operatorname{Sen}(Wt - \psi) - a + \left[a - \cos\psi \operatorname{Sen} (\alpha_i - \psi) \right] e^{-\frac{Wt - \alpha_i}{\operatorname{tg}\psi}} \right]$$

Si en cambio se considera flujo continuo la constante C se determinará de la siguiente manera :

Las condiciones iniciales y finales, se obtienen de la figura 17.

$$Wt = \alpha_i \Rightarrow i = i_o$$

$$Wt = \alpha_e \Rightarrow i = i_o$$

Reemplazando en la ecuación general se llegará a las siguientes ecuaciones :

$$i = i_o = \frac{\sqrt{2}Ea}{R} \left[\cos\psi \operatorname{Sen}(\alpha_i - \psi) - a \right] + Ce^{-\frac{\alpha_i}{\operatorname{tg}\psi}}$$

$$i = i_o = \frac{\sqrt{2}Ea}{R} \left[\cos\psi \operatorname{Sen}(\alpha_e - \psi) - a \right] + Ce^{-\frac{\alpha_e}{\operatorname{tg}\psi}}$$

De donde deducimos el valor de "C"

$$C = \frac{\sqrt{2}Ea}{R} \frac{\cos\psi \operatorname{Sen}(\alpha_i - \psi) - \operatorname{Sen}(\alpha_e - \psi)}{e^{-\frac{\alpha_e}{\operatorname{tg}\psi}} - e^{-\frac{\alpha_i}{\operatorname{tg}\psi}}}$$

que reemplazado en la ecuación (16) dará definitivamente sabiendo que :

$$\alpha_e = \alpha_i + \frac{2\Pi}{N}$$

$$i = \frac{\sqrt{2}Ea}{R} \left[\cos\psi \operatorname{Sen}(Wt - \psi) - a + \cos\psi \left[\frac{\operatorname{Sen}(\alpha_i - \psi) - \operatorname{Sen}(\alpha_i - \psi + 2\Pi/N)}{e^{-\frac{2\Pi}{N\operatorname{tg}\psi}} - 1} \right] e^{-\frac{Wt - \alpha_i}{\operatorname{tg}\psi}} \right]$$

(39)

Mientras que la ecuación, para el caso de flujo de corriente discontinua, es independiente de "N" no ocurre lo mismo con la ecuación rastante.

Ambas expresiones dan la corriente instantánea como formada por tres términos a saber :

- a) Una componente senoidal desfasada, cuya amplitud y ángulo o fase dependen del ángulo de fase de la carga y del número de fases.
- b) Una componente continua, cuya amplitud y signo dependen de la fuerza electromotriz de la carga generativa.
- c) Una componente exponencial decreciente con el tiempo y cuya amplitud depende en forma complicada del ángulo de fase, del número de fases y del ángulo de ignición.

4.2 ANGULO DE IGNICION CRITICO.

Antes de analizar un caso práctico para las ecuaciones (16) y (39) es necesario determinar en que tipo de conducción nos encontramos. Resulta importante a este efecto determinar el ángulo de ignición crítico o sea aquel para el cual el modo de conducción es de transición entre la conducción continua y la discontinua.

A partir de las curvas de Puchlowsky o de las ecuaciones representativas de dichas curvas, conociendo el ángulo de fase " ψ " y el número de fases " N ", determinar una función $\alpha_i = f(a)$.

(Curva de Puchlowsky)

En efecto si en la ecuación (31) hacemos :

$$\alpha_i = \alpha_{ic} \quad \alpha_e = \alpha_{ec} = \alpha_{ic} + \frac{2\pi}{\mu}$$

resultará :

$$a = \cos \psi \left[\frac{\text{Sen}(\alpha_{ic} + 2\pi/N - \psi) - \text{Sen} \psi (\alpha_{ic} - \psi) e^{-\frac{2\pi}{N \text{tg} \psi}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{N \text{tg} \psi}}} \right] \quad (40)$$

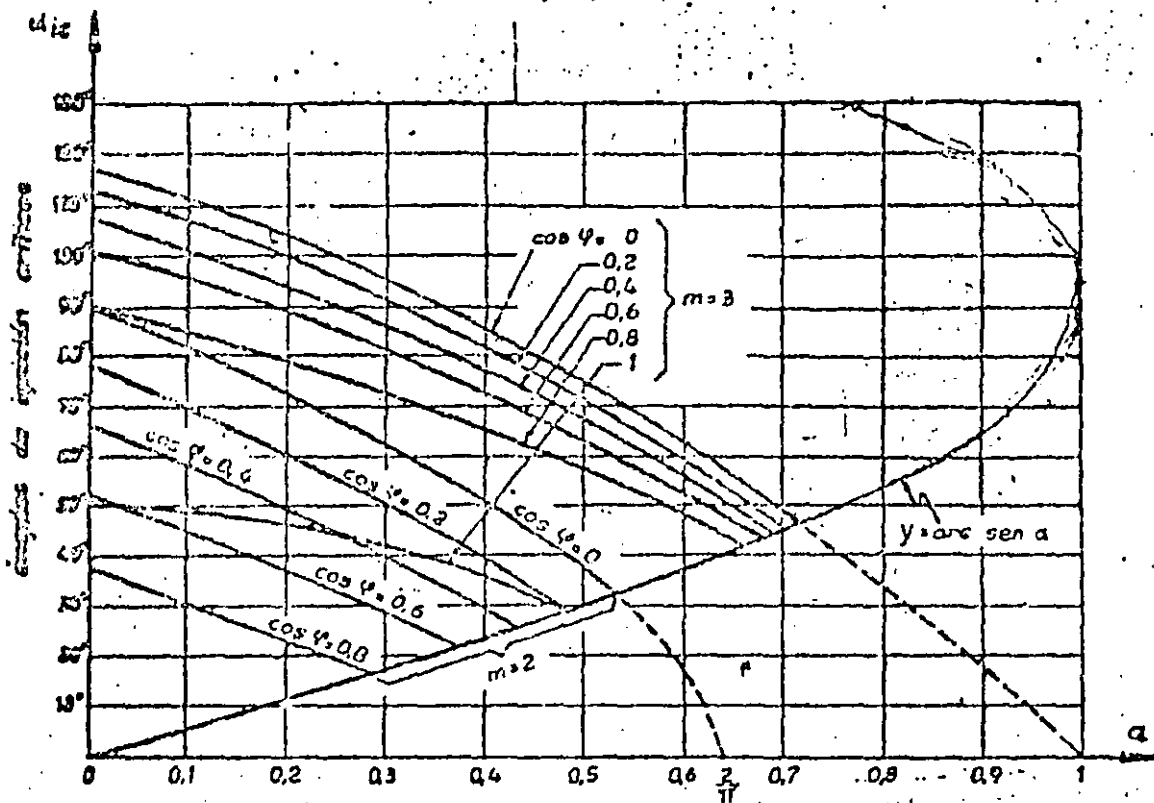


FIG. Nº 18. — Angulos criticos de ignición, en función de α y ϕ para rectificadores bisistemicos y trifásicos.

Donde haciendo $N = 2$ resultará :

$$A = \cos \psi \sin (\alpha_{ic} - \psi) \frac{1 + e^{\frac{-\pi}{\tan \psi}}}{1 - e^{\frac{-\pi}{\tan \psi}}} \quad (41)$$

Estas ecuaciones (40) y (41) se han representado para varios valores de los parámetros en la siguiente figura :

PAGINAS 39 y 40

De la misma podemos extraer las siguientes conclusiones :

- I) Cada curva divide al campo (α_i, a) en dos zonas, una inferior y otra superior o de conducción continua y discontinua respectivamente.
- II) Para valores dados de "a" y ψ se puede hallar el ángulo de ignición crítico α_{ic} - valores mayores de α_i corresponden a conducción discontinua, valores comunes a conducción continua.
- III) Si en vez de conocer el valor de a se conociera el α_i , hallaremos el valor crítico de α_a ; para valores mayores que a tendríamos conducción discontinua. Para valores menores, -- conducción continua.
- IV) Para valores dados de "N" y "a", se observa que "a" causa - que aumente $\cos \psi$, disminuye el ángulo de ignición entero. - Esto equivale a decir que para valores crecientes de ψ , aumenta el ángulo de circulación de la corriente.
- V) Resulta de inmediato que para valores cualesquiera de a, N y ψ siempre habrá un ángulo de ignición posible para el cual la corriente fluye en forma discontinua.

VI) Se observa que para $N = 2$ no se ha representado la curva de $\cos \psi = 1$ y que en este caso la corriente fluye siempre en forma discontinua. A la suma si hacemos $V_{ak} = 0$ -
la corriente fluirá en condición crítica

VII) Estas curvas están limitadas por una curva que representa la función $Y = \text{Arc Sin } a$

Esta curva representa el campo de existencia del ángulo de ignición dado por :

$$\text{Arc Sin } a \leq \alpha_{ic} \leq \pi - \text{Arc Sin } a$$

VIII) Veamos el caso de las ecuaciones (40) y (41) para $\cos \psi = 0$. Tomando límites, debido a la indeterminación, resultará :

$$\lim_{\psi \rightarrow \frac{\pi}{2}} a = \frac{N}{2\pi} \left[\sin \left(\alpha_{ic} + \frac{2\pi}{N} - \frac{\pi}{2} \right) - \sin \left(\alpha_{ic} - \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

$$\lim_{\psi \rightarrow \frac{\pi}{2}} a = \frac{N}{2\pi} \left[-\cos \left(\alpha_{ic} + \frac{2\pi}{N} \right) + \cos \left(\alpha_{ic} \right) \right] \quad (42)$$

$$\text{Haciendo } N = 2 \quad \lim_{\psi \rightarrow \frac{\pi}{2}} a = \frac{2}{\pi} \cos \alpha_{ic} \quad (43)$$

De la (43) se deduce que :

$$\alpha_{ic} = \text{Arc Cos } \frac{\pi a}{2}$$

Queda :

a) para $a = 0$. . . $\alpha_{ic} = \text{Arc Cos } 0 = \frac{\pi}{2}$

b) para α_{ic} . . . $a = \frac{2}{\pi} \approx 0,66$

valores que pueden comprobarse en la figura.

IX Veamos la ecuación (40) para $N = 2$
 Siempre que $a = 0$ se podrá escribir :

$$\cos \psi \sin (\alpha_{ic} - \psi) \frac{1 + e^{-\pi/\operatorname{tg} \psi}}{1 - e^{-\pi/\operatorname{tg} \psi}} = 0$$

Si $\cos \psi \neq 0$ resultará : $\sin (\alpha_{ic} - \psi) = 0 \therefore \alpha_{ic} = \psi$ (44).

Por lo tanto, según las ecuaciones (43) y (44), para $N = 2$ y $a = 0$ para cualquier valor de ψ , el ángulo de ignición crítica coincide con el ángulo de fase de la carga.

$$\alpha_{ic} \left[\begin{array}{l} a = 0 \\ N = 2 \end{array} \right] = \psi$$

Ecuación que se puede comprobar con las curvas correspondientes.

4.3 APLICACIONES.

Vamos a utilizar las ecuaciones y curvas dadas anteriormente para un caso concreto.

Tendremos los siguientes valores de los parámetros :

$$\psi = 80^\circ \quad a = 0.4 \quad N = 3$$

Daremos al ángulo de ignición valores tales que estaremos en los tres tipos posibles de conducción : continua, discontinua y crítica.

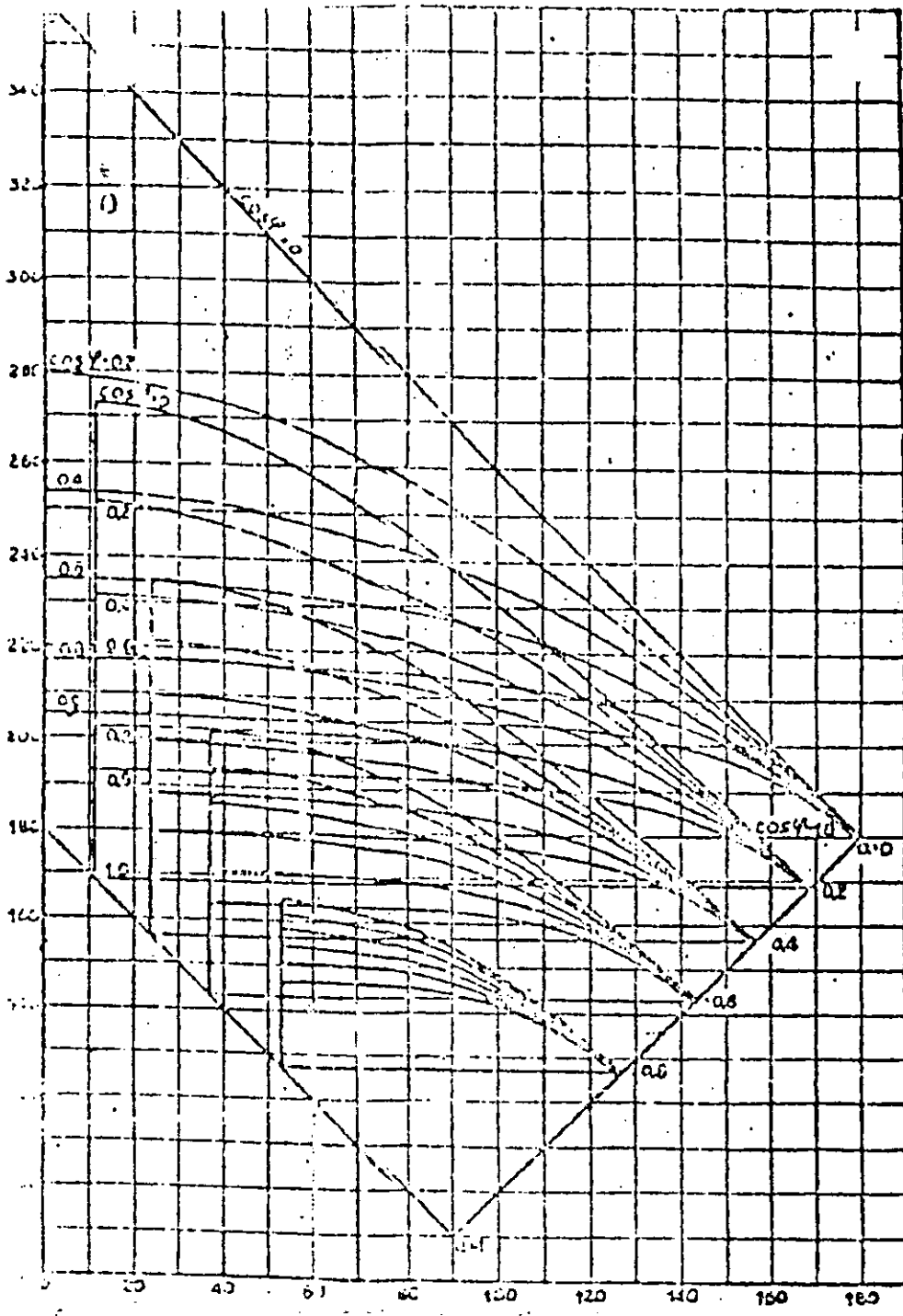
Antes deberemos determinar el ángulo de ignición crítico para lo cual tenemos dos caminos :

a) Aplicando las curvas de Pochlowsky y sabiendo que :

$$\alpha_o = \operatorname{arcsena}$$

$$\alpha_o = \alpha_e$$

ángulo de extinción (α)



ángulo de ignición (α_i)

Fig. N° 16. - Ángulos de extinción en función de los parámetros del circuito. Tomada de K. P. Puchkovsky; Industrial Electronics Reference B. Ver Texto.

que puede escribirse:

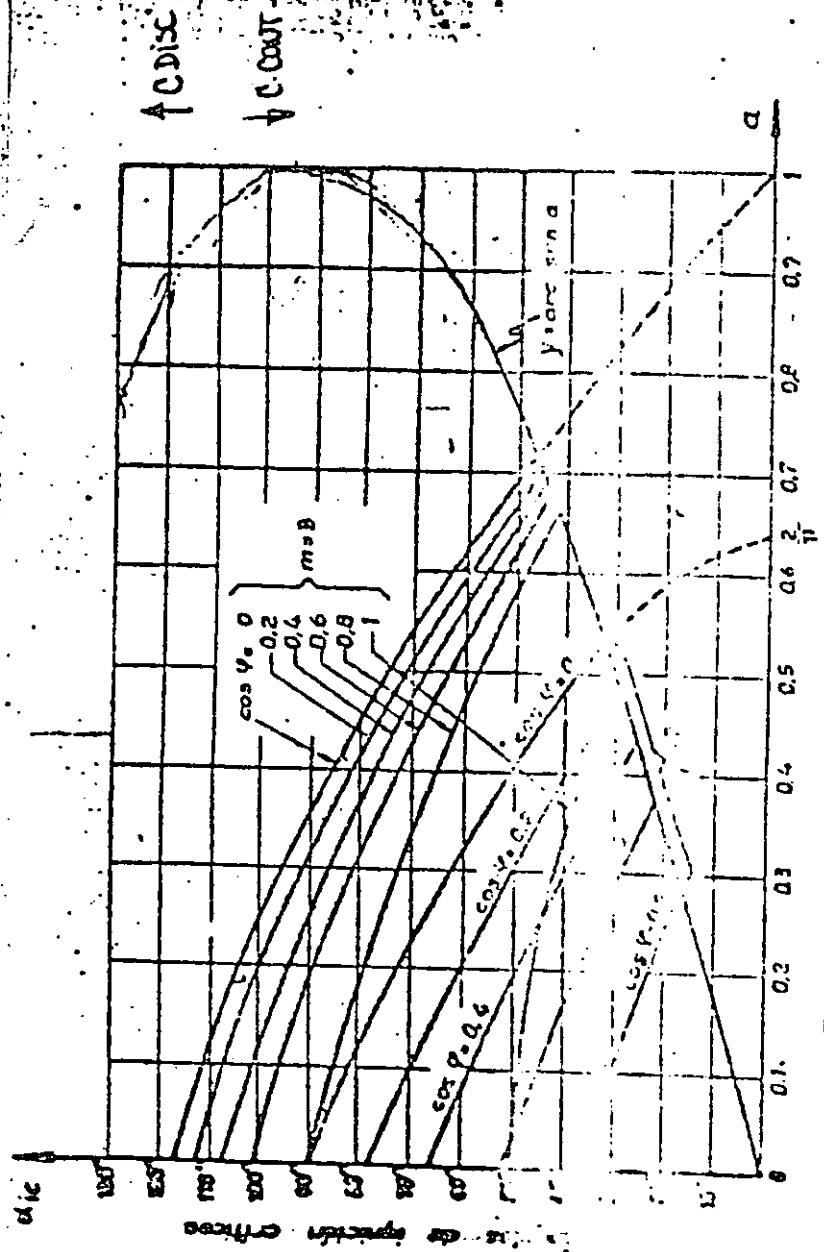


Fig. N° 18. - Ángulos críticos de ignición, en función de α y ϕ .

Los campos de existencia de la variable independiente y del ángulo de ignición resultan :

$$\frac{\Pi}{2} - \frac{\Pi}{N} > \text{arsena.}$$

$$\left(\frac{\Pi}{2} - \frac{\Pi}{N}\right) \leq \alpha_i \leq \left(\frac{\Pi}{2} + \frac{\Pi}{N}\right)$$

$$30^\circ \leq \alpha_i \leq 150^\circ$$

Se busca en Puchlowsky ahora un valor de $\alpha_i = \alpha_{ic}$ tal que se haga se verifique: $\alpha_e = \alpha_{ic} + \frac{2\Pi}{N} = \alpha_{ic} + 120^\circ$

Mediante este método tendremos que realizar una serie de aproximaciones sucesivas hasta llegar al valor de α_{ec} .

b) Aplicando la segunda familia de curvas obtenida, podremos hallar directamente los valores de α_{ic}

Resultará por cualquiera de los caminos $\alpha_{ic} = 87^\circ$

Para valores menores de dicho ángulo, estaremos en conducción continua para valores mejores, en conducción discontinua.

4-3-1 CONDUCCION DISCONTINUA.

Nos fijamos un valor de $\alpha_i = 100^\circ$

Reemplazando en la ecuación general que nos dá el valor de "i" obtendremos :

$$\frac{R}{\sqrt{2Ea}} i = 0,17 \operatorname{Sen} (Wt - 80^\circ) + 0,46 e^{\frac{-Wt}{5,07}} - 0,4 \quad (45)$$

De la gráfica del ángulo de extinción se deduce que será :

$$\alpha_e = 200^\circ \text{ para un } \alpha_i = 100^\circ$$

$$\text{Luego : } \Delta\alpha = \alpha_e - \alpha_i = 200^\circ - 100^\circ = 100^\circ < \frac{2\Pi}{N} = 120^\circ$$

Dándole valores a la variable independiente w entre

$$100^\circ \leq Wt \leq 200^\circ$$

podremos graficar la ecuación (45) en la figura (18)

4-3-2 CONDUCCION CONTINUA.

Nos fijamos en valor de $\alpha_i = 80^\circ$

$$\frac{R}{\sqrt{2Ea}} i = 0,17 \sin (Wt-80^\circ) + 0,6 e^{-\frac{Wt}{5,67}} - 0,4.$$

Dando valores a la variable independiente entre :

$$80^\circ \leq Wt \leq 80 + \frac{2\pi}{\mu} = 200^\circ$$

Se obtendrá la curva de la figura (18) en conducción continua.

4-3-3 CONDUCCION CRITICA.

De la observación de las ecuaciones anteriores, se desprende que ambas ecuaciones de la corriente para el modo discontinuo y para el modo continuo, difieren tan solo en el coeficiente del término exponencial, único término que depende de las condiciones iniciales.

Como se ha observado con anterioridad, las ecuaciones (18) y --- (39) se confunden. En efecto, ambas ecuaciones se pueden escribir así :

$$i = \frac{\sqrt{2Ea}}{R} \left[\cos \varphi \sin (Wt-\varphi) - a + \operatorname{Re}^{-\frac{Wt - \alpha_i}{\tau \sin \varphi}} \right] \quad (47)$$

donde R puede tomar dos formas :

$$R = R_1 = a - \cos \varphi \sin (\alpha_i - \varphi) \quad (45)$$

$$R = R_2 = \frac{\cos \psi \sin (\alpha_i - \psi + 2\pi/N) - \sin (\alpha_i - \psi)}{1 - e^{-\frac{2\pi}{N \operatorname{tg} \psi}}} \quad (46)$$

Dependiendo de los valores que reemplacemos, la (45) a la (46) - en la (47) obtendremos las ecuaciones (18) y (39).

Podemos también graficar las ecuaciones (45) y (46) en función - del ángulo de ignición α_i , para el ejemplo que se está conside-- rando; de hecho pues para nuestro caso :

$$R_1 = 0.4 - 0.17 \sin (\alpha_i - 80^\circ)$$

$$R_2 = 0.55 \left[\sin (\alpha_i - 40^\circ) - \sin (\alpha_i - 80^\circ) \right]$$

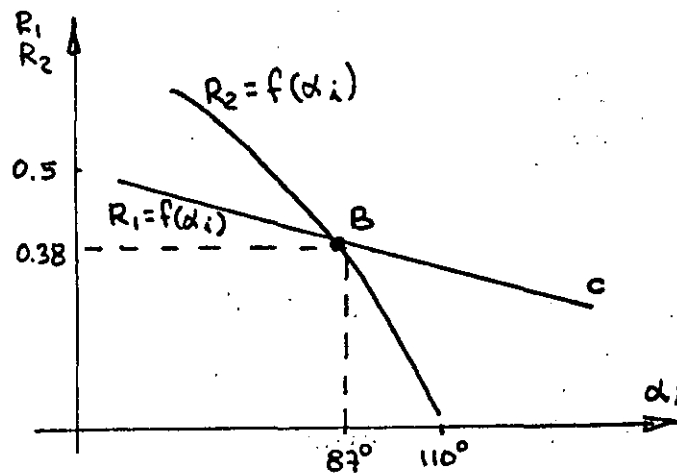


FIGURA 19

En el punto "B" se cruzan ambas funciones, y ésta será el punto donde las ecuaciones (18) y (39) se igualan. Como habíamos encontrado antes, dicho punto corresponde a un ángulo de ignición crítica igual a 87°. Si tomamos tan solo los valores de k correspondiente a AB y BC entonces la ecuación (47) tendrá validez general.

Reemplazando el valor de $k = 0,38$ quedará :

$$\begin{aligned} \frac{R}{\sqrt{2} E_a} i &= 0,17 \sin(Wt-80^\circ) 0,4+0,38e^{-\frac{1,52}{5,67} wt} \\ &= 0,17 \sin(Wt-80^\circ) - 0,4+0,5 e^{-\frac{wt}{5,67}} \end{aligned}$$

El rango de variación de α_{ic} será

$$87^\circ = \alpha_{ic} \leq wt \leq \alpha_{ic} + \frac{2\pi}{N} = 207^\circ$$

4-4 INVERSION DEL PARAMETRO a.

Las ecuaciones deducidas conservan su validez aún cuando el parámetro "a" o coeficiente de tensión, tome valores negativos.

Esta situación ocurriría por ejemplo en control de motores cuando se desee frenado por regeneración o inversión de marcha. También cuando se desee proteger un cargador de baterías contra inversiones en la carga.

4-5 VALORES IMPORTANTES EN CIRCUITOS RECTIFICADORES.

4.5.1 Factor de Ripple (γ)

Se define como : $\gamma = \frac{\text{Valor eficaz componente Armónico}}{\text{Valor Medio}} = \frac{V_{ca}}{E_{cc}}$

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{E_{\text{cc}}^2 + V_{\text{ca}}^2} \quad V_{\text{ca}} = \sqrt{V_{\text{eff}}^2 - E_{\text{cc}}^2}$$

$$\gamma = \frac{V_{\text{ca}}}{E_{\text{cc}}} = \frac{\sqrt{V_{\text{eff}}^2 - E_{\text{cc}}^2}}{E_{\text{cc}}} = \sqrt{\frac{V_{\text{eff}}}{E_{\text{cc}}} - 1}$$

Sabiendo que $V_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{cc}}}{\sin \frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{\pi}{4N} \left(\frac{2\pi}{N} + \sin \frac{2\pi}{N} \right)}$

Reemplazando quedará :

$$\gamma = \sqrt{\frac{\pi}{4N} \cdot \frac{2\pi/N + \sin 2\pi/N}{\sin^2 \frac{\pi}{N}}}$$

El factor de ripple podrá definirse para cada armónica en la forma :

$$\gamma_n = \frac{\text{Valor Eficaz Enésima Armónica}}{\text{Valor Medio}} = \frac{V_n}{E_{\text{cc}}}$$

Se puede demostrar* que :

$$\gamma_n = \frac{2}{(n \times N)^2 - 1}$$

n : orden de la armónica referido a la pulsación fundamental de la tensión de alimentación.

N : número de fases.

* Ver Silicon Rectifier Handbook. Motorola.

La corriente que circula por la carga tiene una forma de onda tal como lo indica en la figura (20)-a; y la corriente de fase que -- circula por cada rectificador, está mostrado en la figura (20)-b. Estamos considerando casos particulares de 3 fases.

Su valor medio resultará :

$$I_{so} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/N}^{\pi/N} I_M \cos \theta \, d\theta$$

$$I_{so} = I_M \left(\frac{1}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{N} \right)$$

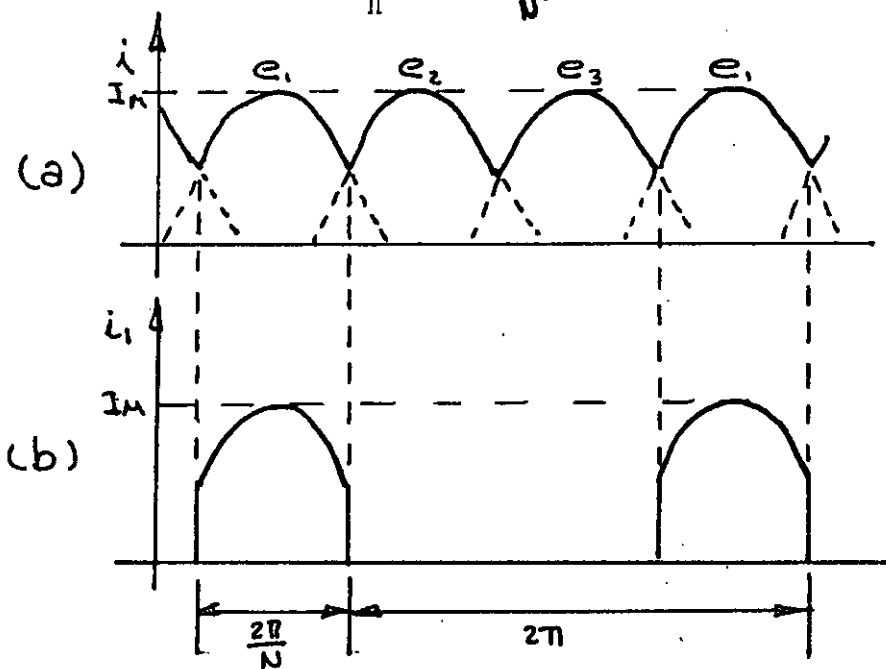


FIGURA 20

A su vez, la relación entre I_{cc} y I_M será de la misma forma que la relación encontrada anteriormente para el cero de las tensiones.

$$I_{cc} = \frac{1}{2\pi/N} \int_{-\pi/N}^{\pi/N} I_M \cos \theta \, d\theta$$

en nuestro caso

$$\alpha_i = -\pi/N$$

$$\alpha_e = \pi/N$$

$$I_{cc} = I_M \left(\frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} \right)$$

$$I_M = I_{cc} / \left(\frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} \right)$$

Reemplazando este valor en la ecuación de Iso, valor medio por fase

$$I_{so} = \frac{I_{cc}}{N}$$

Es decir que la corriente media por fase se obtiene dividiendo la corriente media total por el número de fase.

4-5-3 CORRIENTE EFICAZ POR FASE.

Teniendo en cuenta la forma de onda de la figura 20-b, será :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/N}^{\pi/N} I_M^2 \cos^2 \theta d\theta}$$

$$I_{eff} = I_M \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\frac{2\pi}{N} + \frac{\sin 2\pi}{N} \right)}$$

Y sabiendo que $I_{cc} = I_M \left(\frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} \right)$

$$I_{eff} = I_{cc} \frac{\sqrt{\pi \left(\frac{2\pi}{N} + \frac{\sin 2\pi}{N} \right)}}{2N \sin \frac{\pi}{N}}$$

Corriente eficaz por fase.

4-5-4 FACTOR DE UTILIZACION DEL SECUNDARIO (fus)

Se define como la relación entre la potencia en la carga debido a los componentes continuo de tensión y corriente, y la capaci-

dad nominal de potencia de secundario del transformador.

$$f_{us} = \frac{P_{cc} \text{ |KW|}}{P_{ns} \text{ |KVA|}} = \frac{V_{cc} I_{cc}}{N V_s I_s} \quad \begin{array}{l} I_s = I_{effo} \\ V_s = V_{st} \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{Ya definidos} \\ \text{como valores} \\ \text{por fase.} \end{array}$$

Pero :

$$V_{cc} = V_{st} \left(\frac{\sqrt{2N}}{\Pi} \sin \frac{\Pi}{N} \right)$$

$$I_{efft} = I_{cc} \frac{\sqrt{\Pi(2N/N + \sin 2\Pi/N)}}{2N \sin \frac{\Pi}{N}}$$

$$f_{us} = \frac{2N}{\Pi^2} \frac{\text{Sen}^2 \frac{\Pi}{N}}{\sqrt{\frac{1}{\Pi} \left(\frac{\Pi}{N} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\Pi}{N} \right)}}$$

4-5-5 FACTOR DE UTILIZACION DEL PRIMARIO.

Para calcular el factor de utilización del primario deberemos calcular la corriente eficaz del primario del transformador por fase. Consideraremos acá también el caso más general de rectificación polifásica. El primero está conectado a un sistema polifásico -- equilibrado simétrico, por lo tanto la corriente primaria no puede tener valor medio continuo, pero mantiene la misma forma de onda de la corriente secundaria y por lo tanto las mismas armónicas, cuyo valor eficaz será igual al valor eficaz de las armónicas del secundario. $I_{eff(a)}$ a su vez ésto es cierto solo en el caso en que el número de fases primarias es igual al número de fases del secundario, o sea por ejemplo para un sistema en donde $N = 3$, una conexión Δ -Y en donde una fase primaria corresponde a una sola fase secundaria. Veremos más adelante conexiones donde ésto no sucede. Por lo tanto, con la hipótesis anterior, la corriente del

primario, tendría una forma de onda tal como la de la figura (21).

Llamando a

$I_s = I_{\text{eff}(s)}$: corriente eficaz por fase del secundario

$I_{sca} = I_{\text{eff}(sa)}$: valor eficaz de la armónica del secundario.

I_{so} = corriente media por fase.

El valor eficaz de la corriente en el secundario será :

$$I_s = \sqrt{I_{sca}^2 + I_{so}^2} \quad \dots \quad I_{sca} = \sqrt{I_s^2 - I_{so}^2}$$

Y el valor eficaz de la corriente primaria I_p será :

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_{sca} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \sqrt{I_s^2 - I_{so}^2}$$

Pero

$$I_{so} = \frac{I_{cc}}{N} = \frac{I_o}{N} \quad \text{e} \quad I_s = I_{cc} \sqrt{\frac{\pi(2\pi/N + \sin 2\pi/N)}{2N \sin \pi/N}}$$

Por lo tanto reemplazando quedará :

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{I_o}{N} \sqrt{\frac{\pi(2\pi/N + \sin 2\pi/N)}{4 \sin^2 \pi/N} - 1}$$

Además :

$$V_p = \frac{N_p}{N_s} \cdot V_s = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{V_o}{\frac{\sqrt{2N}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{N}} ; \quad V_s : \text{tensión eficaz por fase del transformador.}$$

Por lo tanto, la potencia del primario valdrá :

$$\text{en } V_p I_p = V_o I_o \cdot \frac{1}{\sqrt{2} \frac{N}{\pi} - \sin \frac{\pi}{N}} \cdot \sqrt{\frac{\pi(2\pi/N + \sin 2\pi/N)}{4 \sin^2 \pi/N} - 1}$$

Luego el fup :

$$\text{fup} = \frac{V_o I_o}{\mu V_p I_p} = \frac{\frac{\sqrt{2} N}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{N}}{\sqrt{\frac{\pi(2\pi/N + \sin 2\pi/N)}{4 \sin^2 \pi/N} - 1}}$$

Esta fórmula es bastante restringida parámetro deberá cumplirse que el número de fases del primario sea igual al No. de fases del secundario : como la carga es siempre o casi siempre trifásica, se restringirá al caso ΔY y la conexión YY con accesible. Para estos casos el $\text{fup} = 0,81$.

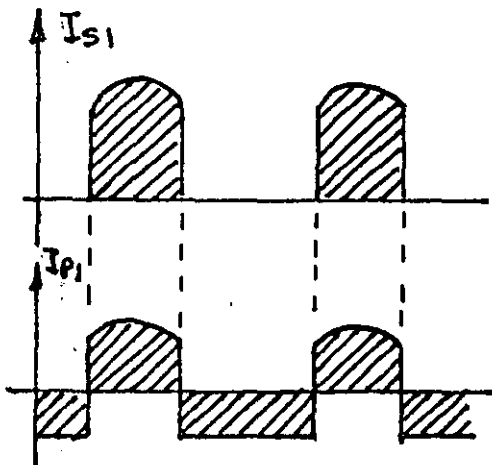


FIGURA 21

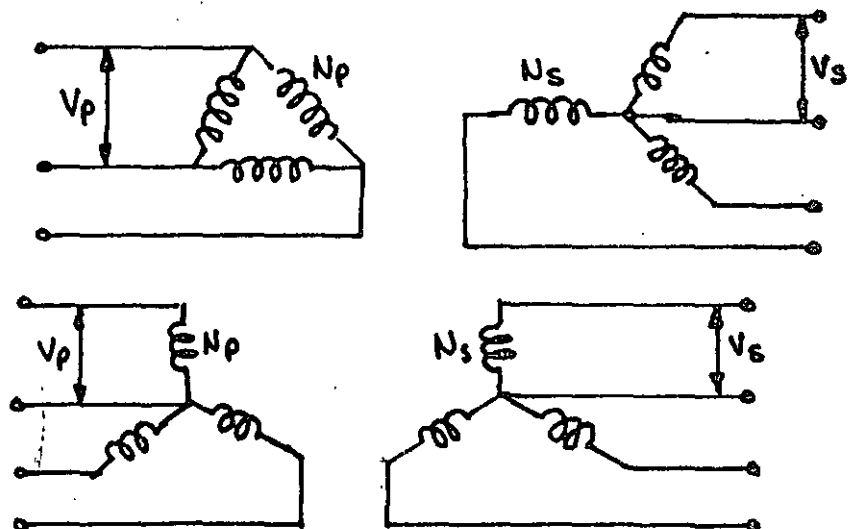


FIGURA 22

Supongamos que la carga no fuera resistiva solamente, sino que - por el contrario fuera fuertemente inductiva, al punto tal que - la corriente se mantenga constante. Esto significa que hemos -- puesto un filtro que ha eliminado las armónicas de la corriente.

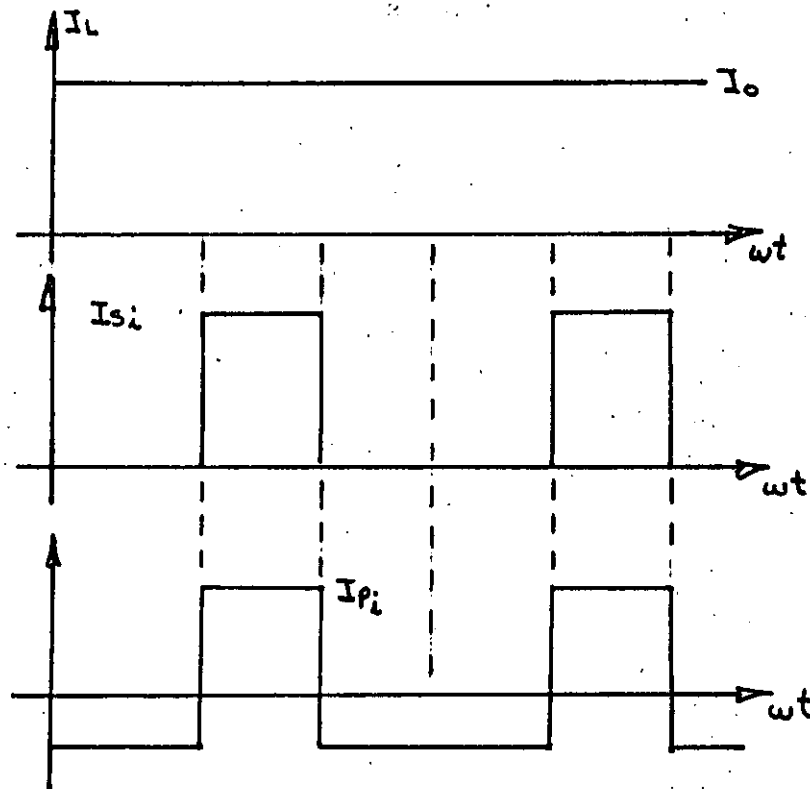


FIGURA 23

Tendremos en este caso que : $I_L = I_N = I_o = \text{cte} - I_{cc}$

El valor eficaz de la corriente por fase será :

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/N}^{\pi/N} I_o^2 d\theta} = \frac{I_o}{\sqrt{N}}$$

Pero sabemos que :

$$V_s = \frac{V_o}{\sqrt{2} \frac{N}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{N}}$$

Y el factor de utilización del secundario será :

$$f_{us} = \frac{V_o I_o}{N V_s I_s} = \frac{\sqrt{2} N}{\pi} \left(\sin \frac{\pi}{N} \right)$$

Se obtienen valores muy similares al caso de la carga resistiva según se desprende de la tabla (I). Esto se debe a que no hay que diferenciar entre las formas de onda. Significa esto que el fus depende fundamentalmente de "N" y no de la carga.

También podremos calcular el factor de utilización del primario para este caso :

$$I_{so} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/N}^{\pi/N} I_o d\theta = \frac{I_o}{N}$$

$$I_{sca} = \sqrt{I_s^2 - I_o^2} = I_o \sqrt{\frac{1}{N} - \frac{1}{N^2}} = I_o \frac{\sqrt{\mu - 1}}{N}$$

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} I_{sca} = \frac{N_s}{N_p} \frac{\sqrt{N - 1}}{N} I_o$$

$$V_p = \frac{N_p}{N_s} \cdot V_s = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{V_o}{\frac{\sqrt{2N}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{N}}$$

$$N V_p I_p = V_o I_o \frac{\pi}{N} \cdot \sqrt{\frac{N-1}{2}} \cdot \frac{1}{\sin \frac{\pi}{N}}$$

$$f_{up} = \frac{V_o I_o}{N V_p I_p} = \frac{N}{\pi} \sqrt{\frac{2}{N-1}} \cdot \sin \frac{\pi}{N}$$

Para $\mu = 3$ $f_{up} = 0,825$

4-5-6 RENDIMIENTO DEL RECTIFICADOR.

El rendimiento del rectificador η_R se define como la relación entre la potencia en la carga debido a la componente continua y la potencia total en la carga.

$$\eta_R = \frac{\text{Potencia en la Carga Debido a la Comp. Cont.}}{\text{Potencia total en la carga}} = \frac{P_o}{P_L}$$

$$P_o = V_o I_o = V_{cc} \cdot I_{cc}$$

$$P_L = V_{eff} I_{eff}$$

Reemplazando V_{eff} y I_{eff} por los valores encontrados anteriormente :

$$V_{eff} = \frac{V_{cc}}{\frac{\pi}{4N} \cdot \left(\frac{2\pi}{N} + \frac{\sin 2\pi}{N} \right)} \cdot \sin \frac{\pi}{N} \quad \text{e } I_{eff} \text{ con las mismas características.}$$

$$P_L = V_{cc} I_{cc} \frac{\frac{\pi}{4N} \cdot \left(\frac{2\pi}{N} + \frac{\sin 2\pi}{N} \right)}{\sin^2 \frac{\pi}{N}}$$

$$\eta_R = \frac{P_o}{P_L} = \frac{4N}{\pi} \cdot \frac{\sin^2 \frac{\pi}{N}}{\left(\frac{2\pi}{N} + \frac{\sin 2\pi}{N} \right)}$$

Pese a que todos los elementos son ideales, el rendimiento es menor que la unidad, pues la potencia total P_L incluye la potencia debido a las armónicas, que se supone no son aprovechables por la carga, aunque ésta se comporte como una resistencia.

Si se coloca un filtro, las armónicas no llegan a la carga, entonces P_L tiende a ser igual a P_O y $\eta_R \Rightarrow 1$

5- ASPECTOS PRACTICOS

5-1 REGULACION - CAIDA DE TENSION INDUCTIVA Y RESISTIVA.

En todo el análisis anterior se ha supuesto en transformador ideal sin reactancia de dispersión en resistencia en los bobinados. Sin embargo estos factores deben tenerse en cuenta, sobre todo porque en rectificadores industriales las corrientes son suficientemente altas como para provocar caídas de tensión apreciables.

La inductancia de dispersión " L_d " se mide desde el secundario con el primario en corto circuito, de manera que puede despreciarse la inductancia magnetizante L_μ ya que $L_\mu \gg L_d$.

Vamos a suponer en nuestro análisis que la carga es muy inductiva por lo que la corriente de carga se encuentra en un valor -----

$$I_L = I_O = I_{CC} = \text{constante.}$$

En la figura 24, las tensiones V_{si} son las tensiones de fase del secundario medidos a circuito abierto.

Veamos que efecto producen las inductancias de dispersión L_d .

A tal efecto, supongamos que el diodo D, ésto concluyendo su periodo de conducción.- La corriente por el mismo será $I_{si} = I_O$, -

tal como se muestra en la figura (25).

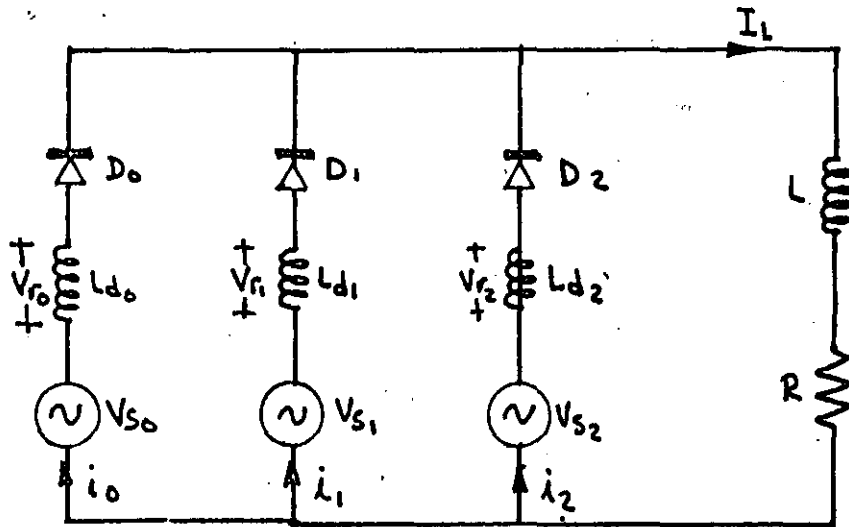


FIGURA 24

Si la corriente es constante, la tensión en L_{d1} es nula ($V_{x1} = 0$) y $V_T = V_{s1}$. Para $\omega t = 0$ seguir sea el origen elegido, la corriente I_{s1} , deberá caer en forma instantánea a cero, mientras que I_{s2} deberá crecer instantáneamente también al valor de I_0 .

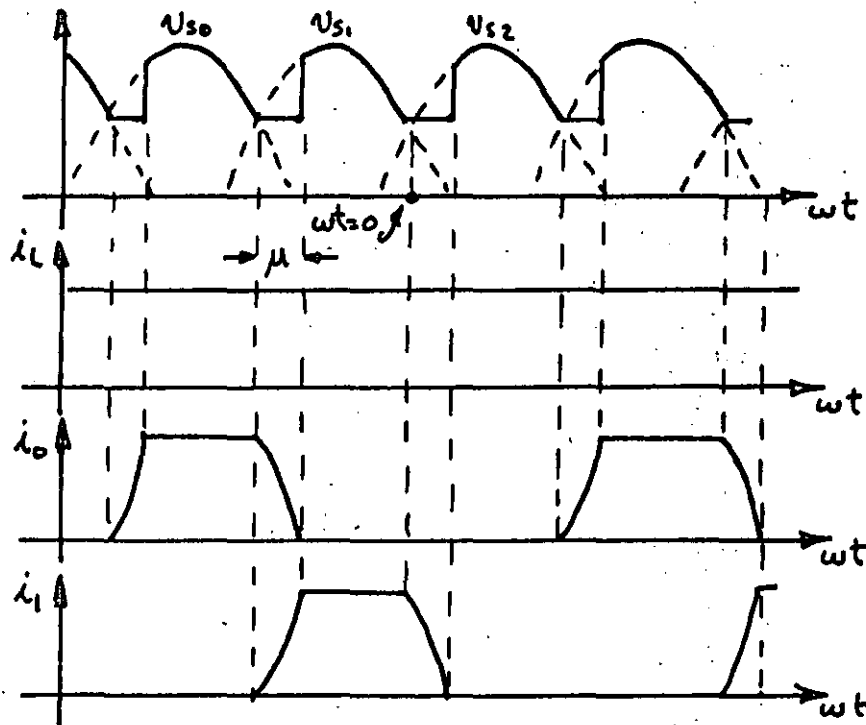


FIGURA 25

Sin embargo la variación de I_{s1} origina una tensión :

$$V_{x1} = L_{d1} \frac{dI_{s1}}{dt}$$

Opuesta a la variación de V_{s_1} y la corriente decrece en forma gradual. A su vez en $\omega t = 0$, comenzará a conducir D_2 y la corriente crece también gradualmente porque se opone una tensión :

$$V_{x_2} = L_{d_2} \frac{dI_{s_2}}{dt}$$

Observamos pues que durante un intervalo " μ ", llamado ángulo de concentración, la conducción se verifica en ambos diodos D_1 y D_2 . Durante este tiempo se tendrá según el circuito Fig. (24) :

$$V_{s_1} = V_T + V_{x_1} = V_T + L_{d_1} \frac{dI_{s_1}}{dt}$$

$$V_{s_2} = V_T + V_{x_2} = V_T + L_{d_2} \frac{dI_{s_2}}{dt}$$

Restando miembro a miembro y advirtiendo que $L_{d_1} = L_{d_2} = L_d$

$$V_{s_1} - V_{s_2} = L_d \left(\frac{dI_{s_1}}{dt} - \frac{dI_{s_2}}{dt} \right)$$

Pero si I_L se mantiene constante durante el periodo " μ ", se deberá cumplir que :

$$I_{s_1} + I_{s_2} = I_o = \text{constante} \quad \text{y derivando}$$

$$\frac{dI_{s_1}}{dt} + \frac{dI_{s_2}}{dt} = 0 \quad \therefore \quad \frac{dI_{s_1}}{dt} = - \frac{dI_{s_2}}{dt}$$

$$V_{s_1} - V_{s_2} = 2L_d \frac{dI_{s_1}}{dt} \quad \therefore \quad \frac{dI_{s_1}}{dt} = \frac{V_{s_1} - V_{s_2}}{2L_d}$$

Observamos a partir de la Fig. (25) que V_{s_1} está adelantada respecto al origen, en $\pi/4$, encuentras que V_{s_2} está atrasada respecto al origen, en la misma proporción.

$$V_{s_1} = V_n \cos \left(wt + \frac{\pi}{N} \right) = V_n \left[\cos wt \cos \frac{\pi}{N} - \sin wt \sin \frac{\pi}{N} \right]$$

$$V_{s_2} = V_n \cos \left(wt - \frac{\pi}{N} \right) = V_n \left[\cos wt \cos \frac{\pi}{N} + \sin wt \sin \frac{\pi}{N} \right]$$

$$V_{s_1} - V_{s_2} = -2V_n \sin wt \sin \frac{\pi}{N}$$

Reemplazando quedará :

$$\frac{dI_{s_1}}{dt} = -\frac{V_n}{L_d} \cdot \sin wt \sin \frac{\pi}{N}$$

Integrando será :

$$I_{s_1}(t) = \frac{V_n}{\omega L_d} \left(\sin \frac{\pi}{N} \right) \cos wt + c$$

El valor de la constante lo obtenemos aplicando las condiciones iniciales al problema :

$$\text{Para } wt = 0 \quad \dot{I}_{s_1} = I_{s_1} = I_0$$

$$I_0 = \frac{V_n}{\omega L_d} \cdot \sin \frac{\pi}{N} + c \quad \dots \quad c = I_0 - \frac{V_n}{\omega L_d} \cdot \sin \frac{\pi}{N}$$

Será finalmente :

$$I_{s_1}(t) = I_0 - \frac{V_n}{\omega L_d} \cdot \sin \frac{\pi}{N} (1 - \cos wt)$$

De igual forma obtendríamos el valor para $I_{s_2}(t)$

$$I_{s_2}(t) = I_0 - I_{s_1} = \frac{V_n}{\omega L_d} \cdot \sin \frac{\pi}{N} (1 - \cos wt)$$

El ángulo de conducción μ es tal que de la ecuación de $I_{s_1}(t)$,

será :

$$I_{S_1}(t) = 0 \quad \text{para} \quad \omega t = \mu$$

$$1 - \cos \mu = \frac{I_0 \omega L_d}{V_n \sin \frac{\pi}{N}} \quad \begin{array}{l} \text{de donde podemos obtener} \\ \text{el valor de } \mu \end{array}$$

Calculemos ahora la caída de tensión provocada por las inductancias de dispersión :

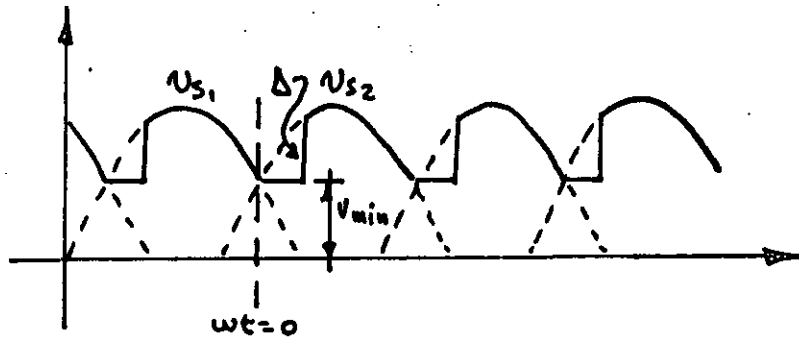


FIGURA 26

Se observa que el área comprendida entre la curva de tensión y la abscisa ha disminuido en este caso en valor " Δ "

$$\Delta \cong \int_0^{\mu} (V_{S_2} - V_{\min}) d\theta$$

donde V_{\min} es el número valor de tensión V_T y vale en un entorno de origen ($\theta = 0$) :

$$V_{\min} \cong \frac{V_{S_1} + V_{S_2}}{2}$$

La disminución del área total implica una manera del valor medio V_0 que valdrá ahora :

$$V_0^1 = V_0 - \Delta V_{Ld}$$

Siendo ΔV_{Ld} la caída media de tensión en el periodo $\frac{2\pi}{\mu}$ debido a la inductancia de dispersión. Su valor será :

$$\Delta V_{Ld} = \frac{1}{2\pi N} \int_0^\mu (V_{S2} - V_{min}) d\theta$$

Sabiendo que :

$$V_{min} = \frac{V_{S1} + V_{S2}}{2}$$

$$V_{S2} - V_{min} = \frac{2V_{S2}}{2} - \frac{(V_{S1} + V_{S2})}{2} = \frac{V_{S2} - V_{S1}}{2}$$

Pero sabemos que :

$$V_{S1} - V_{S2} = -2V_n \sin \omega t \cdot \sin \frac{\pi}{N}$$

$$V_{S2} - V_{min} = V_n \sin \omega t \sin \frac{\pi}{N}$$

$$\Delta V_{Ld} = \frac{N}{2\pi} \int_0^\mu V_n \sin \frac{\pi}{N} \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{V_n}{2} \cdot \left(\frac{N}{\pi}\right) \cdot \sin \frac{\pi}{N} (1 - \cos \mu)$$

Pero

$$1 - \cos \mu = \frac{I_o W_{Ld}}{V_n \sin \frac{\pi}{N}}$$

$$\Delta V_{Ld} = \frac{V_n}{2} \left(\frac{N}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{N}\right) \frac{I_o W_{Ld}}{V_n \sin \frac{\pi}{N}} = \frac{N}{2\pi} \cdot I_o W_{Ld}$$

Por lo tanto el valor medio verdadero de la tensión será :

$$V_o^1 = V_o - \frac{N}{2\pi} \cdot I_o W_{Ld}$$

Si consideramos además a la resistencia R del bobinado y la caída

de tensión V_R producida en el diodo rectificador por la corriente I_o se tendrá :

$$V_o^1 = V_o - \left(\frac{N}{2\pi} \cdot I_o W_{Ld} + R I_o + V_R \right)$$

5-2 RECTIFICADORES POLIFASICOS DE ONDA COMPLETA.

Se denominan rectificadores de onda completa aquellos en los cuales cada una de las tensiones V_{si} se rectifica durante parte de - ambos semiciclos. Se los conoce también con el nombre de rectifi- cadores puente.

Es evidente que si cada tensión es rectificadã en ambos semici- - clos a cada terminal de entrada deberán conectarse dos rectifica- - dores, uno que conduzca hacia la carga (1,2 y 3) y otro que lo ha- - ga donde la carga, tal como se observa en la Fig. (27), para el - caso trifásico.

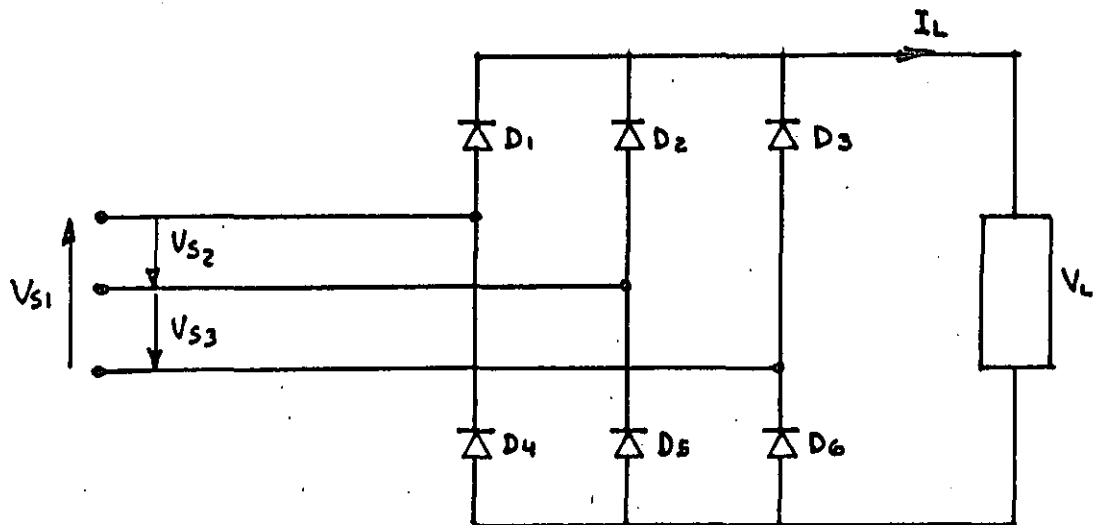


FIGURA 27

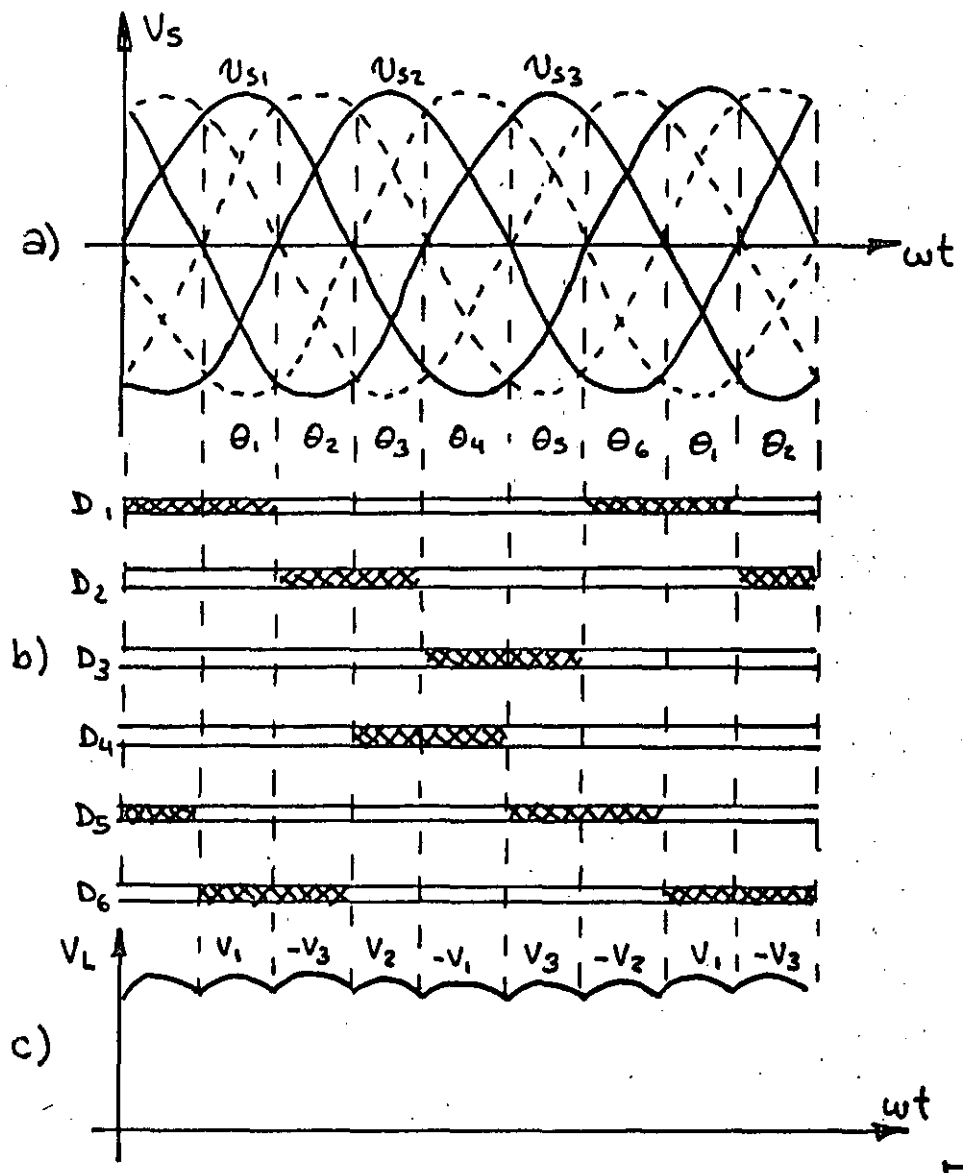


FIGURA 28

Veamos un análisis del funcionamiento del circuito.

Observamos en la figura (28) las tensiones positivas V_{s1} , cuyas polaridades positivas se muestran en la Fig. (27). En el intervalo θ_1 , las tensiones V_{s2} y V_{s3} son negativas, por lo que los diodos V_2 y V_3 estarán inversamente polarizados. Al igual que D_4 y D_5 ; por lo que conducirán D_1 y D_6 como se observa en la Figura 28 (b).

En el intervalo θ_2 , V_{s3} es la única tensión negativa, entonces -

D_1 , D_3 , D_4 y D_5 están polarizados inversamente y conducirán entonces el D_2 y D_6 .

En θ_3 y V_{S_1} y V_{S_3} son negativas, D_1 , D_3 , D_5 y D_6 estarán polarizados negativamente, conduciendo por tanto solo D_2 y D_4 .

En θ_4 , V_{S_1} es negativa y se bloquean D_1 , D_2 , D_5 y D_6 , conduciendo solamente D_3 y D_4 .

Así pues podremos realizar el análisis para un ciclo completo, tal como lo hacemos en la figura 28 (b).

Si quisiéramos hallar el valor de la tensión de salida V_L , se deberá analizar en cada intervalo lo sucedido. Suponiendo que no hay caída de tensión directa en los diodos, en θ_1 la tensión será $V_L = V_{S_1}$; en θ_2 $V_L = -V_{S_3}$; en $\theta_3 = V_{21}$ etc.

Se comprueba que en un ciclo de la tensión de entrada, se cumplen seis ciclos de la salida, o sea que el rectificador es efectivamente de onda completa tal como se hace aparecer en la figura -- (28-c).

Lo más destacable es que el análisis se puede hacer suponiendo un número ficticio de fases $N = 6$ y utilizando las mismas expresiones deducidas anteriormente para el caso de rectificadores de media onda.

Según como se conecta el secundario, las tensiones V_{S_i} serán de fase o de línea, lo mismo que para las corrientes. Este último aspecto es muy importante tenerlo en cuenta, especialmente para el caso de los factores de utilización.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

ELECTRONICA DE POTENCIA

CAPITULO 5
CONTROLADORES DE CORRIENTE ALTERNA

ING. ALFREDO CEPVANTES

JUNIO, 1985

TEMA 5

CONTROLADORES DE CORRIENTE ALTERNA

CONTENIDO:

1. INTRODUCCION.
 2. CONFIGURACIONES DE LOS CONTROLADORES DE C.A.
 3. ANALISIS DE LAS CONFIGURACIONES BASICAS.
 4. APLICACIONES.
- BIBLIOGRAFIA.

PRESENTADO POR:

ING. ALFREDO CERVANTES A.

CAPITULO 1

INTRODUCCION

Los controladores de voltaje de c.a. se utilizan para variar el valor rms de la tensión alterna que se aplica a una carga, introduciendo entre ésta y la fuente un circuito de tiristores. Existen dos métodos de control:

Control on-off

Control de fase

En el control on-off, los tiristores se emplean como interruptores para conectar la carga con la fuente de voltaje durante algunos ciclos y luego desconectarla por un período similar. Aquí los tiristores actúan como un contactor de alta velocidad.

En el control de fase, los tiristores conectan la carga con la fuente durante una porción determinada de cada ciclo de la fuente de tensión, es decir se varía el inicio de la conducción del SCR en cada semiperíodo.

Las configuraciones de los circuitos de potencia en ambos métodos de control son las mismas. Además, el análisis de funcionamiento de los controladores on-off no presenta ninguna dificultad, cosa que no sucede en los controladores de fase. Por lo tanto, aquí la atención se concentrará en los controladores de fase.

Los controladores mencionados operan con corriente alterna por lo que el apagado de los tiristores se efectúa por línea; es decir, son dispositivos de conmutación natural. En consecuencia, la implementación de los controladores de C.A. resulta relativamente sencilla respecto a otro tipo de convertidores. Sin embargo, esta sencillez no es extensiva al análisis y diseño de los controladores ya que con cargas que son puramente resistivas el ángulo de extinción no se determina fácilmente, como se verá mas adelante.

El campo de aplicaciones de los controladores de C.A. es muy amplio. Las principales aplicaciones son las siguientes:

- 1.- Calentamiento industrial.
- 2.- Soldadoras por resistencia.
- 3.- Controles de alumbrado.
- 4.- Control de corriente en procesos electroquímico.
- 5.- Cambiadores de taps de transformadores.
- 6.- Control de motores de inducción.

Posteriormente se discutirán algunas de estas aplicaciones.

CAPITULO 2

CONFIGURACIONES DE LOS CONTROLADORES DE C.A.

Existen muchas formas de configurar el circuito de potencia de los controladores de c.a. Las configuraciones varían si la fuente de alimentación y la carga son monofásicos o trifásicos, varían también según sea la capacidad nominal y el número de tiristores disponibles y con las características propias de cada aplicación.

Sin embargo, para los controladores de c.a. existe una configuración básica que presenta las mayores ventajas y es de propósito general. Existen varias configuraciones adicionales que se usan sólo en aplicaciones que tienen restricciones especiales de diseño. Los controladores de c.a. pueden agruparse en dos grupos: monofásicos y trifásicos. En cada grupo se define una configuración básica.

Controladores Monofásicos.

La configuración básica del circuito monofásico se muestra en la figura 1. Está formada por dos SCR's conectados en antiparalelo, que permiten controlar desde potencia cero hasta plena potencia. Las señales de disparo deben estar aisladas. Los ángulos de disparo generalmente son iguales para obtener una salida simétrica sin componente de c.d. Este circuito se analiza con todo detalle en el

capitulo 3.

El controlador de media onda (figura 2) permite controlar el rango de media a plena potencia; sin embargo, este circuito introduce una fuerte componente de d.c. que resulta indeseable, por lo que su aplicación es muy limitada.

Una forma alternativa del controlador de onda completa se muestra en la figura 3. Esta configuración tiene la ventaja de la conexión de cátodo y compuerta común para ambos SCR's. Los diodos evitan que el voltaje inverso aparezca directamente a través del SCR; sin embargo, ellos reducen la eficiencia del circuito pues incrementan las pérdidas de conducción.

El circuito mostrado en la figura 4 utiliza un solo SCR conectado en el lado de carga de un puente rectificador. Puede ser usado para controlar c.a. o c.d. según sea la posición donde se conecta la carga. Las pérdidas en los diodos son altas y la conmutación puede presentar algunos problemas. El factor de utilización del SCR se reduce en un 30 por ciento. El circuito es adecuado para utilizarse con cargas resistivas de tensión relativamente alta.

Controladores Trifásicos.

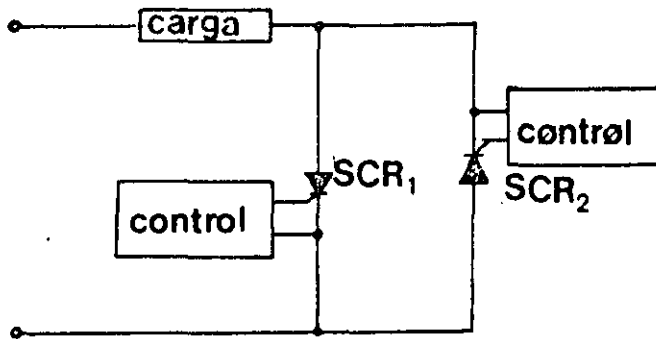


FIG.1 CONFIGURACION BASICA DEL CONTROLADOR MONOFASICO.

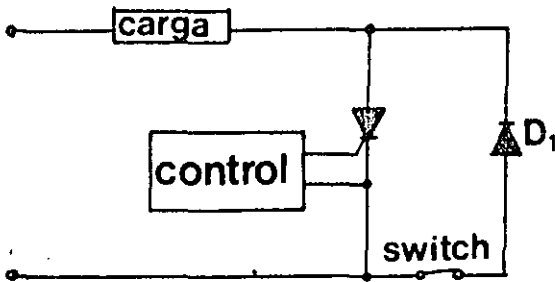


FIG.2 CONTROLADOR DE MEDIA ONDA.

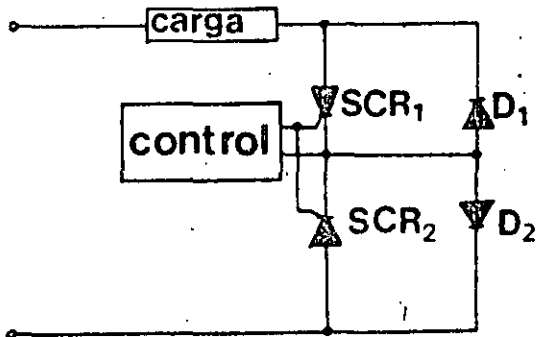


FIG.3 CONTROLADOR DE ONDA COMPLETA (CATODO COMUN).

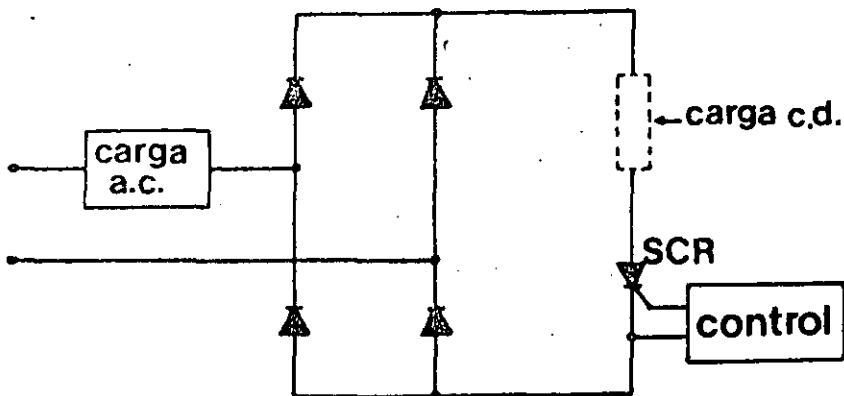


FIG.4 CONTROLADOR DE ONDA COMPLETA CON 1 SCR.

Las configuraciones mas comunes de los controladores trifásicos se muestran en las figuras 5 a 8. Cada uno de estos circuito tiene ventajas particulares. Estas ventajas varían en cuanto a economía, usos especiales y ejecución técnica. El diseñador debe definir sus propias especificaciones, evaluar las alternativas y elegir la configuración del circuito.

La configuración básica puede verse en la figura 5. Es la que presenta un mayor campo de aplicaciones, por lo que será analizada con detalle en el capítulo 3.

El controlador de media onda de figura 6 economiza en el costo de los dispositivos y no usa las componentes de d.c. en ninguna parte del circuito. Sin embargo, introduce armónicos en la corriente de línea que representan un serio inconveniente. En esta configuración no es permisible usarse en un sistema de cuatro hilos.

Si las terminales de las tres ramas de la carga están accesibles, entonces puede usarse el circuito de la figura 7, con el resultado de que pueden utilizarse tiristores de menor corriente que cuando se usan en la línea. Esto puede ser importante, ya que el costo de los tiristores está en relación directa con la corriente más que con el voltaje. En esta configuración se tiene un mejor coeficiente de utilización de los tiristores.

El circuito de la figura 8 se usa poco por las siguientes razones: a) la corriente nominal del tiristor usado es aproximadamente el doble que la configuración delta con 6 tiristores,

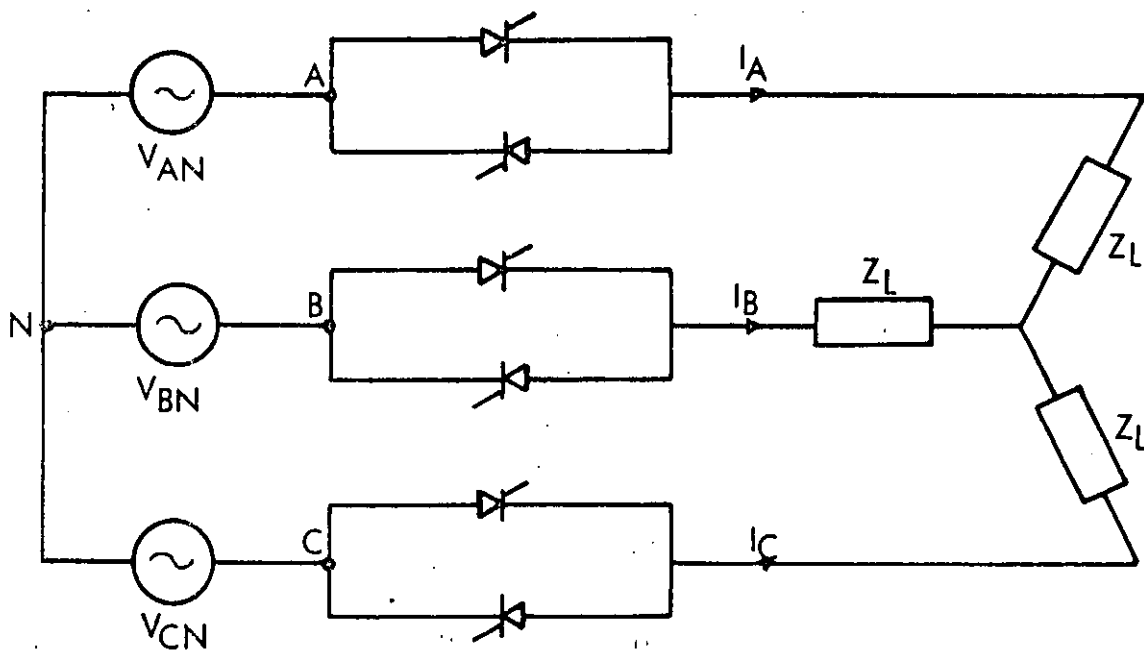


FIG.5 CONFIGURACION BASICA DEL CONTROLADOR TRIFASICO.

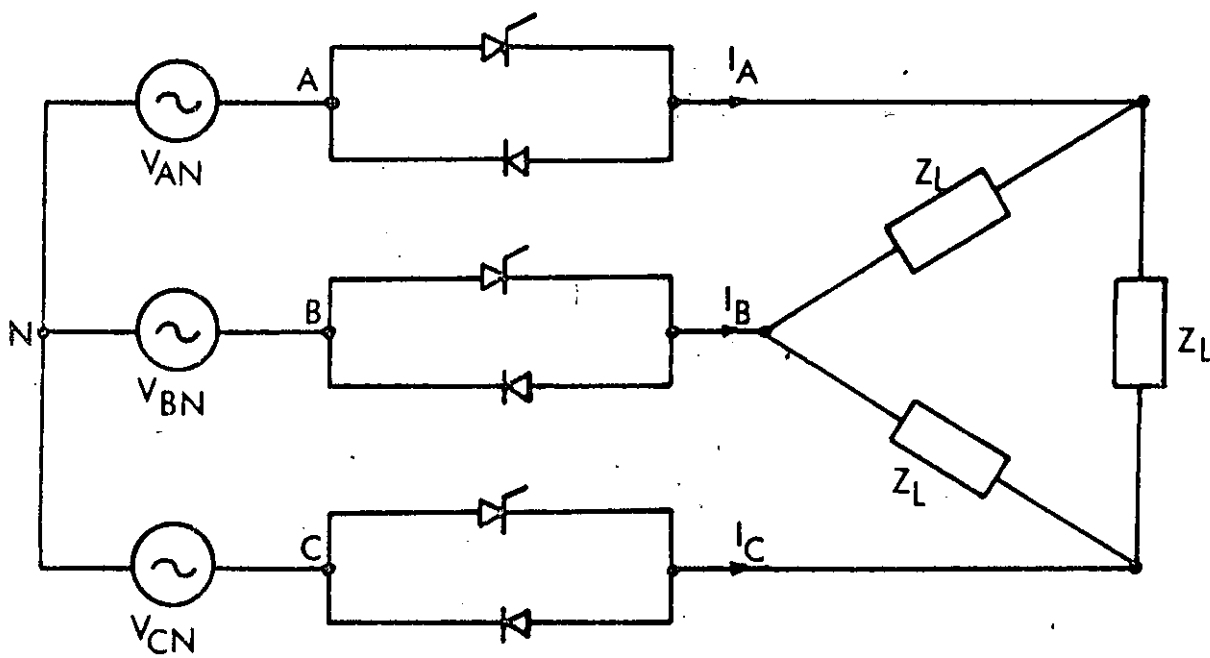


FIG.6 CONTROLADOR TRIFASICO DE MEDIA ONDA.

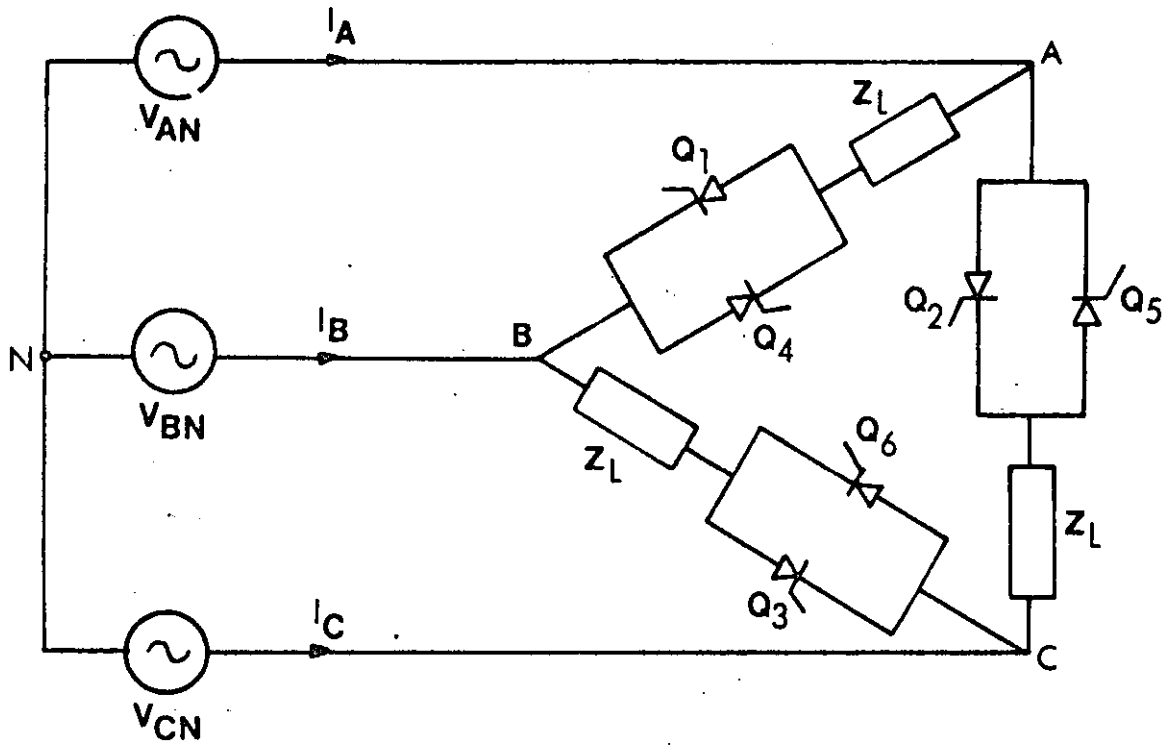


FIG.7 CONTROLADOR CONECTADO EN DELTA.

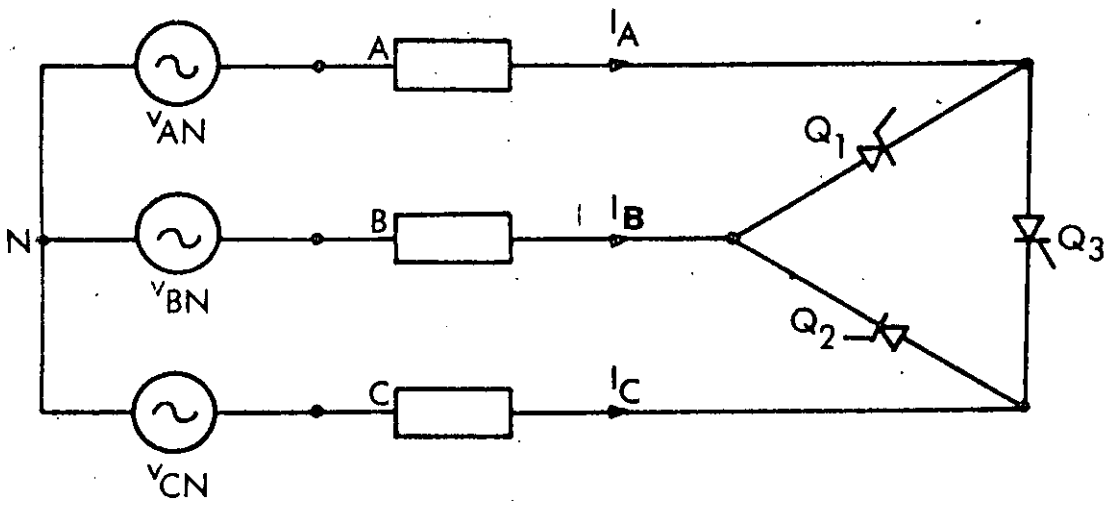


FIG8 CONTROLADOR DEL PUNTO NEUTRO.

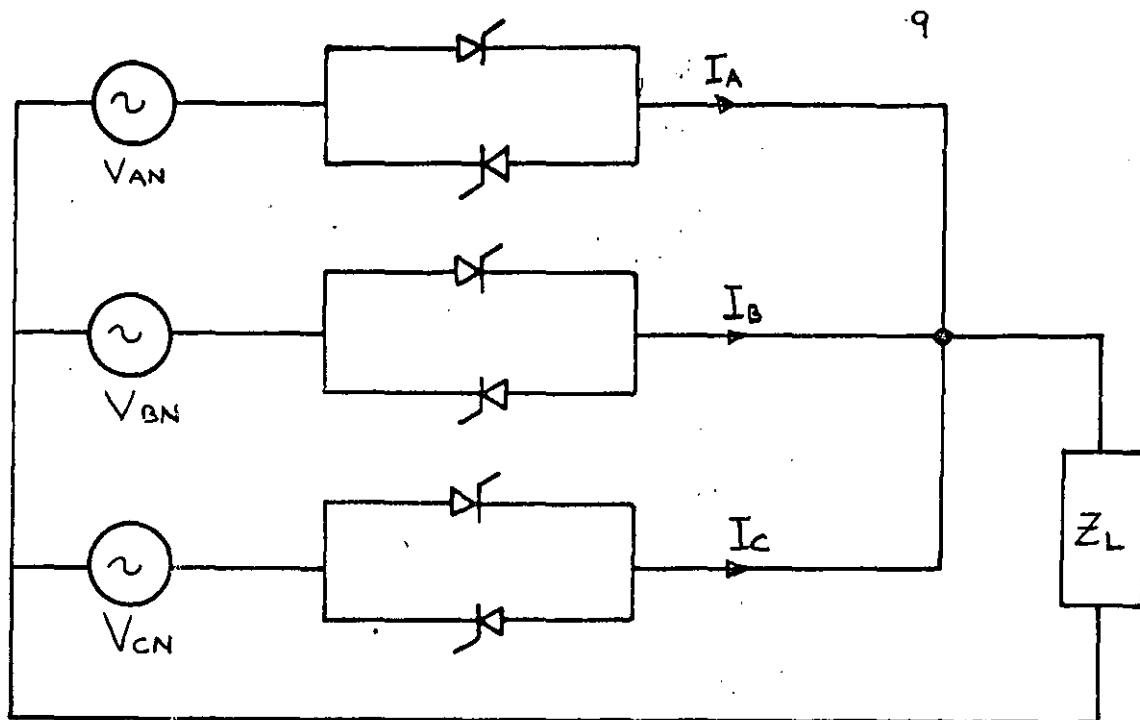


FIG. 9 CONTROLADOR DE FUENTE TRIFASICA Y CARGA MONOFASICA.

10

b) el contenido armónico del voltaje de salida es mayor, c) se requiere el acceso a las seis terminales de la carga. Sin embargo, las ventajas de costo, tamaño y controlabilidad pueden sobrepasar las desventajas y ser utilizado en algunos casos, especialmente en aplicaciones on-off.

Cuando se tiene una carga monofásica de muy alta potencia, es recomendable utilizar un suministro polifásico. Para lograr esto se emplea la configuración de la figura 9. En ella, cada fase conduce sucesivamente un ciclo de corriente, lo que permite dividir la corriente promedio de la carga entre las n fases y los $2n$ tiristores; si bien, existe un intervalo de $180/n$ grados eléctricos en los que el voltaje aplicado a la carga es nulo.

CAPITULO 3

ANALISIS DE LAS CONFIGURACIONES BASICAS

3.1 Análisis del controlador de onda completa monofásico.

El circuito de la figura 10 muestra el circuito de un controlador monofásico que alimenta una carga con resistencia e inductancia. Solamente uno de los dos tiristores puede conducir en un instante dado. Si se considera que Q1 está conduciendo se tiene que

$$v_L + v_R = v_o = v$$

o bien

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2} V \text{ sen } \omega t$$

La solución de esta ecuación es de la forma

$$i = \frac{\sqrt{2}}{Z} V \text{ sen } (\omega t - \phi) + A e^{-(R/L)t}$$

donde

$$Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} \quad \Omega$$

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

sustituyendo las condiciones iniciales $i=0$ en $t=\alpha$ se obtiene

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

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

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

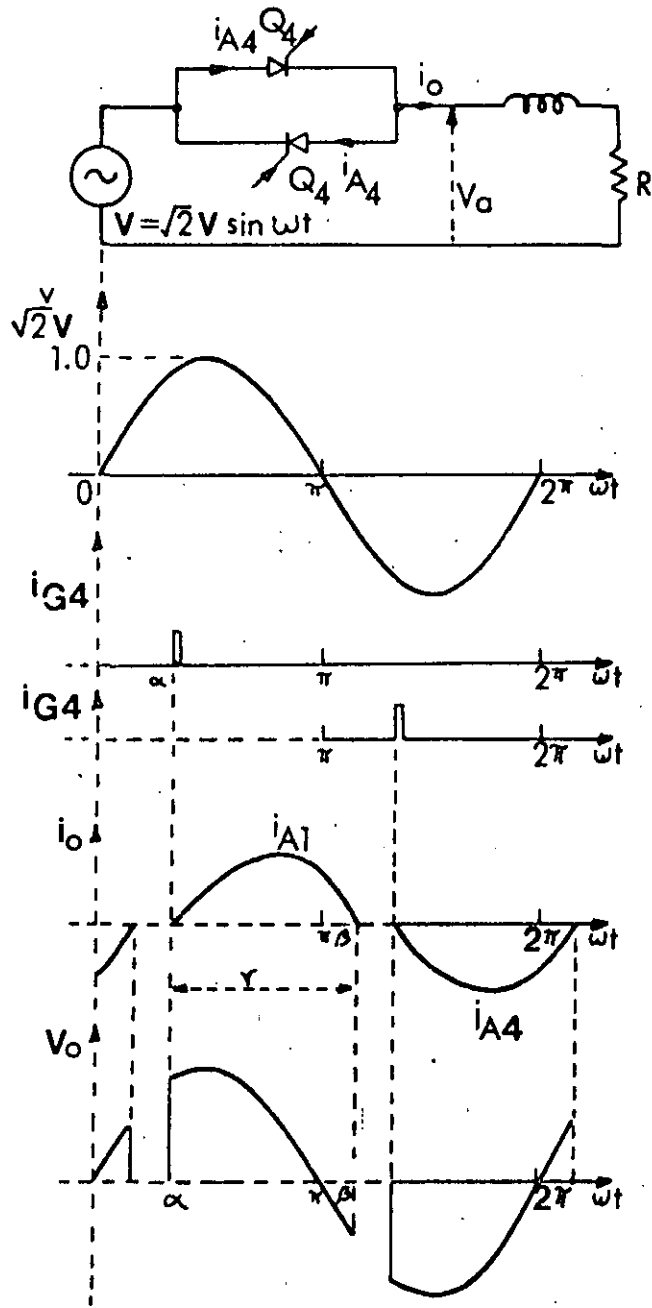


FIG.10 CONTROLADOR MONOFASICO Y FORMAS DE ONDA.

y β puede ser determinado mediante la solución de la ecuación. Las curvas de la solución se muestran en la figura 11, con la restricción que el ángulo de conducción es

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

Sobre esta base, las formas de onda producidas por el circuito son las mostradas en las figuras 10a y 10b. De éstas puede verse que si α se reduce hasta que $\gamma = 180^\circ$ las formas de onda i_o y v_o tienden a hacerse senoidales con $\alpha =$ como era previsible.

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

Por definición

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

Sustituyendo en la ecuación 3.1 se obtiene la corriente normalizada

$$I_N = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} [\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{(R/L)(\alpha/\omega - t)}] d(\omega t)$$

y para cualquier valor de α ($\alpha \geq \phi$), el valor de I_N puede ser obtenido de las curvas de la figura 12.

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

$$I_{RN} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} i^2(t) d(\omega t) \right]^{1/2}$$

donde $i(t)$ está dado por la ecuación 3.1. Para cualquier valor permisible de α , I_{RN} se obtiene de la figura 13.

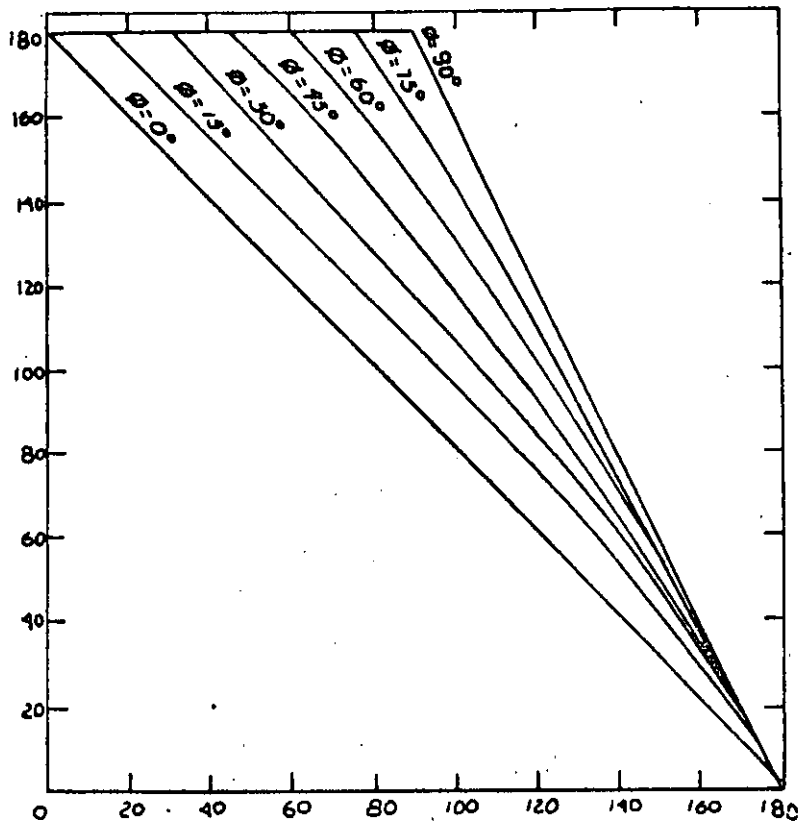


FIG.11 γ VS α PARA EL CIRCUITO DE LA FIGURA 10.

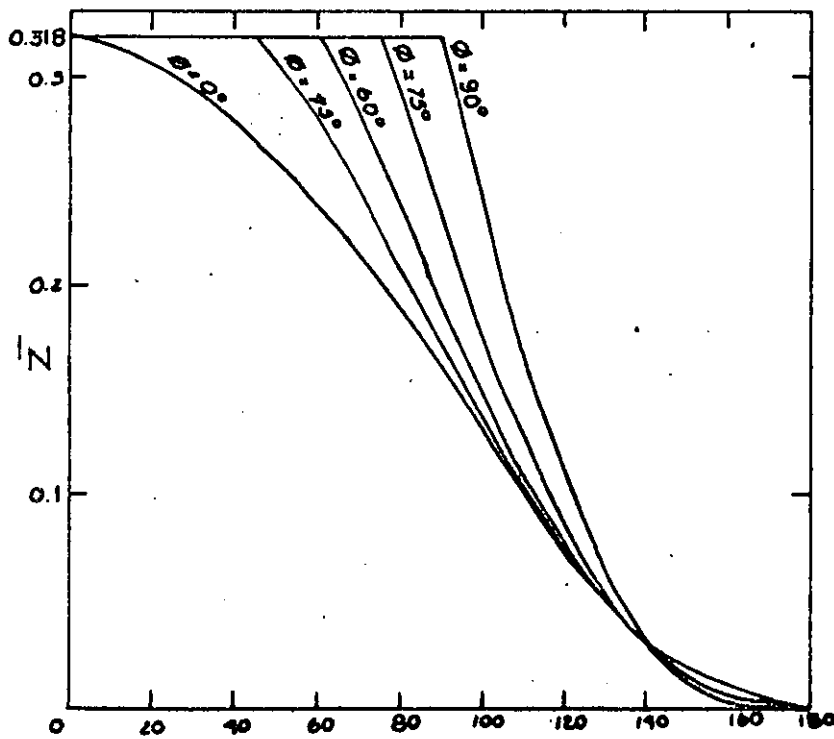


FIG.12 L VS α PARA EL CIRCUITO DE LA FIGURA 4.5a.

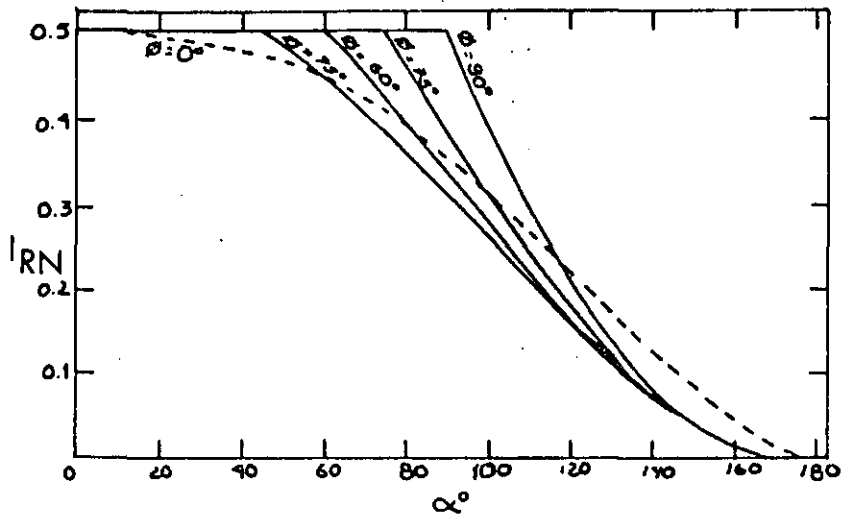


FIG.13 CORRIENTE RMS NORMALIZADA VS CIRCUITO DE LA FIG. 10

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

$$I_{RON} = [I_{RN}^2 + I_{RN}^2]^{1/2} = \sqrt{2} I_{RN}$$

de forma que la corriente de salida es

$$I_{RO} = \frac{\sqrt{2} V}{Z} I_{RON} = 2 \frac{V}{Z} I_{RN}$$

El valor normalizado del voltaje rms de salida puede obtenerse facilmente. De la figura 10.b se deduce que

$$V_{RON} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\gamma + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2(\alpha+\gamma) \right] \right\}^{1/2}$$

donde para cualquier par de valores de α y ϕ puede obtenerse γ haciendo uso de la figura 11.

Finalmente el voltaje rms de salida es

$$V_{RO} = \sqrt{2} V V_{RON}$$

Ejemplo de aplicación.

Un controlador monofásico de onda completa se usa para controlar la potencia de una fuente de c.a. de 440 volts que alimenta una carga de 4.4 ohms resistivos y 4.4 ohms de reactancia inductiva. Determinar

a) El rango de control (el rango de variación de . . . necesario para variar la corriente de cero al valor máximo posible).

b) La máxima corriente de línea rms.

c) La máxima potencia y factor de potencia.

d) La corriente rms del tiristor, el ángulo de conducción y el factor de potencia para . = .

a) Rango de control.

Para lograr que la corriente o la potencia sean iguales a cero, cada tiristor debe ser disparado cuando el voltaje aplicado sea cero, para que no fluya corriente. Esto ocurre cuando $\alpha = \pi$.

Por lo tanto $P=0$ si $\alpha = \pi = \alpha_{\max}$.

La potencia máxima se obtiene con el máximo ángulo de conducción, pero α no puede ser menor que ϕ .

$$\therefore \alpha_{\min} = \phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} = \frac{\pi}{4}$$

De tal forma que el rango de control es

$$\frac{\pi}{4} \leq \alpha \leq \pi$$

b) Corriente máxima. Cuando $\alpha = \alpha_{\min}$, la corriente de carga y el voltaje de carga son senoidales puras, lo cual es equivalente a no tener regulador. Por lo tanto

$$I_{RO} = \frac{V}{(R^2 + \omega L^2)^{1/2}} = \frac{440}{(4.4^2 + 4.4^2)^{1/2}} = 70.7 \text{ A}$$

c) Potencia máxima. Ocurre a la máxima corriente de salida:

$$P_{\max} = R I_{RO}^2 = 4.4 \times (70.7)^2 = 21993 \text{ W.}$$

$$\text{factor de potencia} = \frac{\text{pot. activa}}{\text{pot aparente}} = \frac{21993}{440(70.7)} = 0.707$$

Para esta condición particular el factor de potencia es igual al $\cos \phi$. Esto no se cumple para la condición de operación no senoidal cuando $\alpha > \alpha_{\min}$.

d) De la figura 13 para $\alpha = \pi/2$, $\phi = \pi/4$

$$I_{RN} = 0.31$$

La corriente de base en el tiristor es

$$I_B = \sqrt{2} \frac{V}{Z} = \frac{\sqrt{2}(440)}{6.22} = 100 \text{ A.}$$

El valor de la corriente en amperes es

$$I_R = I_{RN} \cdot I_B = (0.31)(100) = 31 \text{ A.}$$

De la figura 11 se obtiene que el ángulo de conducción es $\gamma = 130^\circ$

La corriente rms de salida es

$$I_{RO} = \sqrt{2} I_R = \sqrt{2}(31) = 43.8 \text{ A.}$$

La potencia de salida es

$$P_o = R I_{RO}^2 = (4.4)(43.8)^2 = 8454 \text{ W}$$

y finalmente el

$$\text{factor de potencia} = \frac{P_o}{V_o I_{RO}} = \frac{8454}{(440)(43.8)} = 0.438$$

3.2 Análisis del controlador de onda completa trifásico.

El controlador que se muestra en la figura 14 es para un sistema trifásico de 3 hilos. Puede observarse que para que fluya corriente en la carga, los tiristores de al menos dos ramas deben de conducir. Se tiene que los voltajes de línea son:

$$V_{AB} = \sqrt{2} V \text{ sen } \omega t$$

$$V_{BC} = \sqrt{2} V \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3)$$

$$V_{CA} = \sqrt{2} V \text{ sen } (\omega t - 4\pi/3)$$

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

Es conveniente referir los ángulos de retardo de todos los tiristores a una misma referencia. Para ésto se determina el valor de $\alpha = 0$ para el tiristor Q1 como referencia. El ángulo de retardo es el intervalo, medido en ángulos eléctricos, durante el cual es retrasado el pulso de disparo por el control de fase en relación a la operación natural que ocurriría sin el controlador y con carga resistiva.

La figura 14 ilustra la condición de operación natural descrita en la definición. Las corrientes están en fase con los voltajes de línea a neutro. Conviene analizar la operación en términos de voltajes de línea a línea. Para ello, se determina el origen del eje ωt en el cruce por cero del voltaje V_{ab} . De esa manera se obtiene que

$$V_{AN} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{AB} \angle -30^\circ$$

$$I_A = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{V}{R} \text{ sen } (\omega t - \pi/6)$$

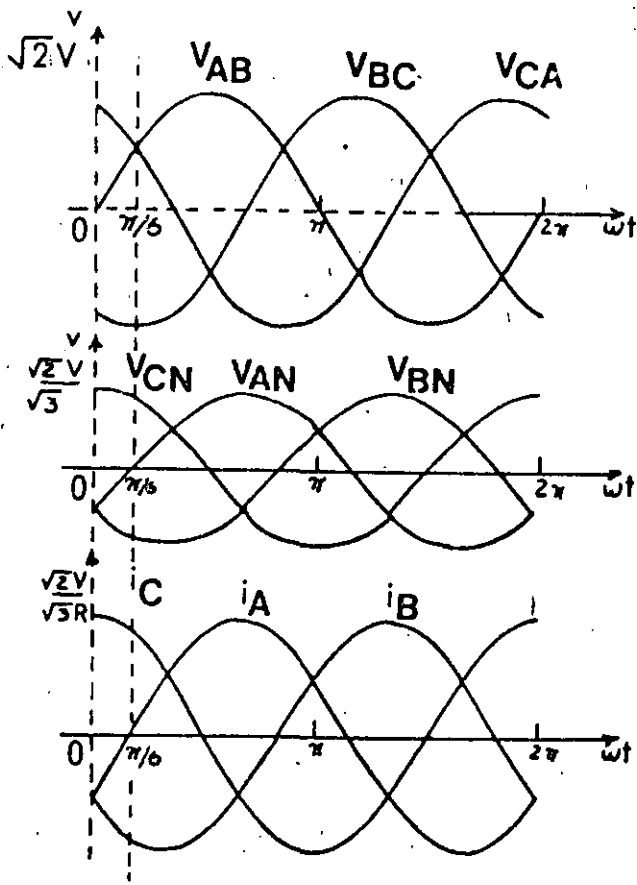
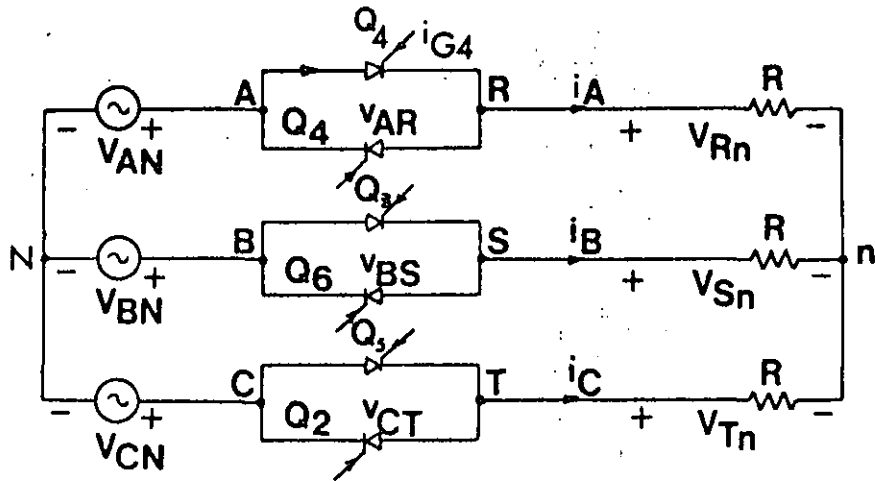


FIG.14 CONFIGURACION BASICA DEL CONTROLADOR TRIFASICO A, B Y C.

El ángulo de retardo es cero para el tiristor Q1 cuando la corriente i_A inicia su ciclo positivo. Esto es, cuando $\omega t = \pi/6$ entonces $\alpha = 0$ y para cualquier otro valor de α se tiene que $\alpha = \omega t - \pi/6$.

Las señales de disparo en las tres ramas deben tener la misma secuencia y desfases que la fuente de voltaje. De esa manera, si el ángulo de retardo del tiristor Q1 es α , entonces para Q3 el ángulo debe ser $\alpha + 2\pi/3$ y para Q5 es $\alpha + 4\pi/3$. El ángulo de atraso en Q4 de la línea A debe ser $\alpha + \pi$, para Q6 debe ser $\alpha + \pi + 2\pi/3$ y para Q2 es $\alpha + \pi + 4\pi/3$. La secuencia de señales que resulta se muestra en la figura 15 donde Q1 tiene un ángulo de retardo $\alpha = \pi/2$.

El controlador trifásico tiene dos modos de operación que llamaremos Modo I y Modo II, dependiendo del número de tiristores que estén en conducción.

El modo II se presenta cuando $\pi/2 < \alpha < 5\pi/6$. En este intervalo de α conducen sólo dos tiristores a la vez. Cuando α es igual a $5\pi/6$ los tiristores están completamente apagados y la corriente y voltaje aplicados a la carga son nulos. Cuando α es igual a $\pi/2$ se tiene la condición mostrada en la figura 15. En $t = 0+$, V_{ca} es positivo. Los tiristores a través de la trayectoria positiva de V_{ca} son Q5 y Q4 en serie. Una señal de disparo debe ser aplicada o existe ya en estos tiristores. Al llegar al punto $\omega t = \pi/3$, V_{ca} deja de ser positiva. Esto fija el final del punto en i_{G4} y el inicio del pulso en i_{G5} . Los puntos de inicio y final para las

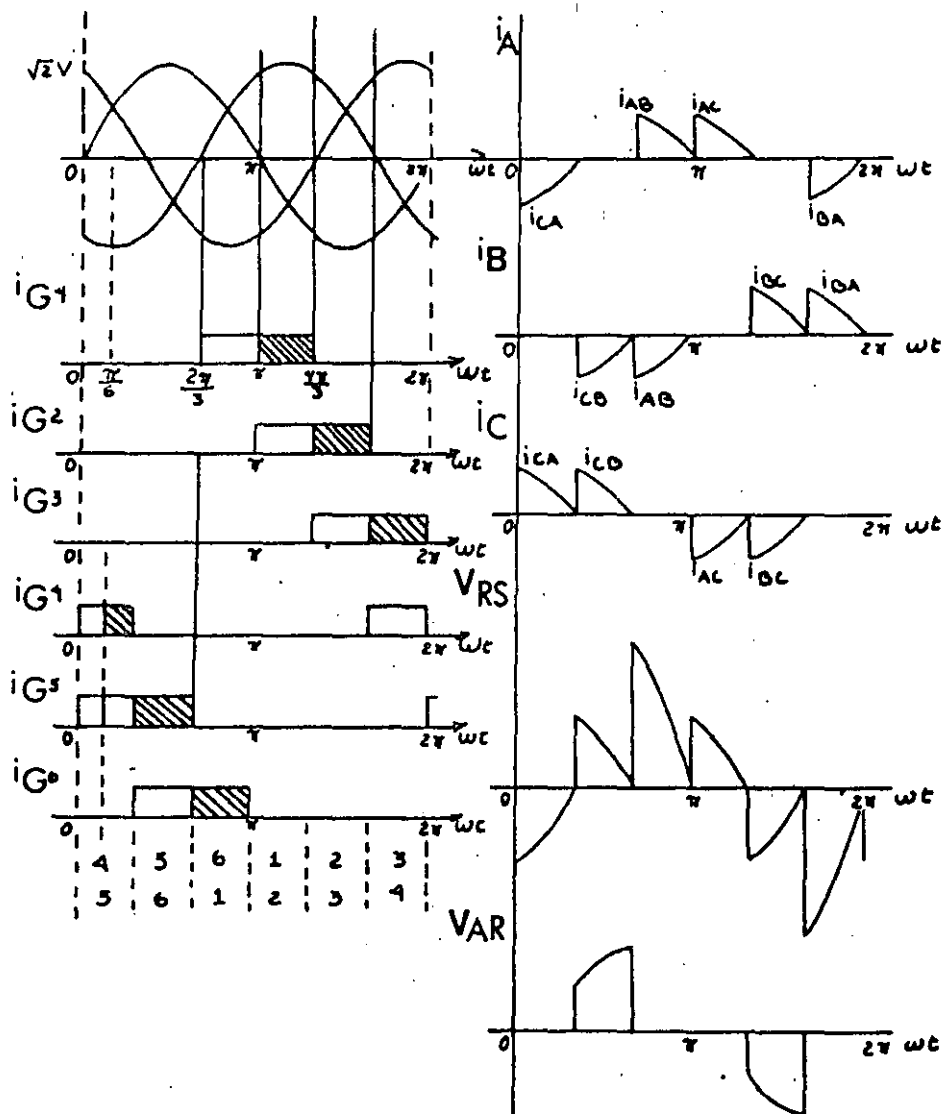


FIG.15 FORMAS DE ONDA DEL CONTROLADOR TRIFASICO.

otras señales de disparo deben ser relacionados con estas dos. La parte sombreada de los pulsos muestra que para carga resistiva el máximo ángulo de retardo de los tiristores es:

$$\alpha_{\max} = \pi - \pi/6 = 5\pi/6$$

Las formas de onda de la corriente de línea se muestran en la figura 15 y están formadas por las corrientes de 2 líneas. Los voltajes de línea a neutro V_{rn} , V_{sn} y V_{tn} tienen la misma forma de onda de las corrientes de línea a línea en la carga pueden determinarse por ecuaciones tales como

$$V_{rs} = V_{rn} - V_{sn} = R I_A - R I_B \quad (3.2)$$

y la forma de onda V_{rs} es como se muestra en la figura 15.

Cuando α se reduce abajo del valor $\pi/2$, tres tiristores conducirán simultáneamente por intervalos de ωt cuya longitud depende de α . Es decir, habrá partes del ciclo en que conducen tres tiristores (modo I) y partes donde conducen sólo dos tiristores (modo II). Las formas de onda del sistema para $\alpha = \pi/6$ se muestran en la figura 16. Si la carga es puramente resistiva, entonces durante el modo I de operación el sistema funcionará como si los tiristores no estuvieran presentes y los voltajes de línea a neutro tendrán las mismas formas de onda que las corrientes de línea.

Durante el modo II de operación, un voltaje de línea a línea produce corriente en dos ramas en serie. El voltaje de línea a línea que es efectivo en cada intervalo de operación de modo II puede determinarse de la tabla de tiristores conduciendo en la figura 15 y el circuito de la figura 14. La corriente de B a C debe ser entonces

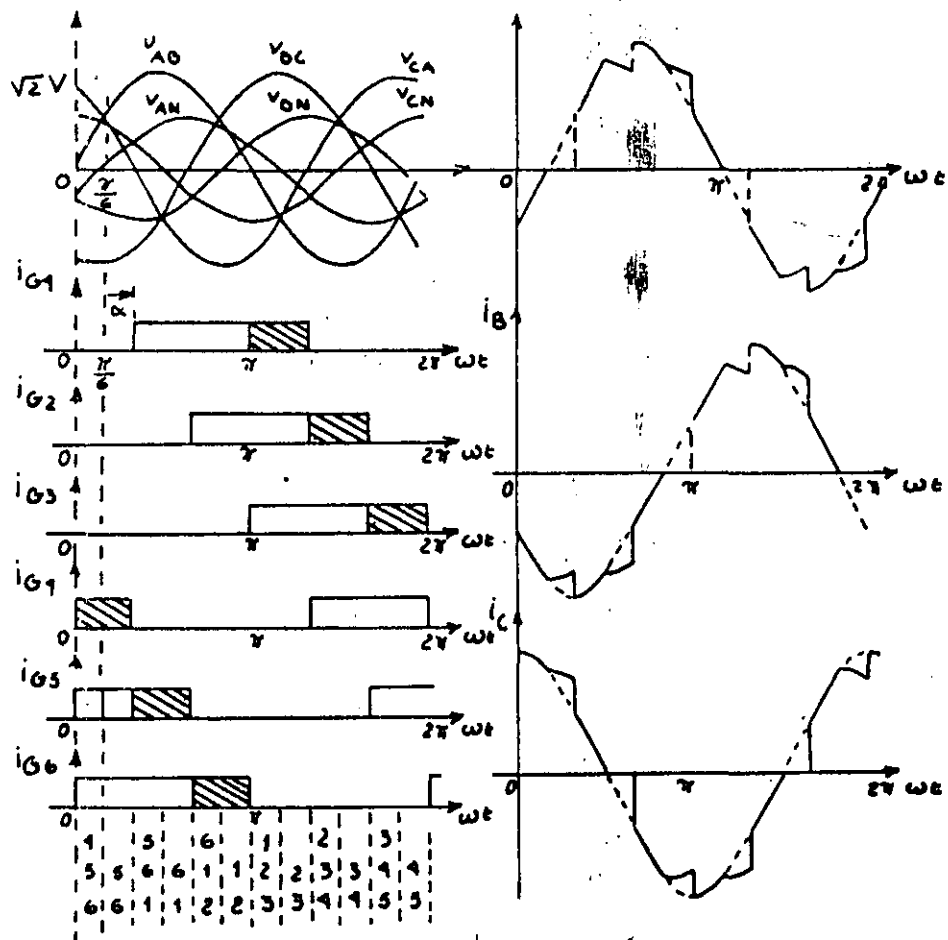


FIG.16 FORMAS DE ONDA DEL CONTROLADOR TRIFASICO.

(durante el modo II):

$$i_{BC} = I_B = -I_C = \frac{U_{bc}}{2R} = \frac{\sqrt{2} V}{2 R} \text{sen}(\omega T - 2\pi/3)$$

Las formas de onda del voltaje pueden ser determinadas mediante expresiones como la ecuación (3.2)

Para calcular los valores de las corrientes rms y promedio para los tiristores pueden utilizarse las curvas de I_n vs. α e I_{rn} vs. α que se muestran en las figuras 17 y 18 respectivamente, donde la corriente de base empleada es

$$I_{BASE} = \frac{\sqrt{2} V}{\sqrt{3} Z}$$

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

Controlador con carga inductiva.

Cuando el circuito de la carga tiene inductancia, el análisis se hace muy complicado ya que la conducción no cesa en el instante en que el voltaje de línea o el voltaje al neutro se hace cero. Por ello las curvas de I_n e I_{rn} vs. α para diferentes valores de ϕ se determinan experimentalmente. El mínimo valor de α requerido para circuitos inductivos es igual a ϕ y cuando el valor de α es menor a este valor el circuito funciona como si el controlador no estuviera presente. Obsérvese que mientras mayor sea el valor de ϕ , mayor será la corriente nominal del tiristor requerido.

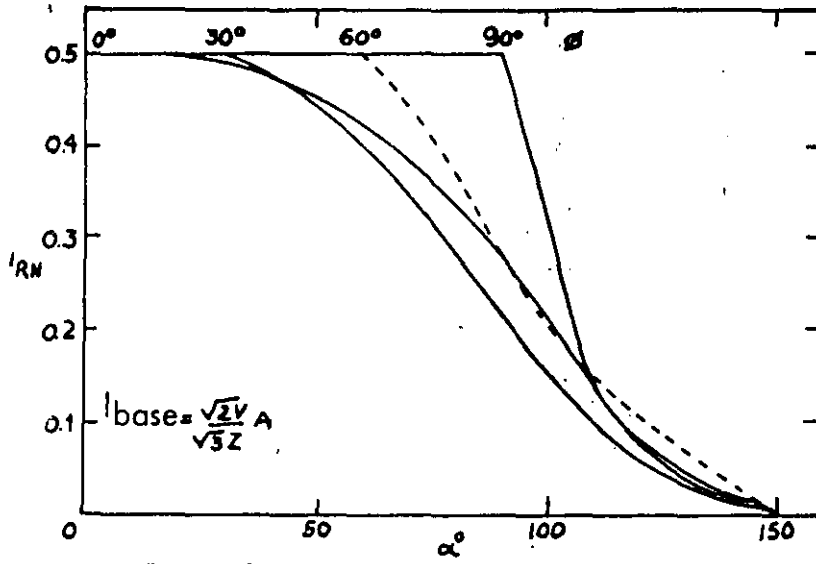


FIG.18 CORRIENTE RMS I_{RMS} VS PARA LOS TIRISTORES DE LA FIGURA 14.

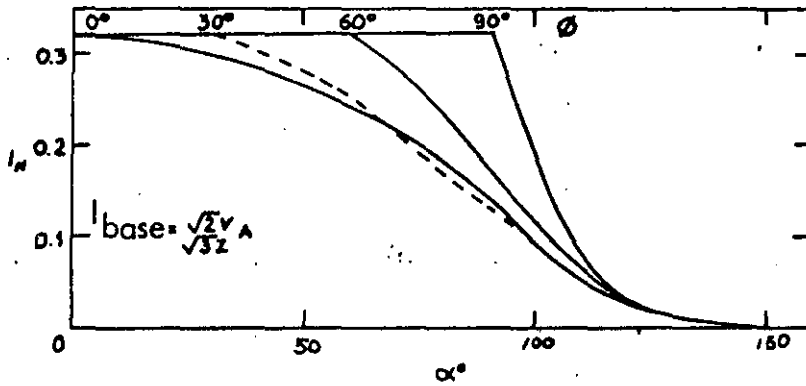


FIG. 17 CORRIENTE PROMEDIO I_A VS PARA LOS TIRISTORES DE LA FIGURA 14.

Para seleccionar los tiristores para una aplicación determinada es necesario conocer también el máximo valor de voltaje que será aplicado éstos. Es claro que en el modo I de operación, cuando conducen los tiristores de las tres líneas, este voltaje será siempre cero. Pero cuando el circuito opera en el modo II, no es obvio cuál será la magnitud del voltaje aplicado. Puede demostrarse (ver ref. 1) que dicho voltaje será

$$V_{AR \text{ MAX}} = \pm \sqrt{2} V \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 1.225 V$$

que es menor que el valor pico de voltaje $\sqrt{2}V$, pero mayor que el voltaje de polarización inversa cuando todos los tiristores están apagados que es $V\sqrt{2}/\sqrt{3}$.

Ejemplo de aplicación.

Para el controlador trifásico mostrado en la figura 14 se tiene que $V_{ab} = 230 \text{ V.}$, $R = 1 \text{ ohm}$ y $L = 1 \text{ ohm}$. Calcular lo siguiente:

- a) La corriente rms máxima del tiristor (I_{rmax})
- b) El voltaje instantáneo máximo en el tiristor
- c) La potencia instantánea máxima del controlador (P_{max}).
- d) El rango de control para el ángulo de retardo ..

a) La máxima corriente de línea ocurre cuando $\alpha = \phi = 45^\circ$. De la figura 17 se obtiene que en esta condición la corriente rms es igual a $0.5 I_{base}$ donde

$$I_{BASE} = \frac{\sqrt{2} V}{\sqrt{3} Z} = \frac{\sqrt{2} (220)}{\sqrt{3} \sqrt{2}} = 66.5 \text{ A.}$$

b) De la ecuación para $V_{AR\ MAX}$ se obtiene que el máximo valor de voltaje que puede ser aplicado al tiristor para cualquier valor de α es

$$V_{AR\ MAX} = \sqrt{2} V \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (230) = 282\ V.$$

c)

$$P_{MAX} = 6 I_{RMAX} V_{ARMAX}$$
$$= 6 (66.5)(282) = 107\ KVA$$

d) De acuerdo con lo estudiado

$\alpha_{min} = 45^\circ = \emptyset$ y $\alpha_{max} = 150^\circ$
por lo tanto el rango de α es

$$45^\circ < \alpha < 150^\circ$$

3.3 SENALES DE DISPARO.

Las señales de disparo para dos tiristores conectados en antiparalelo deben estar aisladas una de otra, pues en caso contrario los dos cátodos quedan unidos y los tiristores quedan puenteados y fuera del circuito.

Cuando el circuito es puramente resistivo, entonces $\alpha_{min} = \emptyset = 0$. En esta condición cada tiristor deja de conducir al final de cada medio ciclo del voltaje de la fuente. La corriente de compuerta requerida para encender un tiristor es un pulso del orden de decenas de miliamperes y de duración mínima de $5\ \mu\text{seg}$. Es decir, basta un solo pulso de magnitud y duración especificada por el fabricante del tiristor para mantenerlo encendido durante todo el periodo de conducción.

Este método de disparo no es aconsejable para circuitos con carga RL. La razón de esto se muestra en la figura 19, cuando $\omega t = \alpha + \pi$ el tiristor Q1 sigue conduciendo; esto es, el efecto de la inductancia de carga es tal que $V_o = V$ y el voltaje a través de ambos tiristores es cero. En el tiempo en que Q1 deja de conducir, el pulso i_{G4} a cesado y consecuentemente no se enciende Q4. Así, el controlador opera en una forma asimétrica debido a que solo conduce durante el ciclo positivo como puede verse en la figura.

Esta dificultad puede ser eliminada usando un disparo continuo. Es decir, haciendo que el pulso dure al menos un periodo de $\pi - \alpha / \omega$ seg., de manera que tan pronto como i_A llega a cero, inmediatamente se enciende Q4.

Por otra parte, es deseable que estas señales sean suministradas mediante transformadores de aislamiento debido a la necesidad de aislar las señales de disparo de los dos tiristores. Esos transformadores son pequeños si tienen que transmitir pulsos cortos, pero se hacen grandes cuando tienen que transmitir un pulso largo, de manera que los pulsos largos son indeseables en esta aplicación.

La técnica que asegura el encendido de Q4 y que al mismo tiempo requiere solo un pequeño transformador de aislamiento es el "disparo de alta frecuencia con portadora", que consiste en una serie de pulsos cortos que se aplican en el intervalo de $\alpha < \omega t < \pi$ para el tiristor Q1 y $\alpha + \pi < \omega t < 2\pi$ para el tiristor Q4. Estos pulsos tienen usualmente una frecuencia de varios kilohertz.

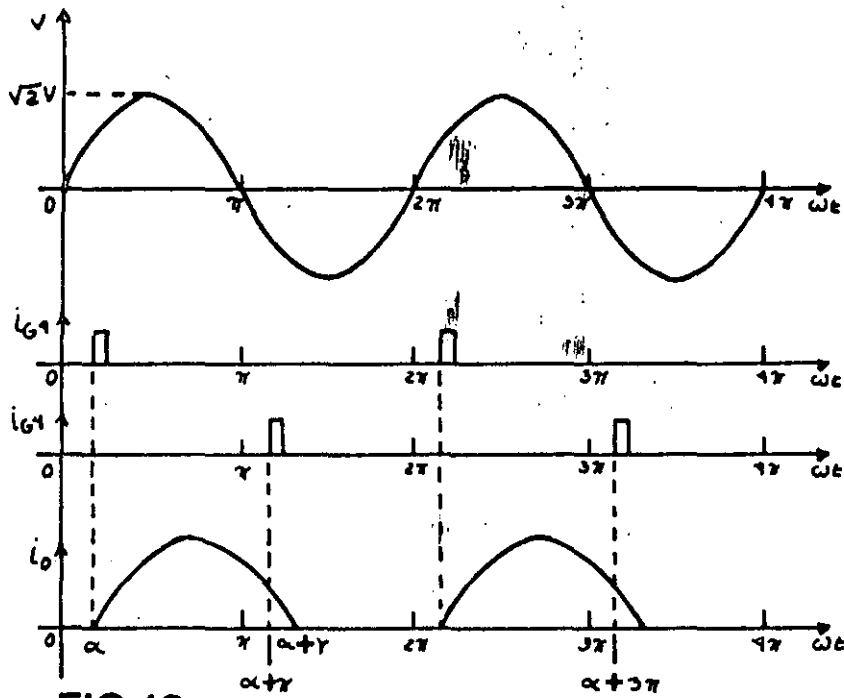


FIG.19 PROBLEMA CON EL PULSO DE CONTROL CUANDO $\phi \neq 0$.

Existen otras técnicas que permiten mantener un pulso de disparo durante todo el semiperíodo deseado, según puede verse en la referencia 2.

CAPITULO 4

APLICACIONES

4.1 Interruptores estáticos.

Dado que los tiristores son dispositivos biestables, tienen un amplio campo de aplicación como interruptores de potencia. En esta aplicación los tiristores se usan para abrir o cerrar completamente un circuito, de forma similar a como lo haría un interruptor electromecánico, a diferencia de las aplicaciones en las que los tiristores se usan para controlar la magnitud del voltaje o la potencia que se entrega a una carga.

Los interruptores estáticos son capaces de operar con tensiones de 50 a 400 Hz cuando se utilizan triacs y hasta 30 KHz cuando se utilizan SCR's. Cada ciclo del voltaje de alimentación puede corresponder a un ciclo de operación abierto-cerrado del interruptor estático.

Los interruptores estáticos mas usados se conocen como relevadores de estado sólido.

Relevadores de estado sólido

El relevador de estado sólido (RES) es un relevador con las siguientes características:

- a) Cuatro terminales (dos de entrada y dos de salida).
- b) Entrada de c.d. o c.a.
- c) Aislamiento óptico entre entrada y salida.
- d) Salida de tiristores.
- e) Salida con conmutación en cruce por cero.
- f) Salida de c.a. (50 o 60 Hz).

La figura 20 muestra la configuración general y las formas de onda de un relevador de estado sólido. La entrada ON-OFF se acondiciona y se alimenta al LED de un optoacoplador. Esta señal ON-OFF se combina con la señal CERO generada por el detector de cruce por cero mediante una compuerta AND. De esta forma la salida se enciende y se apaga siempre en el cruce por cero de la corriente de línea. O sea que la salida del RES se dispara sucesivamente al inicio de cada medio ciclo hasta que se remueve la señal de entrada ON. Cuando esto sucede el tiristor de salida continúa encendido hasta que la corriente carga llega a cero, entonces se apaga.

El RES tiene varias ventajas que lo convierten en una buena alternativa respecto a su antecesor, el relevador electromecánico (REM). Si bien, el costo por contacto es generalmente mayor en el RES que su contraparte electromecánica, sus ventajas son las siguientes:

1. No tiene partes móviles.

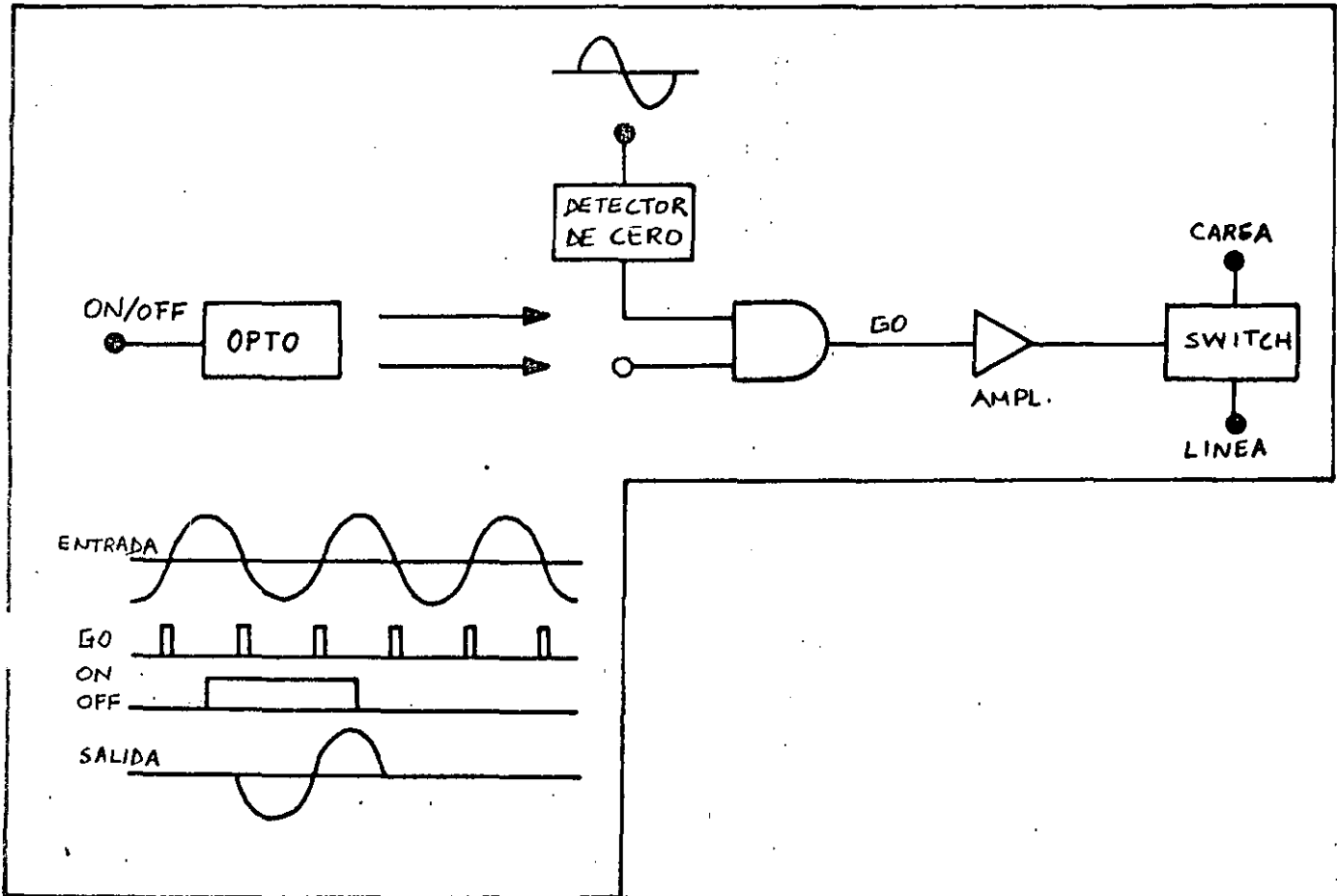


FIG.20 CONFIGURACION DE UN RELEVADOR DE ESTADO SOLIDO.

2. Sin arqueo en los contactos.
3. Operación rápida ($< 10 \mu\text{seg.}$).
4. Resistencia a golpes y vibraciones.
5. Ausencia de ruido audible.
6. Alta sensibilidad (a los niveles CMOS y TTL).

Sin embargo deben de considerarse las siguientes desventajas:

1) Corriente de fuga. Cuando un RES está abierto existe una pequeña corriente de fuga que circula a través del tiristor y el "snubber", del orden de 1 a 10 mA.

2) Contactos múltiples costosos.

3) Caída de voltaje. La salida del RES tiene una caída de voltaje del orden de 1V. que causa disipación de potencia.

4) Sensibilidad a transitorios de voltaje. Es necesario proteger a los RES contra transitorios.

5) Sensible a la radiación nuclear.

Triacs y cargas inductivas.

Muchos RES usan triacs como dispositivos de salida. La figura 20A muestra un RES típico. La entrada es compatible con los circuitos TTL. Se usa un SCR de compuerta sensible para disparar el triac de potencia y un amplificador de transistor se usa como interfaz entre el acoplador óptico y el SCR1.

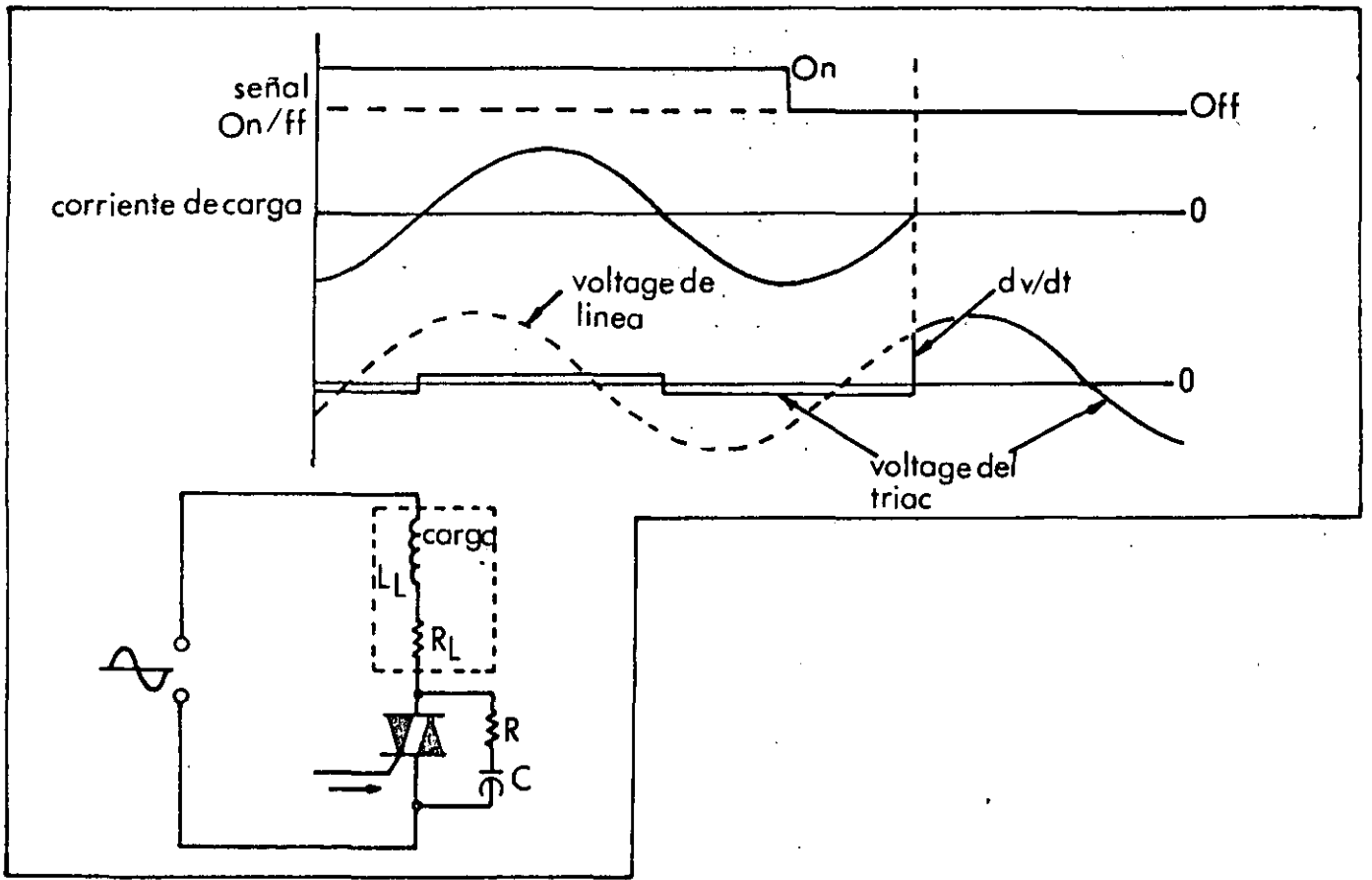


FIG. 20A RELEVADOR DE ESTADO SOLIDO CON CARGA INDUCTIVA.

Las cargas inductivas pueden causar problemas a los triacs. Un triac se apaga cada medio ciclo cuando la corriente se hace cero. Con carga resistiva, esto coincide con el cruce por cero del voltaje de línea. El triac debe recobrar el estado de bloqueo antes que haya 1 o 2 volts de polaridad inversa a través de él (a 120 Vrms y 60 Hz son aprox. 30 seg.). El triac no ha recuperado completamente su estado de apagado pero lo hace cuando el voltaje se va incrementando a la razón de 60 Hz.

En la figura 20a puede verse que ocurre cuando se tiene carga inductiva. La señal de encendido se elimina y el triac continua conduciendo hasta el próximo cruce por cero. Como la corriente está atrasada respecto al voltaje, el voltaje de línea aparece súbitamente en terminales del triac cuando la corriente cruza por cero. Este es el cambio de voltaje, dv/dt de conmutación, que debe ser limitado en un circuito con triacs; usualmente el cambio es de varios volts por microsegundo. Los SCR's tienen menos problemas, ya que cada dispositivo cuenta con medio ciclo para apagarse y una vez apagado puede resistir un dv/dt de 50 a 100 V/seg.

En la figura 21 se muestra el diagrama de circuito de un RES realizado con SCR's.

4.2 Arrancador estático de un motor monofásico de 1/2 H.P.

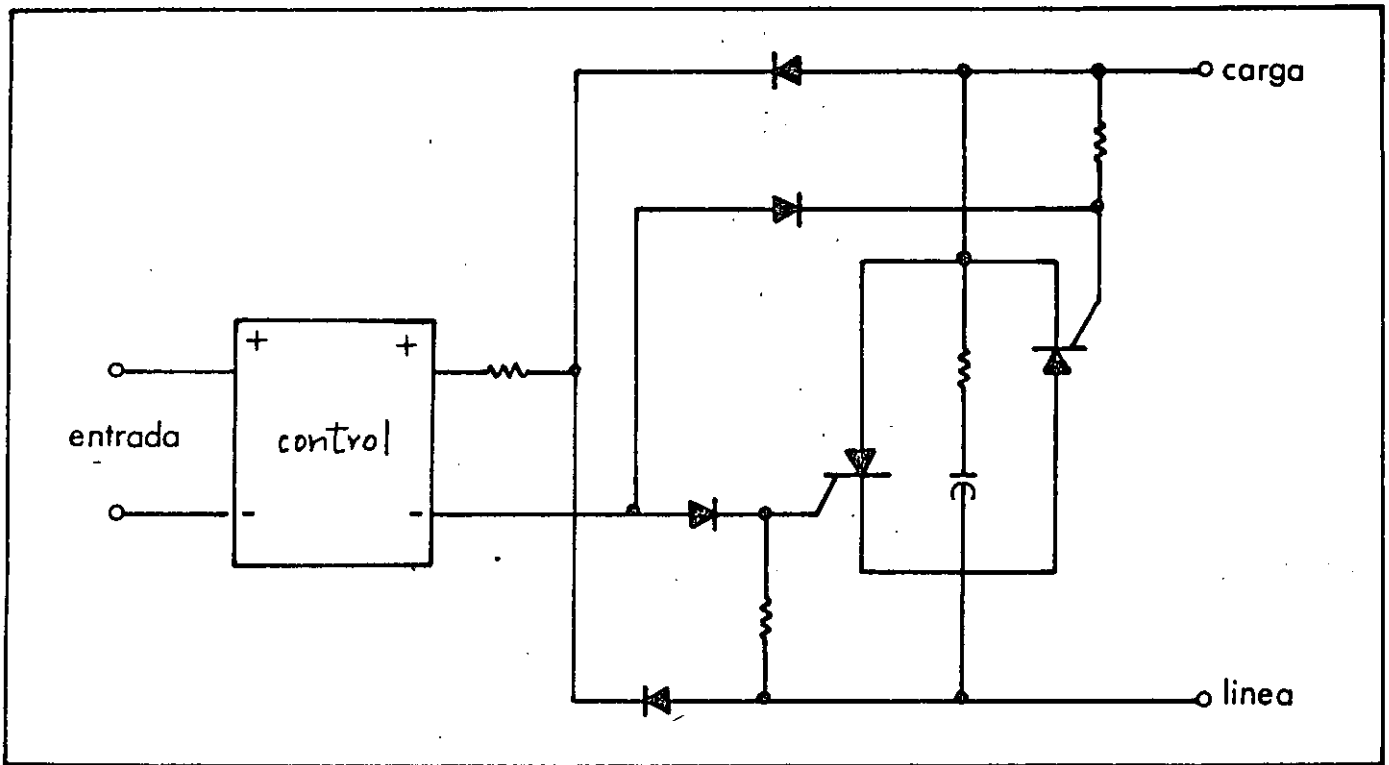


FIG.21 INTERRUPTOR ESTATICO CON SCR, s.

La mayoría de los motores monofásicos de inducción requieren un devanado auxiliar de arranque que se usa hasta que el motor alcanza aproximadamente el 75% de la velocidad nominal. El circuito mostrado en la figura 22 puede ser usado para remplazar el switch centrífugo que normalmente se usa para desconectar el devanado auxiliar.

Dado que la corriente de arranque en el devanado principal del motor es varias veces superior a la corriente de operación, dicha corriente puede ser usada como medio de control. El voltaje producido en terminales del resistor R1 se usa para disparar el triac cuando el voltaje excede el nivel de disparo. La resistencia debe ser lo bastante grande para desarrollar suficiente voltaje para encender al triac durante el arranque, pero si ser tan grande que la corriente normal de operación encienda al triac. Deben probarse varios valores de R1 para ajustar adecuadamente un triac y un motor determinados.

La red formada por R2 y C1 se usa para limitar el dv/dt en terminales del triac.

Los valores mostrados en el diagrama son para un motor de 1/2 H.P. y 115 V. El pico de arranque de este motor es de 40 amperes mientras que en operación normal la corriente es de 8 A. El valor de la resistencia fué escogido de manera que el triac no encienda con menos de 12 A. En arranque del motor usado la corriente se hace inferior a dicho valor después de 12 ciclos del voltaje de 60 Hz.

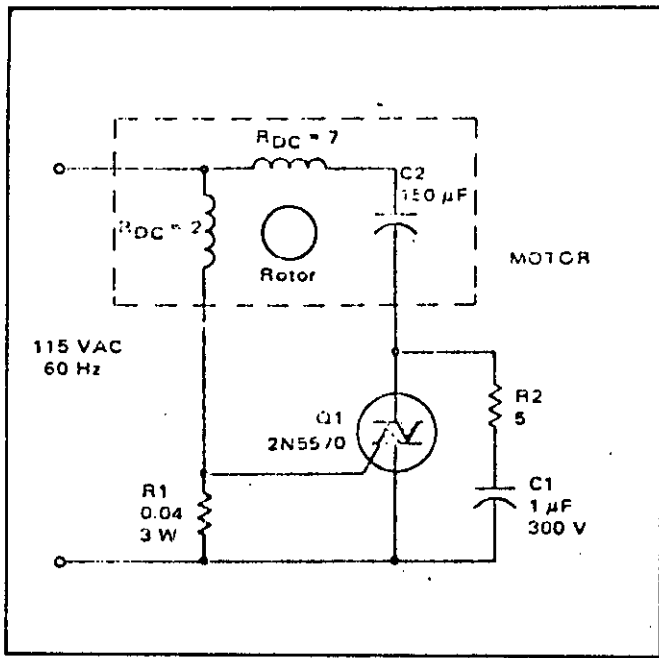


FIG.22 ARRANCADOR ESTATICO PARA MOTORES DE INDUCCION.

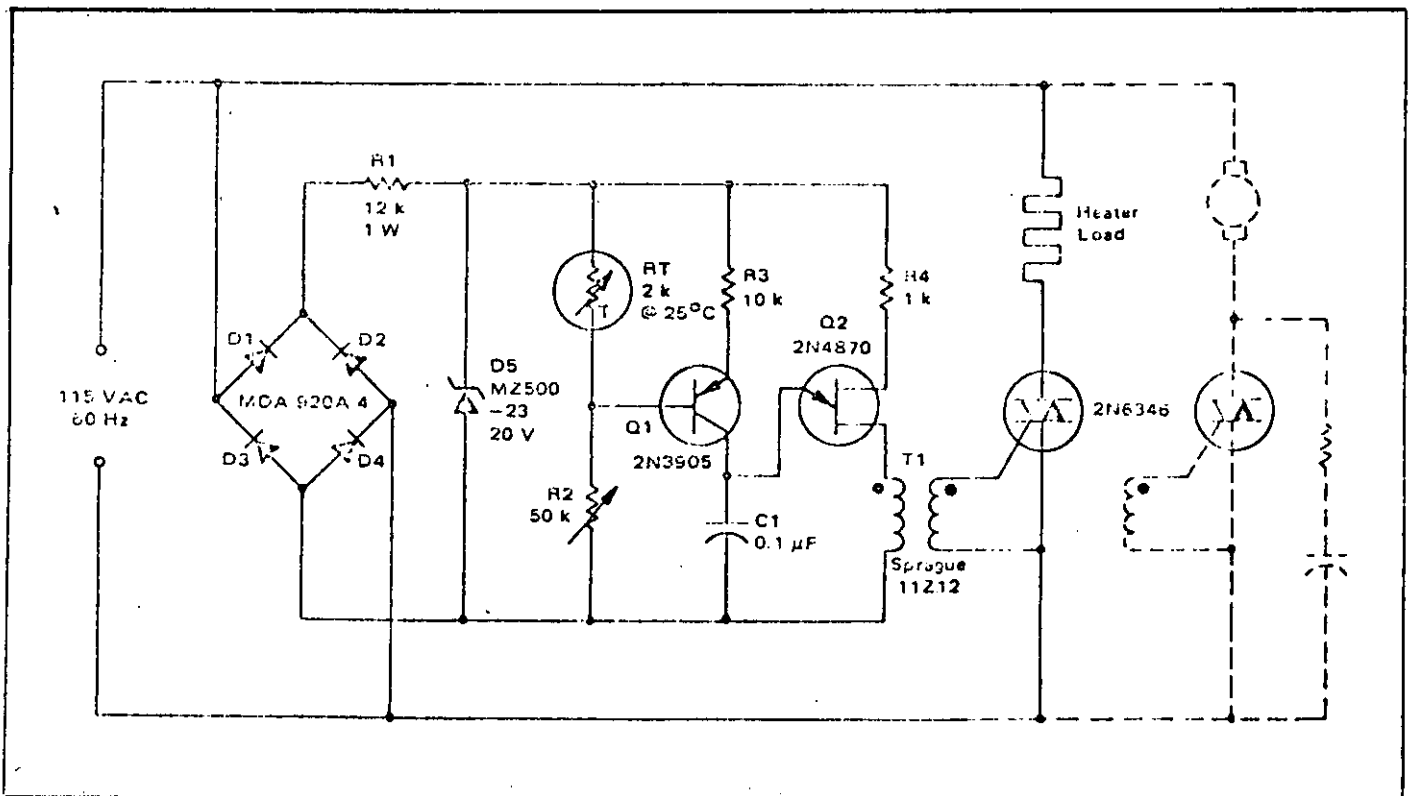


FIG.23 CONTROLADOR ESTATICO DE TEMPERATURA.

Es posible usar triacs de baja corriente ya que conduce solamente durante algunos ciclos. El capacitor de arranque C2 limita la temperatura máxima del ambiente a 65 C y el ciclo de operación a un máximo de 60 arranques por hora. El triac funcionará satisfactoriamente bajo estas condiciones.

3.3 Controlador estático de temperatura.

La figura 23 un controlador de temperatura que maneja la potencia de calentamiento en una resistencia. El sensor de temperatura es el termistor RT. Este circuito elimina varias de las desventajas del control mecánico: gran tamaño, precio alto, baja confiabilidad y pobre regulación de potencia. El control mecánico es del tipo on-off y no es capaz de regular la potencia. Usando control de fase, el circuito de la figura 23 puede reducir la potencia en la carga a medida que se va alcanzando la temperatura deseada, eliminando así el sobretiro inherente en los controles mecánicos.

Se explicará el funcionamiento del circuito haciendo referencia a la figura 23. El voltaje de línea es rectificado por el puente formado por D1 a D4. La salida del puente se aplica al circuito de control a través de R1 y es regulada a 20 volts por el diodo zener D5. El termistor RT y el potenciómetro R2 controlan la corriente de base del transistor Q1. R2 se ajusta para que Q1 esté apagado a la temperatura deseada. Cuando Q1 está apagado la corriente no puede fluir hacia el capacitor C1, y C1 no puede

cargarse para disparar el transistor de unijuntura Q2. Por lo tanto Q2 no puede disparar al triac.

Si la temperatura se decrementa, la resistencia RT se incrementa y Q1 se enciende y la corriente fluye hacia C1. C1 se carga al voltaje de disparo de Q2, el cual a su vez dispara al triac a mediante el transformador de pulsos T1. Si la temperatura continua disminuyendo, la resistencia de RT se incrementa y Q1 conduce mas, C1 se carga mas rápido y el triac se dispara antes, entregando mas potencia a la carga. Cuando la temperatura aumenta, la resistencia de RT disminuye y Q1 conduce menos. C1 toma más tiempo para cargarse y el triac se dispara hacia el final del ciclo. Cuando se alcanza la temperatura deseada Q1 y el triac se apagan.

El circuito mostrado es para un calentador, pero puede ser usado para controlar un motor con carga constante tal como un ventilador. Puede ser usado tambien para controlar un sistema de enfriamiento intercambiando RT y R2.

BIBLIOGRAFIA

1. Dewan, S.B. y Straughen, A.
Power Semiconductor Circuits
Wiley Interscience
New York, 1975.
2. SCR Manual
General Electric
Sixth Edition
New York, 1976.
3. SCR Designers Handbook
Westinghouse
Second Edition
Pennsylvania, 1970
4. SCR Applications Handbook
International Rectifiers
Second Edition
California, 1977
5. SCR and Triac Power Control Fundamentals
Motorola AN-240 Application Note
1978.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

ELECTRONICA DE POTENCIA

CAPITULO 6
TROCEADORES

ING. HUGO CALLEJA GJUMLICH

JUNIO, 1985

TROCEADORES

1.- INTRODUCCION

Cuando un SCR está en conducción, las uniones P-N del dispositivo están polarizadas directamente y la compuerta ya no ejerce control sobre él. Si el SCR no forma parte de un circuito en el cual la corriente invierte su sentido de flujo, ya sea por características del voltaje de alimentación, o de la carga, es necesario agregar elementos en el circuito que fuercen al SCR a recobrar su estado de bloqueo.

Los elementos adicionales forman lo que se denomina un "circuito de conmutación forzada", y deben cumplir con los siguientes requisitos:

a) Angular la corriente a través del SCR.

b) Aplicar un potencial inverso sobre el SCR durante un tiempo suficientemente largo, a fin de que desaparezca el exceso de portadores de las uniones.

c) Limitar la razón de crecimiento de voltaje reaplicado en directa sobre el SCR para que este no se encienda nuevamente. Este requisito no es indispensable pero sí deseable.

Como ejemplo, considere el circuito de la figura 1, en el cual se tiene una fuente de voltaje directo y una carga resistiva. Como puede verse, la corriente I_1 tiene un valor constante e igual a V_{dc}/R_1 .

El circuito de conmutación está formado por el capacitor y el interruptor. Si el capacitor se ha precargado a un voltaje V , con la polaridad que se indica en la figura; entonces, cuando se cierra el interruptor S , el voltaje inicial aparece como un potencial inverso sobre el SCR. En ese momento la corriente sobre el tiristor se interrumpe y empieza a fluir en el capacitor, cargándolo con polaridad opuesta a la indicada. El tiristor tendrá un potencial inverso desde el momento en que se cierra el interruptor hasta el instante en el cual el voltaje en el capacitor es cero. A partir de ahí, se reaplica una polaridad directa, que crece de acuerdo a la constante de tiempo del circuito RC que se forma, hasta que el capacitor se carga a V_{dc} . Las formas de onda se muestran en la figura 2.

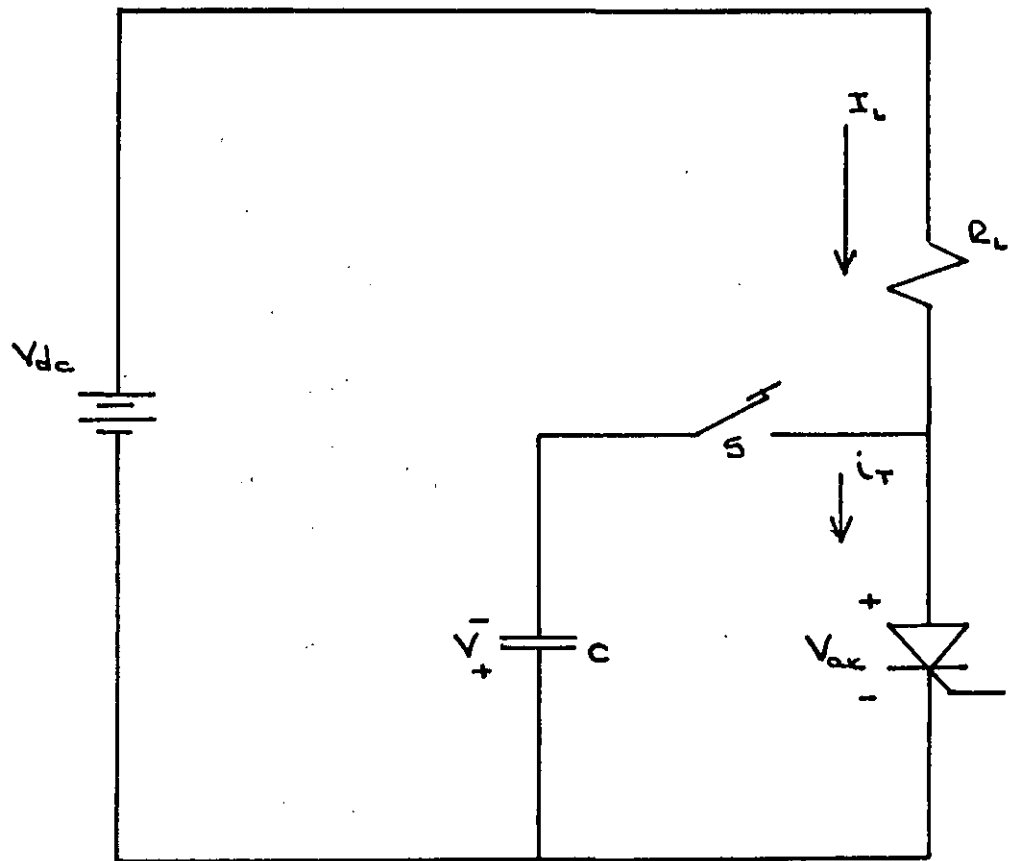


Figura 1.- Circuito de conmutación elemental.

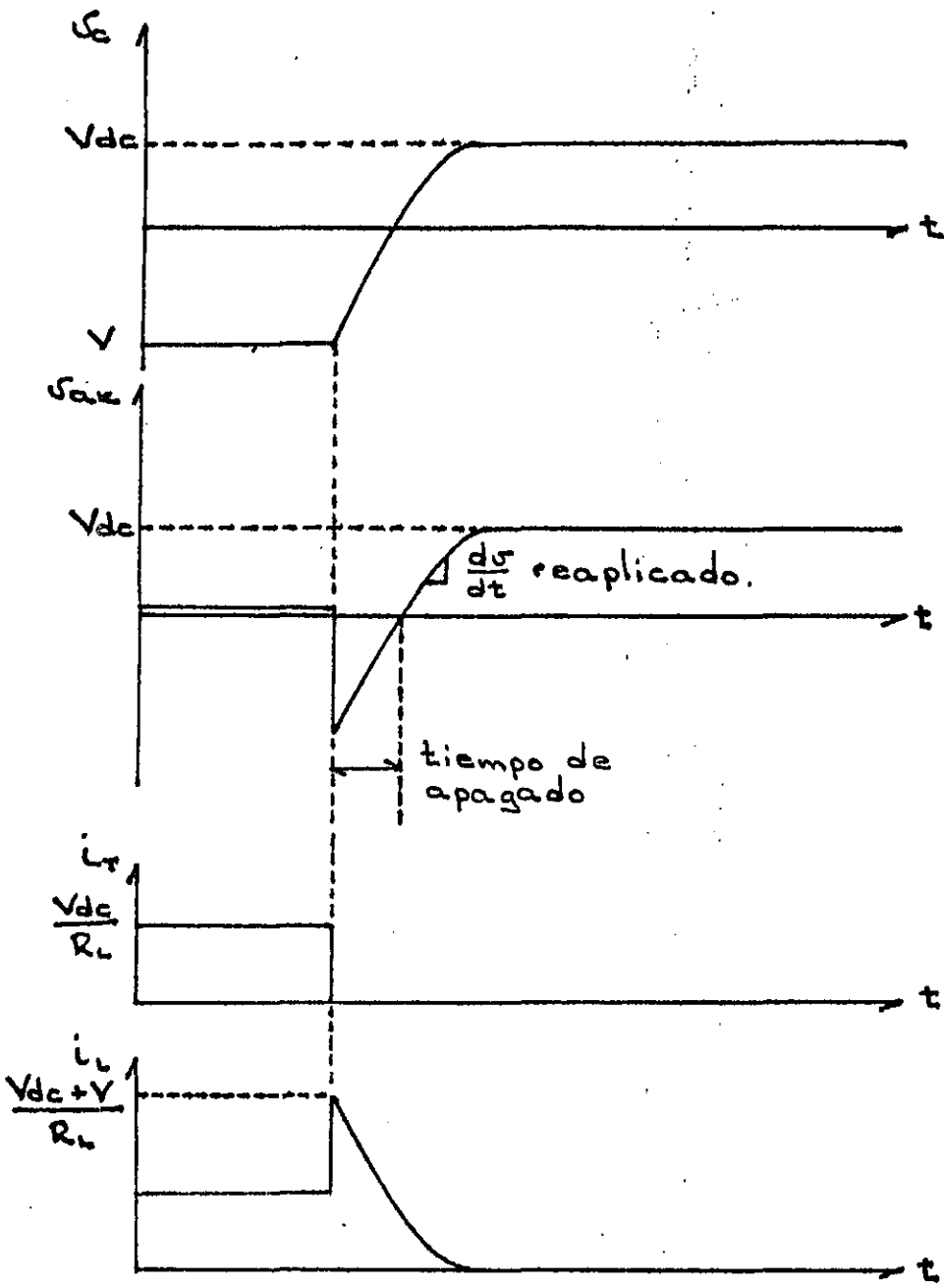


Figura 2.- Formas de onda del circuito de conmutación elemental.

En este circuito, el parámetro más importante es el lapso durante el cual el SCR tiene una polaridad inversa, y que se denomina "tiempo de apagado del circuito". Para valores de R_1 y V constantes, el tiempo de apagado es proporcional a C ; si el capacitor es pequeño, el tiempo de apagado es mínimo y puede suceder que no sea suficiente para que desaparezcan los portadores de las uniones del dispositivo. Esto originará que el SCR se reactive al aparecer un voltaje positivo entre sus terminales. Entonces, el tiempo de apagado que presenta el circuito de conmutación forzada debe ser mayor que el tiempo de apagado propio del SCR.

Los aparatos que utilizan la conmutación forzada en su funcionamiento son aquellos que efectúan la conversión de energía eléctrica a partir de una fuente de corriente directa. Estos aparatos son:

Troceadores, para convertir de corriente directa a corriente directa.

Inversores, para convertir de corriente directa a corriente alterna.

A continuación se describen los principios de operación del primer tipo de aparatos que emplean conmutación forzada.

2.- PRINCIPIO DE OPERACION DE LOS TROCEADORES.

La configuración esquemática de un troceador se muestra en la figura 3. Como puede verse, el troceador básico consta de un interruptor de un polo y dos tiros, y de un filtro pasa-bajas. El interruptor conmuta constantemente entre las posiciones 1 y 2, de tal manera que en v_i se tiene un voltaje pulsante que oscila entre V_{dc} , cuando S está en la posición 1; y 0, cuando S está en 2. El filtro solo permite el paso del valor promedio de v_i , de tal manera que en la carga se tiene que $v_o = V_i$.

Si f_t es la frecuencia a la cual se conmuta el interruptor, y este está en la posición 1 desde el inicio del ciclo hasta el instante "tenc", y en 2 desde "tenc" hasta "Tt", entonces:

$$(1) \quad V_i = \frac{1}{T_t} \int_0^{T_t} v_i(t) dt = \frac{1}{T_t} \left\{ \int_0^{tenc} v_i(t) dt + \int_{tenc}^{T_t} 0 dt \right\}$$

$$(2) \quad V_i = \frac{V_{dc} \cdot tenc}{T_t} = V_o$$

El cociente "tenc/Tt" recibe el nombre de ciclo de trabajo, y controlándolo puede variarse el voltaje en la carga desde 0 volts (cuando tenc = 0) hasta V_{dc} (cuando tenc = Tt).

Implementación del interruptor con dispositivos semiconductores.

El interruptor puede sustituirse con un SCR y un diodo, tal como se muestra en la figura 4, en la cual se incluyen los elementos del filtro. Cuando el SCR está encendido, D está bloqueado, y esto equivale a tener al interruptor de la figura 3 en la posición 1. Cuando el SCR se apaga (con alguno de los métodos que se describirán posteriormente), el diodo enciende ya que, debido a que hay una inductancia en el circuito, la corriente no puede cambiar instantáneamente y debe continuar fluyendo; esto equivale a la posición 2 del interruptor.

El SCR y el diodo imitan la operación del interruptor de manera

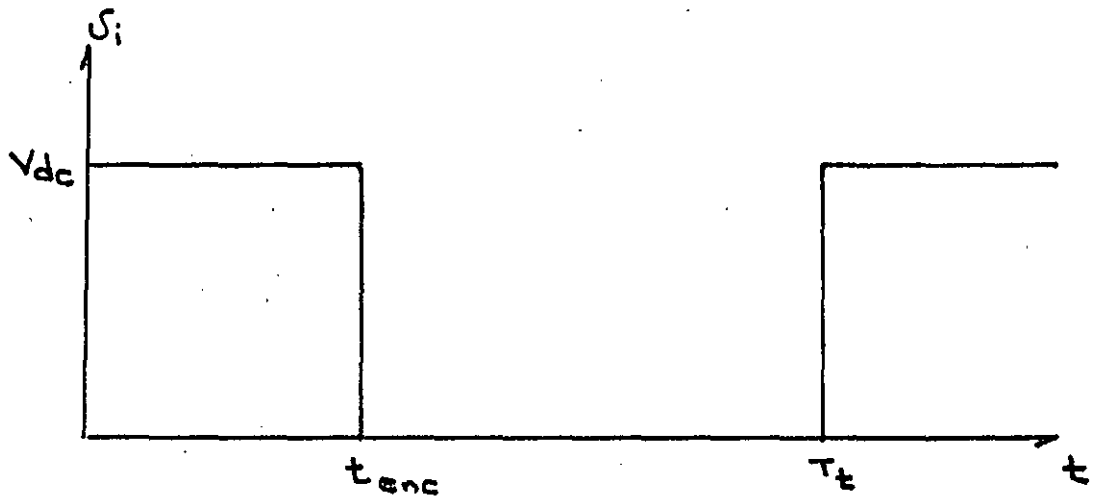
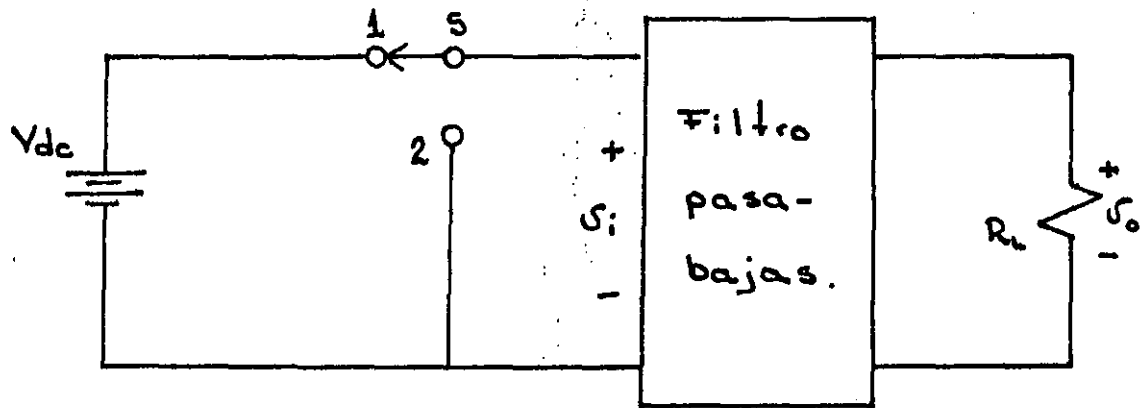


Figura 3.- Diagrama del troceador elemental.

limitada, ya que solo permiten el flujo de corriente en un sentido (positivo); y los voltajes que aparecen en la carga están entre 0 volts y V_{dc} . Este es, pues, un troceador de un cuadrante.

Si se desea permitir la inversión de la corriente, es necesario agregar más dispositivos. En la figura 5 se ve el circuito elemental que permite el flujo de la corriente en ambos sentidos; este es un troceador de dos cuadrantes. Los elementos en paralelo forman un interruptor bidireccional; T1 y D1 operan para corrientes positivas; T2 y D2 lo hacen para corrientes negativas.

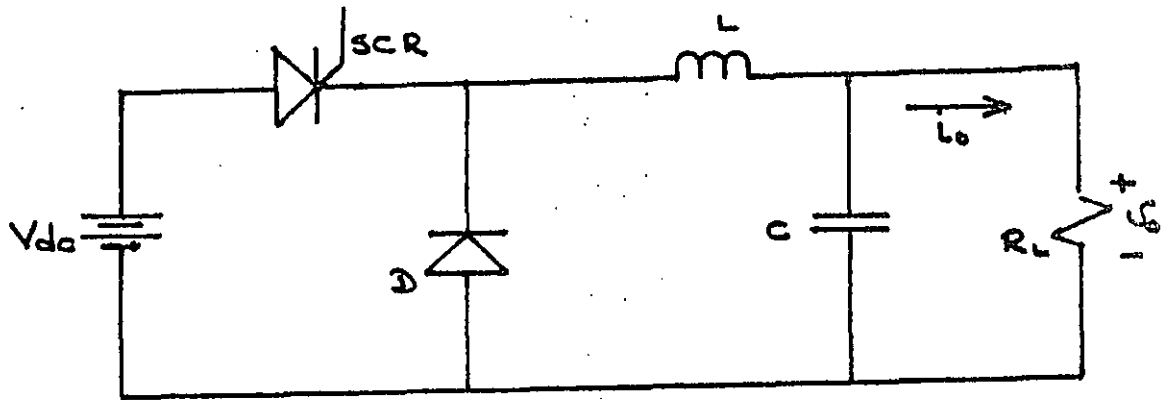


Figura 4.- Troceador elemental implementado con circuitos semiconductores.

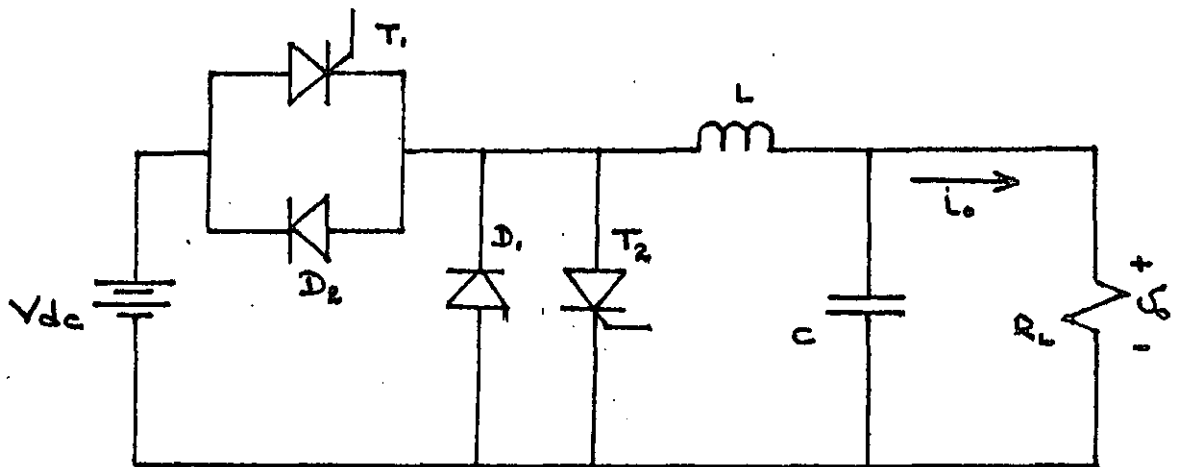


Figura 5.- Troceador de dos cuadrantes.

3.- ANALISIS DEL TROCEADOR DE UN CUADRANTE

En la figura 6 se muestra un troceador de un cuadrante alimentando una carga formada por una resistencia R en serie con una inductancia L y una batería V. Este es el tipo de carga más común.

Cuando T está encendido, entonces $i_t = i_o$ y tiende a crecer con una constante de tiempo dada por los elementos de la carga. En el instante que el SCR se apaga (por medio de un circuito adicional que no se muestra en la figura) y la inductancia, que almacenó energía mientras T estaba encendido, se descarga cerrándose el circuito a través del diodo; en este caso $i_o = i_d$ y decrece.

Si t_{enc} es pequeño en comparación con el periodo de operación, entonces la inductancia se descargará por completo antes de que se dispare nuevamente el tiristor. Si t_{enc} aumenta, manteniéndose constante el periodo, ocurrirá que el SCR se disparará antes de que se descargue por completo la energía de la inductancia.

Así pues, se tienen dos modos de operación posibles:

a) Con corriente continua (formas de onda en la figura 7)

b) Con corriente discontinua (formas de onda en la figura 8)

Considerando el caso con corriente continua, se tiene que, al encenderse el tiristor:

$$(3) \quad v_o = V_{dc} = v_r + v_l + V = R i_o + L \frac{di_o}{dt} + V$$

reacomodando términos:

$$(4) \quad \frac{di_o}{dt} + \frac{R}{L} i_o = \frac{V_{dc} - V}{L}$$

La solución de la ecuación anterior incluye dos términos: uno de respuesta transitoria (i_t), y otro de respuesta en régimen permanente (i_p), tal que:

$$(5) \quad i_o = i_t + i_p$$

La corriente en régimen permanente es función de la resistencia, así que:

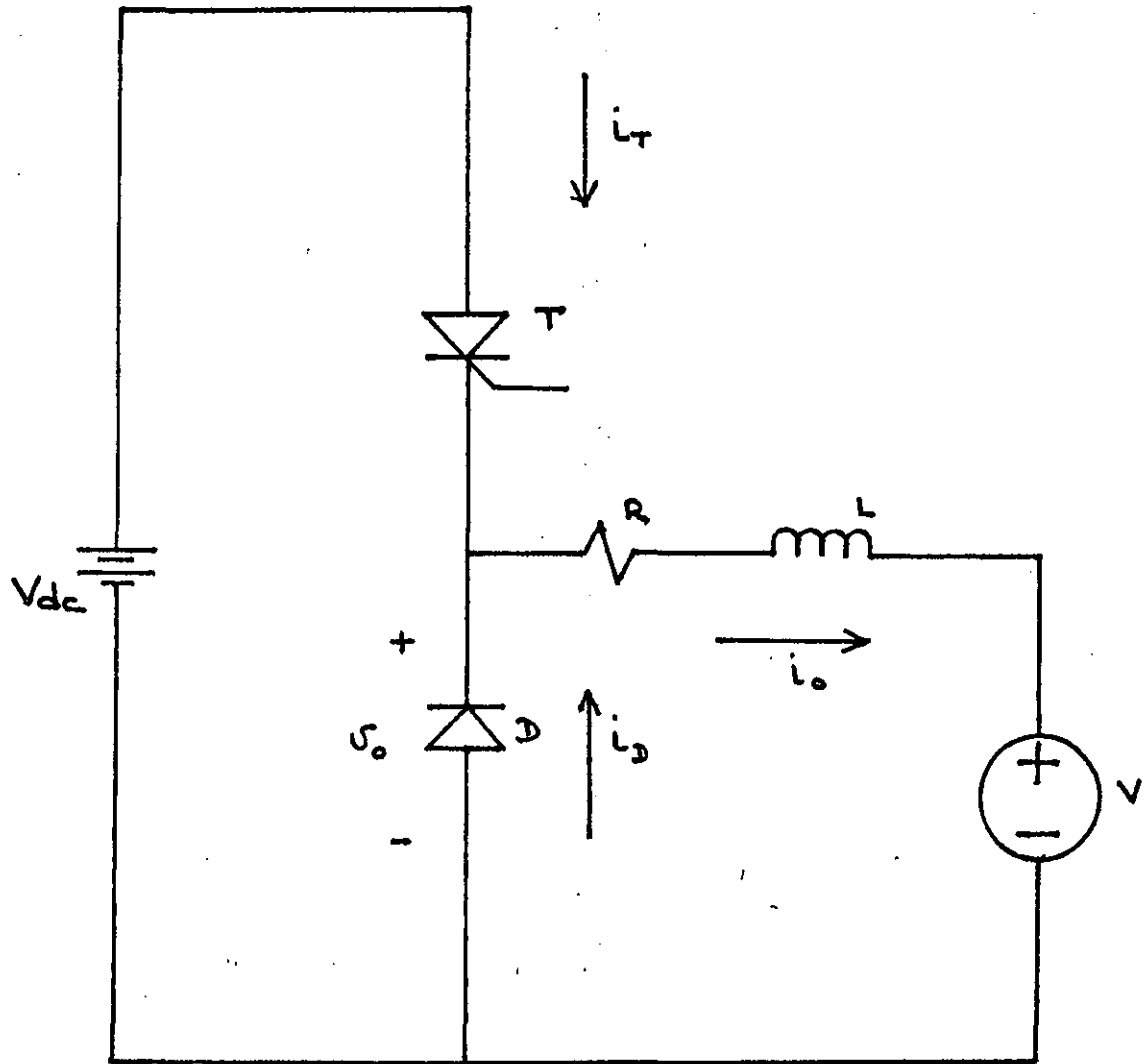


Figura 6.- Troceador de un cuadrante con carga generalizada.

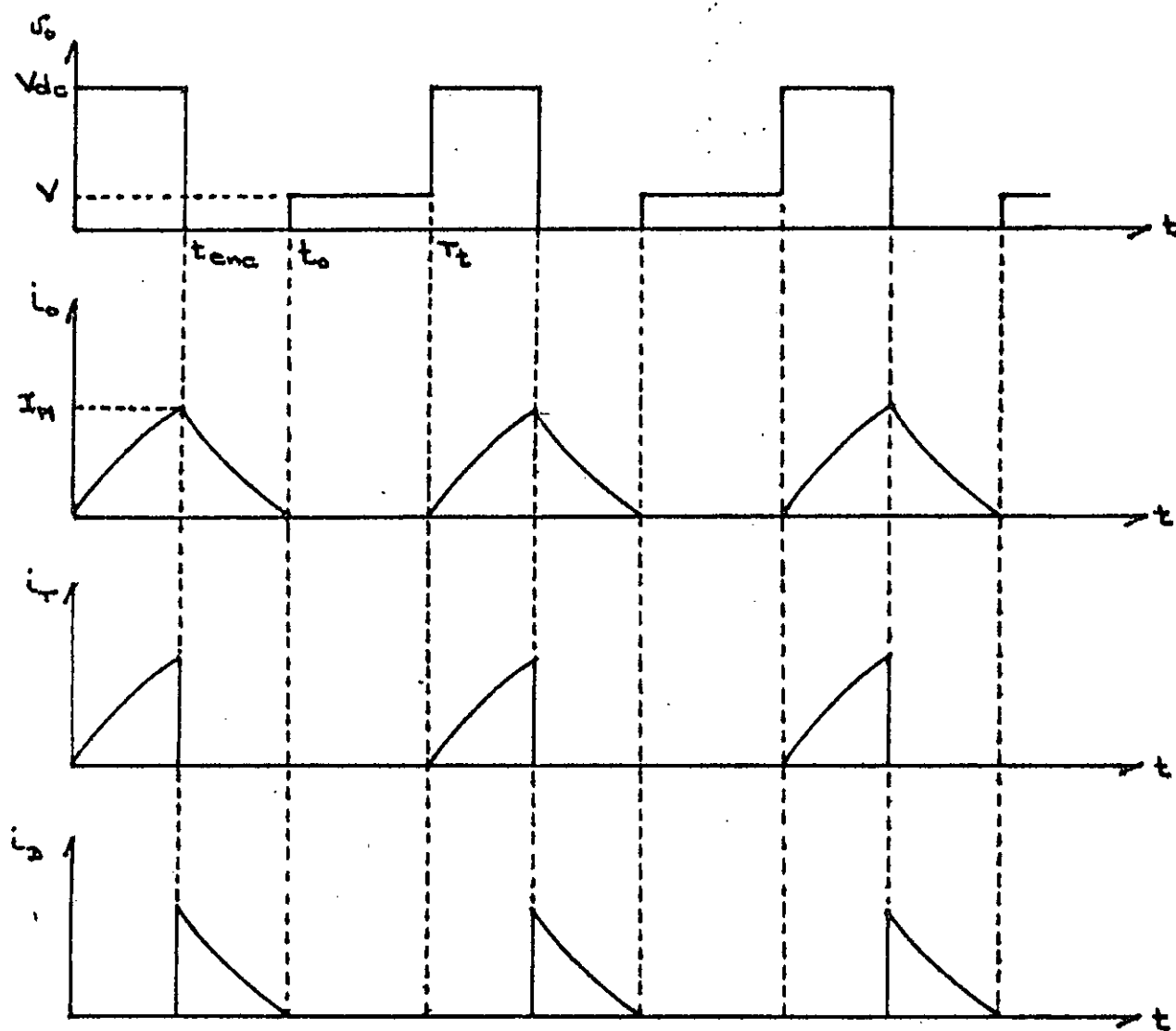


Figura 7.- Formas de onda en la operación con corriente discontinua.

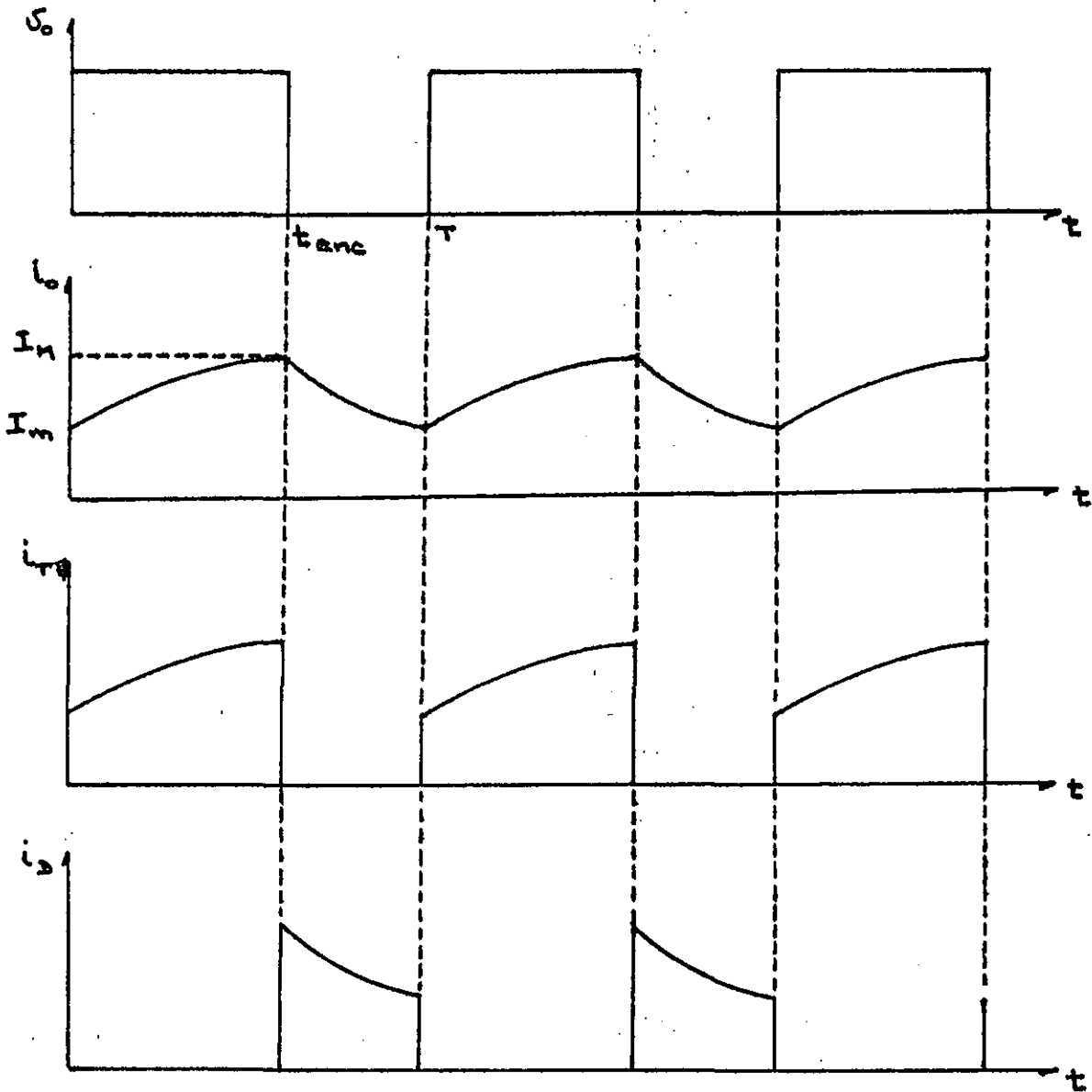


Figura 8.- Formas de onda en la operación con corriente continua.

$$(6) \quad i_p = \frac{V_{dc} - V}{R}$$

La corriente de respuesta transitoria se obtiene resolviendo la ecuación diferencial homogenea:

$$(7) \quad \frac{di_o}{dt} + \frac{R}{L} i_o = 0$$

cuya solución es:

$$(8) \quad i_t = K \exp\left(-\frac{R}{L} t\right)$$

Así que:

$$(9) \quad i_o = \frac{V_{dc} - V}{R} + K \exp\left(-\frac{R}{L} t\right)$$

En la ecuación anterior, K es una constante que depende de las condiciones iniciales. Se sabe que, al encenderse el tiristor, $i_o = I_m$, por lo tanto:

$$(10) \quad i_o(0) = I_m = \frac{V_{dc} - V}{R} + K$$

$$(11) \quad K = I_m - \frac{V_{dc} - V}{R}$$

Entonces:

$$(12) \quad i_o = \frac{V_{dc} - V}{R} + \left(I_m - \frac{V_{dc} - V}{R}\right) \exp\left(-\frac{R}{L} t\right)$$

Reacomodando los términos:

$$(13) \quad i_o = \frac{V_{dc} - V}{R} (1 - \exp\left(-\frac{R}{L} t\right)) + I_m \exp\left(-\frac{R}{L} t\right)$$

en el intervalo $0 < t < t_{enc}$.

En el instante $t = t_{enc}$, T se apaga y la corriente tiene su valor máximo I_m . Es decir:

$$(14) \quad i_M = i_0(t_{enc})$$

$$(14') \quad i_M = \frac{V_{dc} - V}{R} (1 - \exp(-\frac{R}{L} t_{enc})) + i_M \exp(-\frac{R}{L} t_{enc})$$

Durante la segunda parte del ciclo, cuando el diodo está en conducción, $v_o = 0$. Recorriendo el origen de tal forma que:

$$(15) \quad t' = t - t_{enc}$$

se tiene que la ecuación que describe el comportamiento durante este lapso es:

$$(16) \quad \frac{di_o}{dt'} + \frac{R}{L} i_o = -\frac{V}{L}$$

en este caso:

$$(17) \quad i_p = -\frac{V}{R}$$

$$(18) \quad i_t = K' \exp(-\frac{R}{L} t')$$

La condición inicial de este lapso corresponde a la final del lapso anterior; es decir:

$$(19) \quad i(0') = i_M = -\frac{V}{R} + K'$$

$$(20) \quad K' = i_M + \frac{V}{R}$$

Sustituyendo y reacomodando:

$$(21) \quad i_o = -\frac{V}{R} (1 - \exp(-\frac{R}{L} t')) + i_M \exp(-\frac{R}{L} t')$$

en el intervalo $t_{enc} < t < T_t$

En el instante $t = T_t$ ($t' = T_t - t_{enc}$), $i_o = i_m$ y está dada por:

$$(22) \quad i_m = -\frac{V}{R} (1 - \exp(-\frac{R}{L} (T_t - t_{enc}))) + i_M \exp(-\frac{R}{L} (T_t - t_{enc}))$$

Substituyendo la ecuación 22 en la 14:

$$(23) \quad I_M = \frac{V_{dc} - V}{R} (1 - \exp(-\frac{R}{L} t_{enc})) - \frac{V}{R} (1 - \exp(-\frac{R}{L} (T_t - t_{enc}))) \\ \exp(-\frac{R}{L} t_{enc}) + I_M \exp(-\frac{R}{L} (T_t - t_{enc})) \exp(-\frac{R}{L} t_{enc})$$

Desarrollando:

$$(24) \quad I_M (1 - \exp(-\frac{R}{L} T_t)) = \frac{V_{dc}}{R} (1 - \exp(-\frac{R}{L} t_{enc})) - \frac{V}{R} (1 - \exp(-\frac{R}{L} T_t))$$

Finalmente:

$$(25) \quad I_M = \frac{V_{dc}}{R} \frac{1 - \exp(-\frac{R}{L} t_{enc})}{1 - \exp(-\frac{R}{L} T_t)} - \frac{V}{R}$$

Seguendo un procedimiento similar se obtiene:

$$(26) \quad I_m = \frac{V_{dc}}{R} \frac{\exp(-\frac{R}{L} t_{enc}) - 1}{\exp(-\frac{R}{L} T_t) - 1} - \frac{V}{R}$$

Si t_{enc} disminuye, eventualmente la corriente I_m se hará cero en el instante T_t . El troceador estará entonces en el punto de transición entre los dos modos de operación, ya que una disminución adicional en t_{enc} llevará a operar con corriente discontinua.

Para un periodo fijo (y carga también fija), el t_{enc} correspondiente a la transición se obtiene igualando la ecuación 26 a cero, es decir:

$$(27) \quad \frac{V_{dc}}{R} \frac{\exp\left(\frac{R}{L} t_{enc}\right) - 1}{\exp\left(\frac{R}{L} T_t\right) - 1} - \frac{V}{R} = 0$$

Despejando:

$$(28) \quad t_{enc} = \frac{L}{R} \ln\left(\frac{V}{V_{dc}} \left(\exp\left(\frac{R}{L} T_t\right) - 1\right) + 1\right)$$

Una vez operando con corriente discontinua, las ecuaciones se reducen; así se tiene que, de la ecuación 14:

$$(29) \quad I_M = \frac{V_{dc} - V}{R} \left(1 - \exp\left(\frac{-R}{L} t_{enc}\right)\right)$$

Sustituyendo la ecuación 29 en la 21 e igualando a cero, puede obtenerse el instante t_0 en el cual la corriente se anula. Este resulta ser:

$$(30) \quad t_0 = \frac{L}{R} \ln\left(\exp\left(\frac{R}{L} t_{enc}\right) \left(\frac{V_{dc} - V}{V} \left(1 - \exp\left(\frac{-R}{L} t_{enc}\right)\right) + 1\right)\right)$$

Durante el intervalo en el cual $i_o = 0$; $v_o = V$; por lo tanto, el voltaje promedio se modifica y queda como:

$$(31) \quad V_o = V_{dc} \frac{t_{enc}}{T_t} + \frac{T_t - t_0}{T_t} V$$

Cuando T está encendido: $i_T = i_o$. Para determinar la corriente promedio en el tiristor, es necesario emplear la ecuación (13) de tal forma que:

$$(32) \quad I_T = \frac{1}{T_t} \int_0^{t_{enc}} \left(\frac{V_{dc} - V}{R} \left(1 - \exp\left(\frac{-R}{L} t\right)\right) + I_M \exp\left(\frac{-R}{L} (T_t - t)\right)\right) dt$$

Integrando y sustituyendo los límites:

$$(33) \quad I_T = \frac{1}{T} \left(\frac{V_{dc} - V}{R} t_{enc} + \frac{L}{R} \left(\frac{V_{dc} - V}{R} - I_m \right) \left(\exp\left(\frac{-R}{L} t_{enc}\right) - 1 \right) \right)$$

La corriente promedio en el diodo, por un procedimiento similar, es:

$$(34) \quad I_D = \frac{1}{T} \left(\frac{-V}{R} t_{ap} - \frac{L}{R} \left(\frac{V}{R} + I_M \right) \left(\exp\left(\frac{-R}{L} t_{ap}\right) - 1 \right) \right)$$

donde:

$$(35) \quad t_{ap} = T - t_{enc}$$

para operación con corriente continua, y

$$(36) \quad t_{ap} = t_o - t_{enc}$$

para el caso con corriente discontinua.

El valor máximo de la corriente promedio a través del SCR ocurre cuando este está permanentemente encendido; i.e.: $t_{enc} = T$. En este caso solo se tiene el término de corriente en régimen permanente dado por la ecuación (6). Este valor corresponde tanto a la corriente promedio máxima, como a la corriente "RMS" máxima.

El cálculo de los valores máximos de corriente a través del diodo no es tan directo, pero puede obtenerse una buena aproximación suponiendo que $I_M = I_m$. En este caso, la corriente promedio máxima a través del diodo es $0.25 i_p$ (con i_p dada por la ecuación 6), y la corriente "RMS" máxima es $0.385 i_p$.

4.- EJEMPLO DE UN TROCEADOR DE UN CUADRANTE.

En la figura 9 se muestra un troceador de un cuadrante, incluyéndose la red de conmutación forzada. Esta está formada por un capacitor, una inductancia y los tiristores auxiliares T1 y T2.

El funcionamiento puede explicarse con ayuda de las formas de onda de la figura 10. Suponga que inicialmente el tiristor principal Tp está encendido y conduciendo una corriente constante I_1 ; y que el capacitor está cargado a V_{dc} con la polaridad de la figura 9.

En el instante t_0 se dispara T1, formándose así un circuito resonante que incluye a C, T1 y L; este circuito está aislado de Tp ya que T2 está apagado. Fluye entonces un pulso de corriente que invierte la polaridad de la carga en el capacitor. En el instante t_1 la corriente trata de invertir el sentido de flujo, pero esto no es posible, y T1 se apaga; el voltaje en el capacitor es ahora $-V_{dc}$.

El tiempo que toma invertir la carga en el capacitor es:

$$(37) \quad t_{inv} = \pi \sqrt{LC}$$

El valor máximo I_R del pulso de corriente es:

$$(38) \quad I_R = \frac{V_{dc}}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

Posteriormente, en t_2 , se inicia en realidad la conmutación de Tp. Para ello se dispara a T2, apareciendo así el potencial del capacitor sobre Tp; como ahora la placa inferior es positiva, Tp recibe un voltaje inverso que lo apaga.

En ese momento la carga "ve" un voltaje de $2V_{dc}$ (la batería más el capacitor) y la corriente I_1 fluye ahora a través de C y de T2. Dado que I_1 es constante, C se carga linealmente.

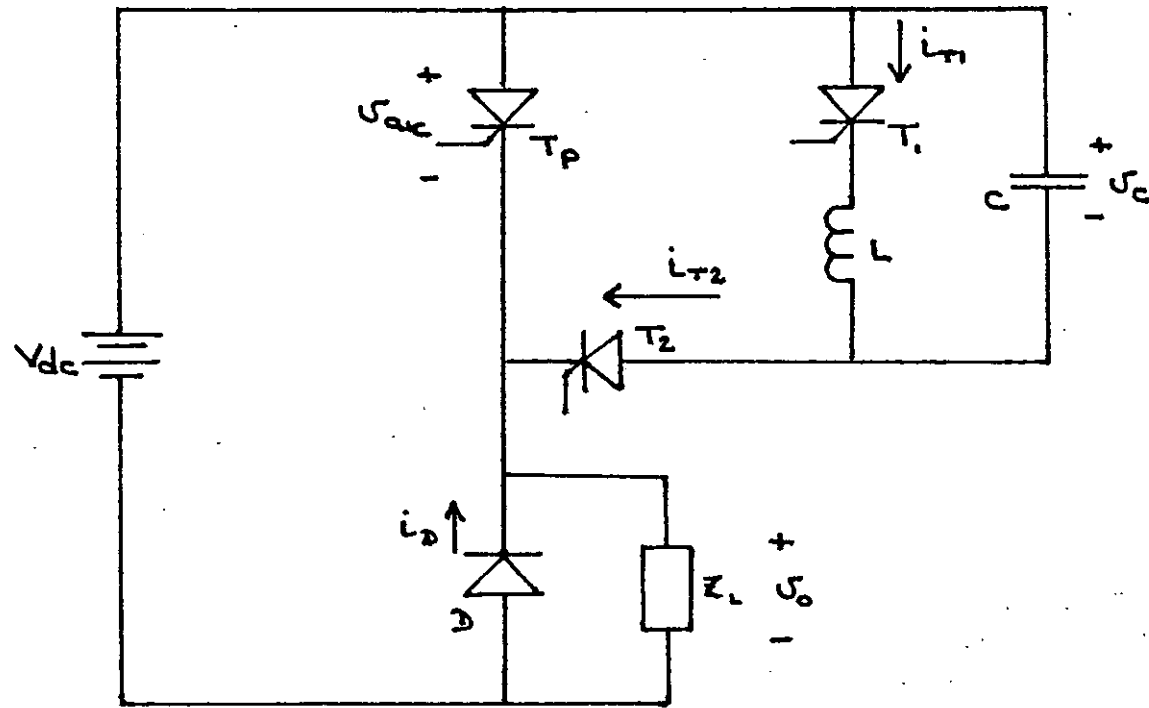


Figura 9.- Ejemplo de un troceador de un cuadrante.

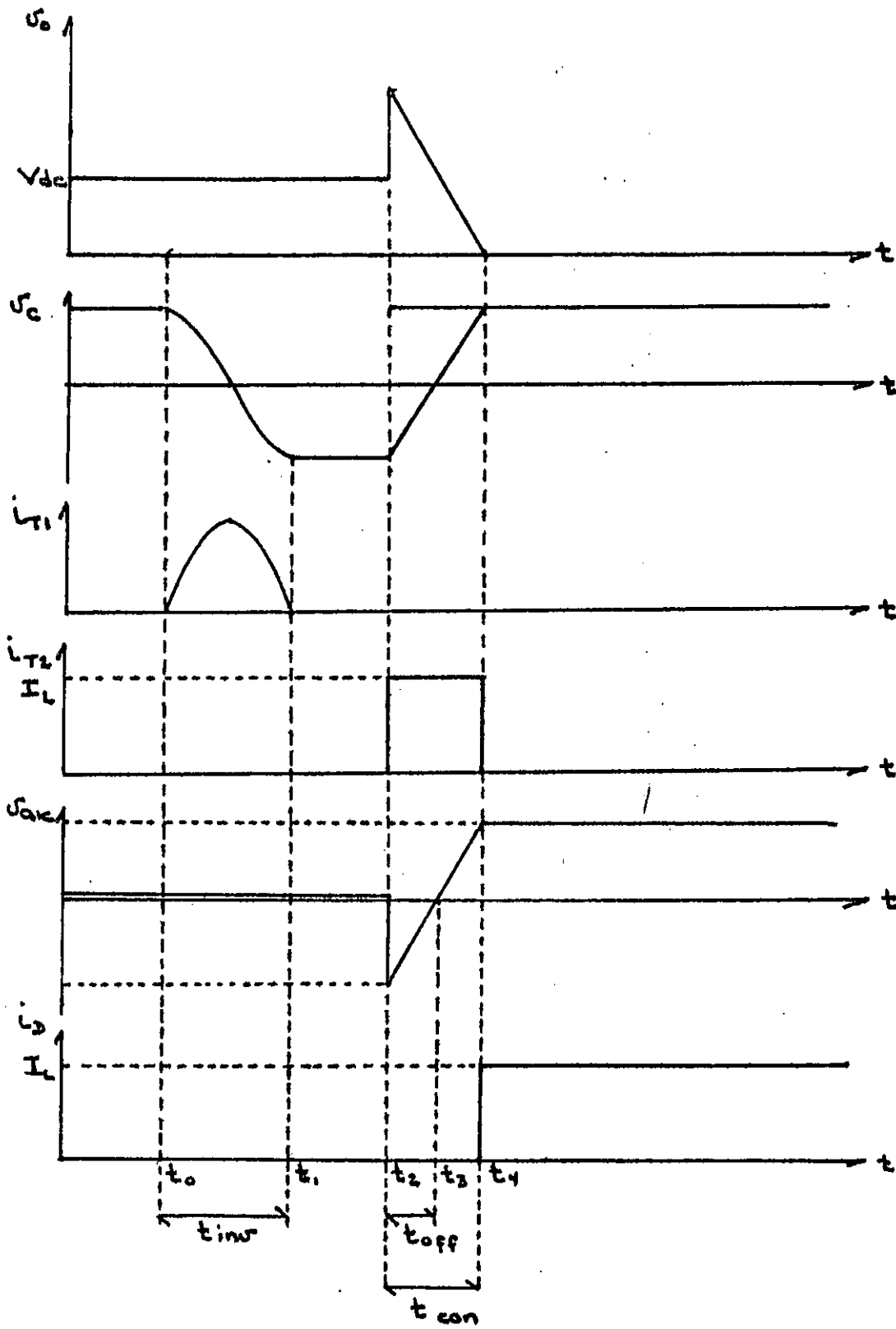


Figura 10.- Formas de onda del troceador.

En el instante t_3 el voltaje en el capacitor es cero; por lo tanto, se aplicó un voltaje inverso sobre T_p durante el lapso que va de t_2 hasta t_3 . Así pues:

$$(39) \quad t_{off} = t_3 - t_2 = \frac{C V_{dc}}{I_l}$$

El capacitor continúa cargándose hasta que, en t_4 , $v_c = V_{dc}$. Cuando esto ocurre, D enciende y T_2 apaga, quedando la carga atrapada en el capacitor.

El tiempo de conmutación de T_p es:

$$(40) \quad t_{con} = \frac{2 C V_{dc}}{I_l}$$

4.1.- ESPECIFICACIONES DE LOS ELEMENTOS.

Tiristor principal T_p

$V_{DRM} = V_{dc}$ (aparece cuando el diodo está encendido).

$V_{RRM} = V_{dc}$ (aparece en el instante t_2).

Las corrientes dependen de la carga y del ciclo de trabajo del troceador.

Tiristor auxiliar T_1 :

$V_{DRM} = V_{dc}$ (antes de t_0 y después de t_4).

$V_{RRM} = V_{dc}$ (entre t_1 y t_2).

$I_{TM} = I_R$ (en $t_{inv}/2$).

Tiristor auxiliar T_2 :

$V_{DRM} = V_{dc}$ (entre t_1 y t_2).

$V_{RRM} = V_{dc}$ (antes de t_0).

$I_{TM} = I_l$

Diodo:

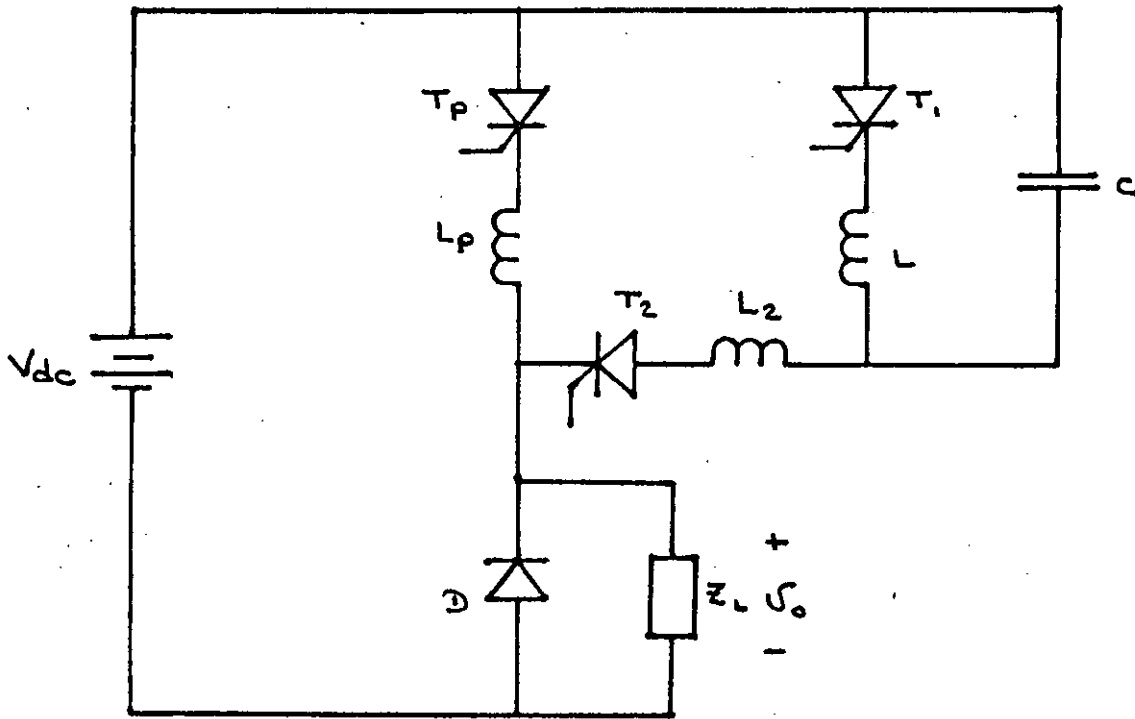
VRRM = 2Vdc (aparece en t2)

4.2.- LIMITACION DE LA di/dt.

Como puede verse en la figura 10, cuando T2 enciende se genera sobre el un escalón abrupto de corriente (en t2) que puede destruirlo. el mismo efecto se produce en Tp cuando enciende.

Entonces, para limitar la razón de crecimiento de la corriente, es necesario agregar inductancias en serie con los tiristores a proteger. En la figura 11 se muestra el circuito con las inductancias de protección adicionales.

Evidentemente, el comportamiento del circuito se modifica, y la desviación de las formas de onda con respecto a las de la figura 10 depende de los valores de las inductancias agregadas.



6-0

Figura 11.- Troceador de un cuadrante con inductancias para limitar la razón de crecimiento de corriente.

4.3.- ANALISIS INCLUYENDO INDUCTANCIAS DE PROTECCION.

A continuación se analiza la operación del troceador con las inductancias de protección. Los tiempos que se especifican para cada etapa de la operación están referenciados al instante en que el circuito adopta la configuración en particular a la que corresponde el cálculo.

a) Inversión de la carga del capacitor.

El circuito que aplica en este lapso se ilustra en la figura 12. En este caso las inductancias de protección no intervienen.

Las condiciones iniciales son:

(41) $v_c(0) = V_{ci}$

(42) $i_c(0) = 0$

Las ecuaciones que aplican son:

(43) $i_c(t) = C \frac{dv_c}{dt}$

(44) $i_c = -i_l$

(45) $v_c = L \frac{di_l}{dt} = -L \frac{di_c}{dt}$

substituyendo (45) en (43) y derivando:

(46) $i_c(t) = -LC \frac{d^2 i_c}{dt^2}$

La solución de la ecuación (46) es:

(47) $i_c(t) = \frac{-V_{ci}}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right)$

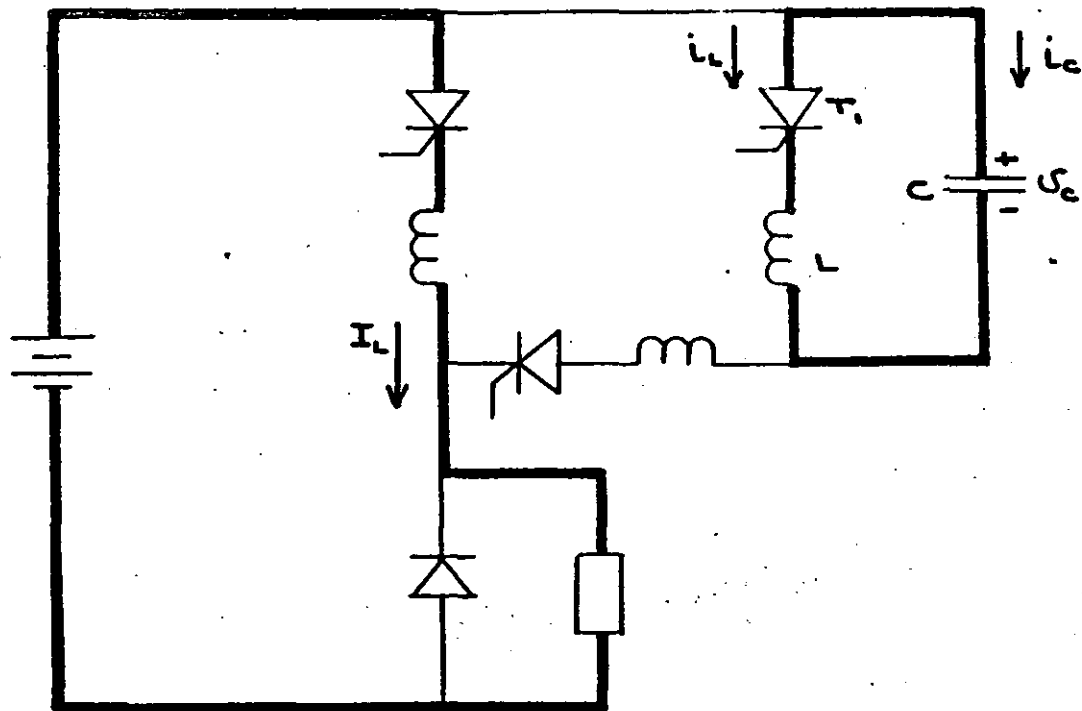


Figura 12.- Circuito activo durante la inversión de la carga en el capacitor.

$$(48) \quad v_c(t) = V_{ci} \cos\left(\frac{t}{\sqrt{LC}}\right)$$

En $t_1 = \pi\sqrt{LC}$ la corriente se anula y I_1 se apaga. Si se desprecian las pérdidas, se tiene que:

$$(49) \quad v_c(t_1) = -V_{ci}$$

b) Apagado de I_p .

Suponiendo a la corriente de carga constante durante el proceso de apagado, el circuito que aplica es esta etapa se muestra en la figura 13.

Las condiciones iniciales son:

$$(50) \quad v_c(0) = -V_{ci}$$

$$(51) \quad i_2(0) = 0$$

$$(52) \quad i_p(0) = I_1$$

Las ecuaciones que aplican son:

$$(53) \quad v_c + L_2 \frac{di_2}{dt} = L_p \frac{di_p}{dt}$$

$$(54) \quad i_p + i_2 = I_1 = \text{constante}$$

por lo tanto:

$$(55) \quad \frac{di_p}{dt} + \frac{di_2}{dt} = 0$$

Por otro lado:

$$(56) \quad v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt - V_{ci}$$

substituyendo (56) en (53):

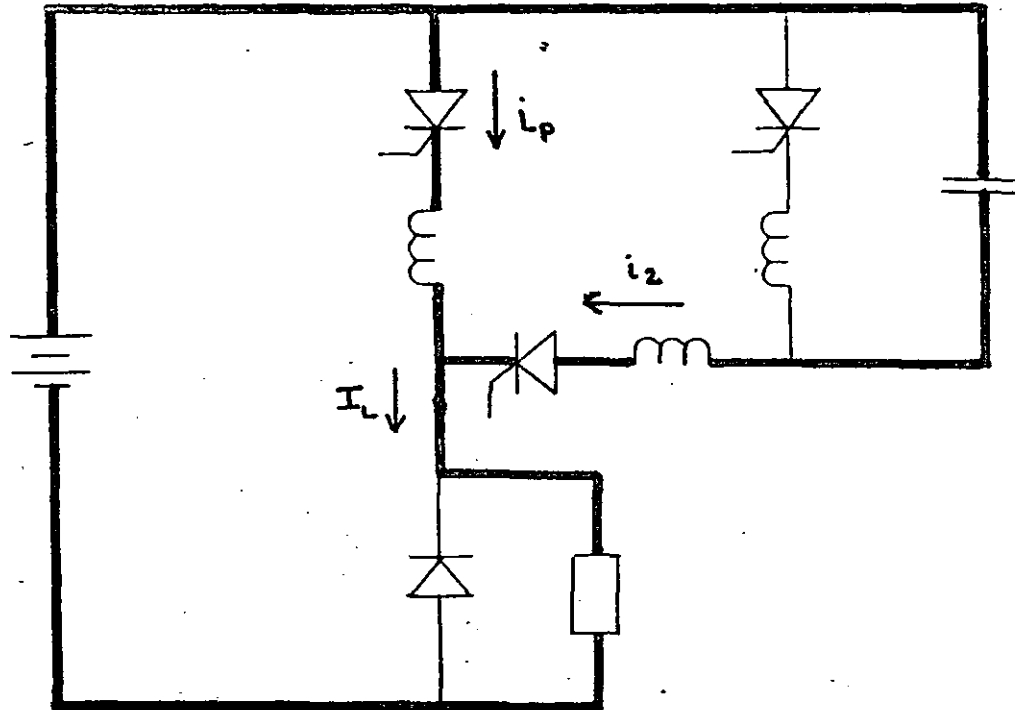


Figura 13.- Circuito activo durante el apagado del tiristor principal.

$$(57) \quad \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt - V_{ci} + L_2 \frac{di_2}{dt} = -L_p \frac{di_2}{dt}$$

Derivando:

$$(58) \quad C(L_2 + L_p) \frac{d^2 i_2}{dt^2} + i_2 = 0$$

La solución es:

$$(59) \quad i_c(t) = \frac{V_{ci}}{\sqrt{\frac{L_2 + L_p}{C}}} \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{C(L_2 + L_p)}}\right)$$

El voltaje en el capacitor varía de acuerdo a:

$$(60) \quad v_c(t) = -V_{ci} \cos\left(\frac{t}{\sqrt{C(L_2 + L_p)}}\right)$$

Este lapso dura hasta el instante t_2 en el cual la corriente en I_p se extingue; entonces:

$$(61) \quad i_c(t_2) = \frac{V_{ci}}{\sqrt{\frac{L_2 + L_p}{C}}} \operatorname{sen}\left(\frac{t_2}{\sqrt{C(L_2 + L_p)}}\right) = I_1$$

despejando:

$$(62) \quad t_2 = \sqrt{C(L_2 + L_p)} \operatorname{arcsen}\left(\frac{I_1 \sqrt{\frac{L_2 + L_p}{C}}}{V_{ci}}\right)$$

c) Carga del capacitor

Una vez que I_p se ha apagado, el condensador continúa cargándose linealmente, con el circuito equivalente que se muestra en la figura 14.

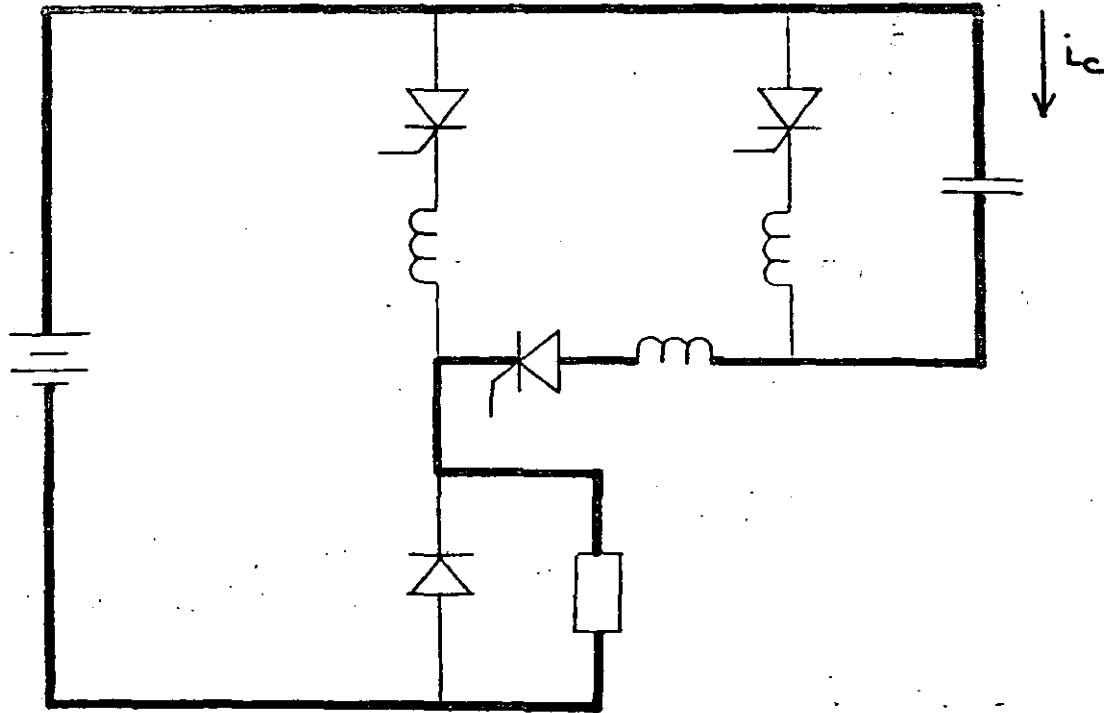


Figura 14.- Circuito activo durante la carga del capacitor.

Las condiciones iniciales son:

$$(63) \quad i_c(0) = I_1 = \text{constante}$$

$$(64) \quad v_c(0) = v_c(t_2)$$

La ecuación que aplica es:

$$(65) \quad v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + v_c(t_2) = \frac{I_1}{C} t + v_c(t_2)$$

Esta etapa dura hasta que, en t_3 , el capacitor se ha cargado a V_{dc} el diodo, que está en paralelo con la carga, queda directamente polarizado.

$$(66) \quad v_c(t_3) = \frac{I_1}{C} t_3 + v_c(t_2) = V_{dc}$$

despejando:

$$(67) \quad t_3 = \frac{C}{I_1} (V_{dc} - v_c(t_2))$$

Por otro lado, T_p tendrá una polaridad inversa en sus terminales desde el inicio de esta etapa hasta que el voltaje en el capacitor es cero. Por lo tanto, el tiempo de apagado de T_p es:

$$(68) \quad t_{off} = - \frac{C}{I_1} v_c(t_2)$$

d) Apagado de T_2 , encendido del diodo

El circuito activo en esta etapa se muestra en la figura 15.

Las condiciones iniciales son:

$$(69) \quad v_c(0) = V_{dc}$$

$$(70) \quad i_c(0) = I_1$$

$$(71) \quad i_d(0) = 0$$

Las ecuaciones que aplican son:

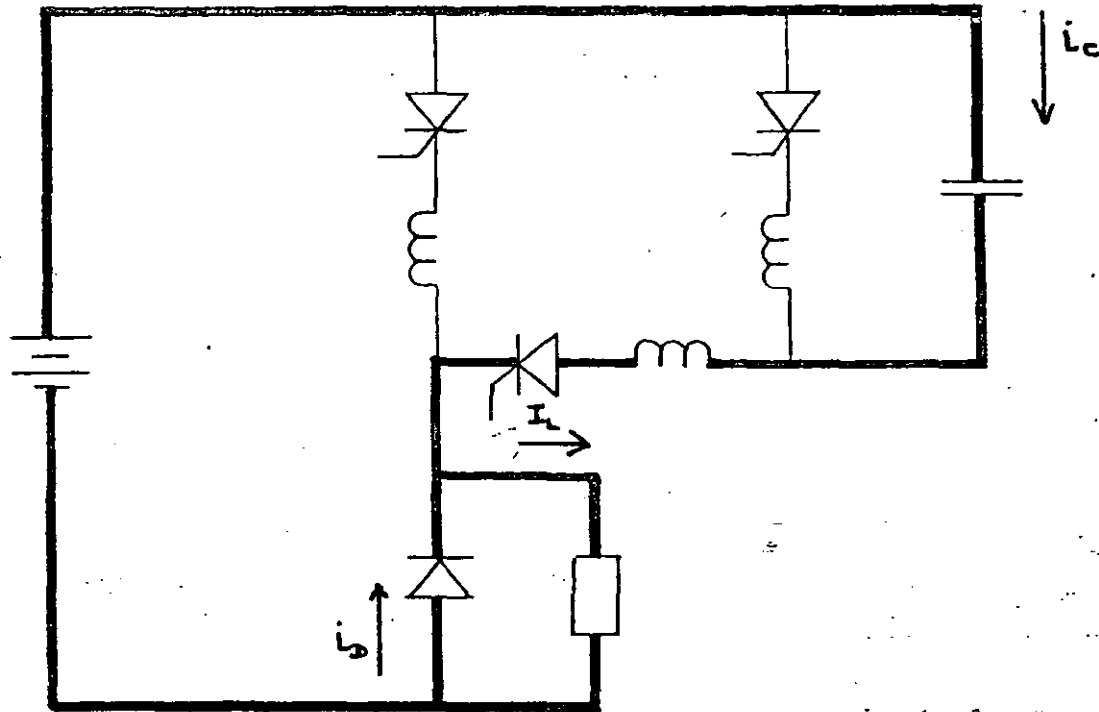


Figura 15.- Circuito activo durante el apagado del tiristor auxiliar T2, y encendido del diodo de carrera libre.

$$(72) \quad V_{dc} = v_c + L2 \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + V_{dc} + L2 \frac{di_c}{dt}$$

$$(73) \quad i_c + i_d = I1 ; \quad \frac{di_c}{dt} + \frac{di_d}{dt} = 0$$

de la ecuación (73):

$$(74) \quad L2 C \frac{d^2 i_c}{dt^2} + i_c = 0$$

La solución es:

$$i_c(t) = I1 \cos \frac{t}{\sqrt{L2 C}}$$

Este intervalo dura hasta t_4 , cuando i_c se anula. Entonces:

$$(76) \quad i_c(t_4) = I1 \cos \frac{t_4}{\sqrt{L2 C}} = 0$$

despejando:

$$(77) \quad t_4 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L2 C}$$

La ecuación que describe el voltaje en el capacitor es:

$$(78) \quad v_c(t) = V_{dc} + I1 \sqrt{\frac{L2}{C}} \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{L2 C}}\right)$$

El capacitor se carga a un potencial superior a V_{dc} , dado por:

$$(79) \quad v_{cf} = V_{dc} + I1 \sqrt{\frac{L2}{C}} \operatorname{sen}\left(\frac{\frac{\pi}{2} \sqrt{L2 C}}{\sqrt{L2 C}}\right)$$

$$(80) \quad v_{cf} = V_{dc} + I1 \sqrt{\frac{L2}{C}}$$

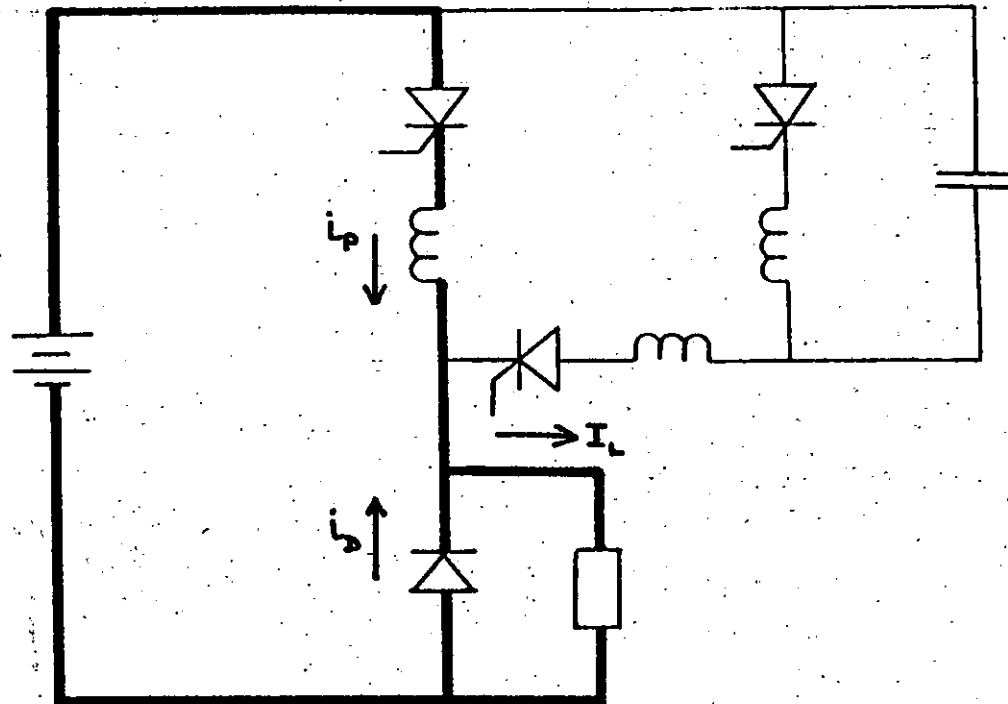


Figura 16.- Circuito activo durante el encendido del tiristor principal.

e) Encendido de T_p

El circuito activo cuando se dispara nuevamente T_p se muestra en figura 16.

Las condiciones iniciales son:

$$(81) \quad i_p(0) = 0$$

$$(82) \quad i_d(0) = I_1$$

La corriente i_p crece de acuerdo a:

$$(83) \quad i_p(t) = \frac{V_{dc}}{L_p} t$$

Esta etapa dura hasta que, en el instante t_5 , $i_p = I_1$.

$$(84) \quad i_p(t_5) = \frac{V_{dc}}{L_p} t_5 = I_1$$

despejando:

$$(85) \quad t_5 = \frac{I_1 L_p}{V_{dc}}$$

En la figura 17 se muestran las formas de onda correspondientes a los siguientes valores:

$$C = 35 \text{ uf}$$

$$L_p = 20 \text{ uh}$$

$$L_2 = 8 \text{ uh}$$

$$L = 40 \text{ uh}$$

$$V_{dc} = 750 \text{ volts}$$

$$I_1 = 300 \text{ amperes}$$

Considerando que $V_{cf} = V_{ci}$, se obtiene:

$$t_1 = 117.5 \text{ useg.}$$

$$t_2 = 9.5 \text{ useg.}$$

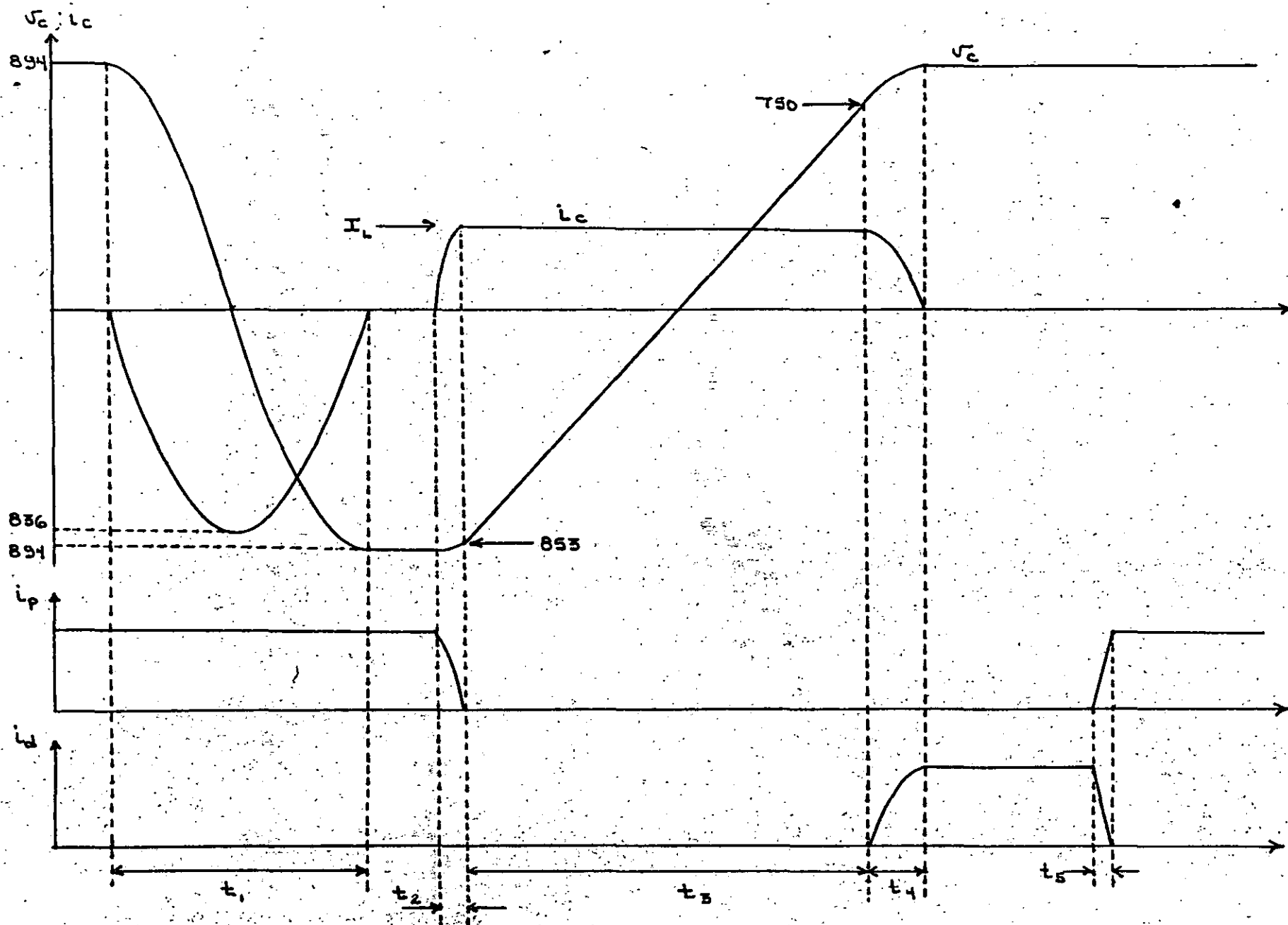


Figura 17.- Formas de onda asociadas con el troceador de un cuadrante, con inductancias de limitación de la razón de crecimiento de corriente.

t3 = 187 useg.

t4 = 26.2 useg.

t5 = 8 useg.

4.4.- CALCULO DE LA RAZON DE CRECIMIENTO DE CORRIENTE.

Dado que el objeto de incluir inductancias adicionales fue limitar la razón de crecimiento de corriente en los tiristores, resulta conveniente calcular esta razón.

Tiristor principal Tp:

Derivando la ecuación (83) y maximizando se obtiene:

$$(86) \quad \frac{di_p}{dt} = \frac{V_{dc}}{L_p}$$

Tiristor auxiliar T1:

De la ecuación (47)

$$(87) \quad \frac{di_1}{dt} = \frac{V_{ci}}{L}$$

Tiristor auxiliar T2:

De la ecuación (59):

$$(88) \quad \frac{di_2}{dt} = \frac{V_{ci}}{L_2 + L_p}$$

4.5.- CALCULO DE LA RAZON DE CRECIMIENTO DEL VOLTAJE REAPLICADO

Los tiristores pueden reactivarse si el voltaje que se reaplica en directa crece con una razón superior a la característica de los dispositivos. Es necesario entonces verificar que esta característica no se excede.

Tiristor principal Tp:

De la ecuación (65):

$$(89) \quad \frac{dv_p}{dt} = \frac{I_l}{C}$$

Tiristor auxiliar T1:

$$(90) \quad \frac{dv_1}{dt} = \frac{I_l}{C}$$

Tiristor auxiliar T2:

De la ecuación (48):

$$(91) \quad \frac{dv_2}{dt} = \frac{V_{ci}}{\sqrt{L \cdot C}}$$

Las formas de onda correspondientes a los voltajes en las terminales de los tiristores se muestran en la figura 18.

4.6.- EFECTO DE LAS INDUCTANCIAS DE PROTECCION SOBRE LAS ESPECIFICACIONES DE LOS ELEMENTOS.

La inclusión de las inductancias de protección ocasiona que el capacitor se cargue a un potencial superior al de la batería; esto produce también corrientes mayores. Por lo tanto, las especificaciones de los elementos deben modificarse como sigue:

Tp: $V_{DRM} = V_{RRM} = V_{cf}$

T1: $V_{DRM} = V_{RRM} = V_{cf}$

T2: $V_{DRM} = V_{RRM} = V_{cf}$

Diódo: $V_{RRM} = V_{dc} + V_{cf}$

Las corrientes a través de Tp y D dependen del ciclo de trabajo del troceador. Para una corriente de carga constante, se tiene lo siguiente:

a) Corrientes promedio:

$$(92) \quad I_{TP} = I_l \frac{t_{enc}}{T}$$

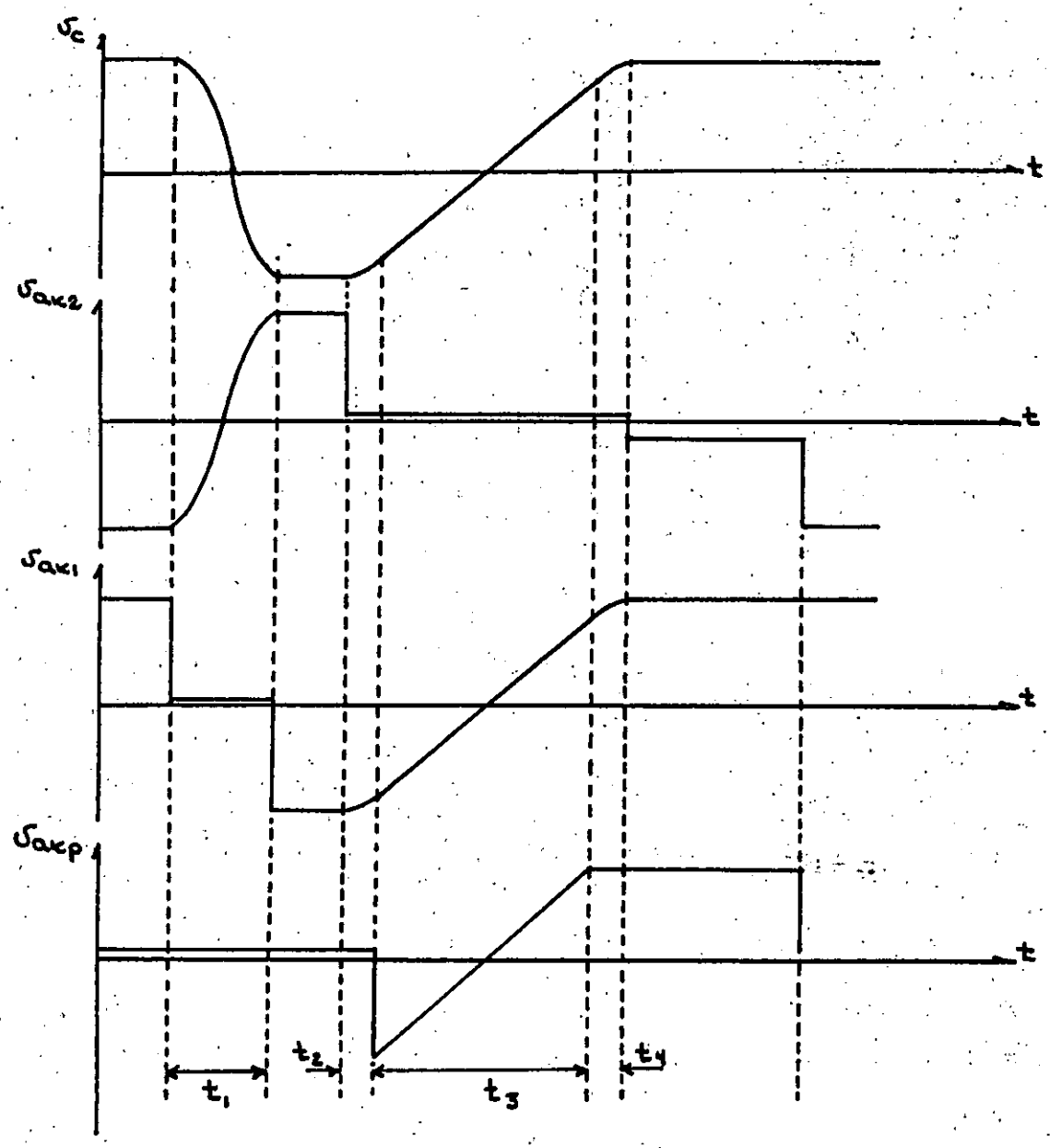


Figura 18.- Tensiones entre terminales de los tiristores.

$$(93) \quad I_D = I_L \left(1 - \frac{t_{enc}}{T}\right)$$

b) Corrientes "RMS":

$$(94) \quad I_{TP} = I_L \sqrt{\frac{t_{enc}}{T}}$$

$$(95) \quad I_D = I_L \sqrt{\left(1 - \frac{t_{enc}}{T}\right)}$$

Por otro lado, las corrientes a través de T1 y T2 dependen de la frecuencia a la cual está operando el troceador. Si T1 y T2 están encendidos durante una fracción pequeña del ciclo total del troceador, entonces deben especificarse en función de los pulsos de corriente que conducen: su amplitud, su duración, su frecuencia de repetición y su forma.

Supongase que el troceador de la figura 17 está operando a una frecuencia de 200 hertz.

Periodo total = 5 milisegundos

Entonces, para T1:

$$\text{Corriente pico: } \frac{V_{cf}}{\sqrt{L/C}} = 836 \text{ amperes}$$

$$\text{Anchura de la base del pulso: } \pi \sqrt{LC} = 117.5 \text{ microsegundos}$$

Frecuencia de repetición: 200 hertz

Forma de onda: senoidal

Para T2:

Corriente pico: I_L

Anchura de la base del pulso: $t_2 + t_3 + t_4 = 222.7 \text{ microsegundos}$

Frecuencia de repetición: 200 hertz

Forma de onda: Trapezoidal

Con esta información se recurre a las hojas de datos de los SCRs y se determina si son adecuados o no.

4.7.- PRECARGA DEL CAPACITOR

El análisis anterior supuso que el capacitor ya estaba cargado; pero al empezar la operación del troceador, es lógico esperar que el capacitor esté completamente descargado. Se hace necesario entonces agregar circuitería que precargue el capacitor antes de operar el troceador.

Un circuito de precarga se muestra en la figura 19. Su operación es muy sencilla: Al encenderse I_c se forma un circuito resonante en paralelo con la batería, y cuando la corriente trata de fluir en sentido inverso I_c se apaga, quedando una carga atrapada en el capacitor.

Si se cumple la siguiente condición:

$$(96) \quad \sqrt{\frac{1}{L_c C}} \gg \frac{R_c}{2 L_c}$$

Entonces el voltaje en el capacitor es:

$$(97) \quad V_c = V_{dc} \left(1 + \exp\left(-\frac{\pi}{2 Q}\right) \right)$$

donde:

$$(98) \quad Q = \frac{\sqrt{\frac{L_c}{C}}}{R_c}$$

4.8.- CONSIDERACIONES TERMICAS

El buen funcionamiento de un aparato que incluya dispositivos semiconductores en su construcción depende del cuidado que se tenga en el comportamiento térmico de los mismos.

Si los SCRs no están montados adecuadamente, y no pueden disipar el calor generado, ocurrirán fallas catastróficas aún cuando las limitaciones de voltaje y corriente no se hayan excedido.

A guisa de ejemplo, suponga que el troceador cuyos valores se han calculado, se construirá con SCRs tipo C434 (hoja de datos en el apéndice A) con un montaje de 2000 libras.

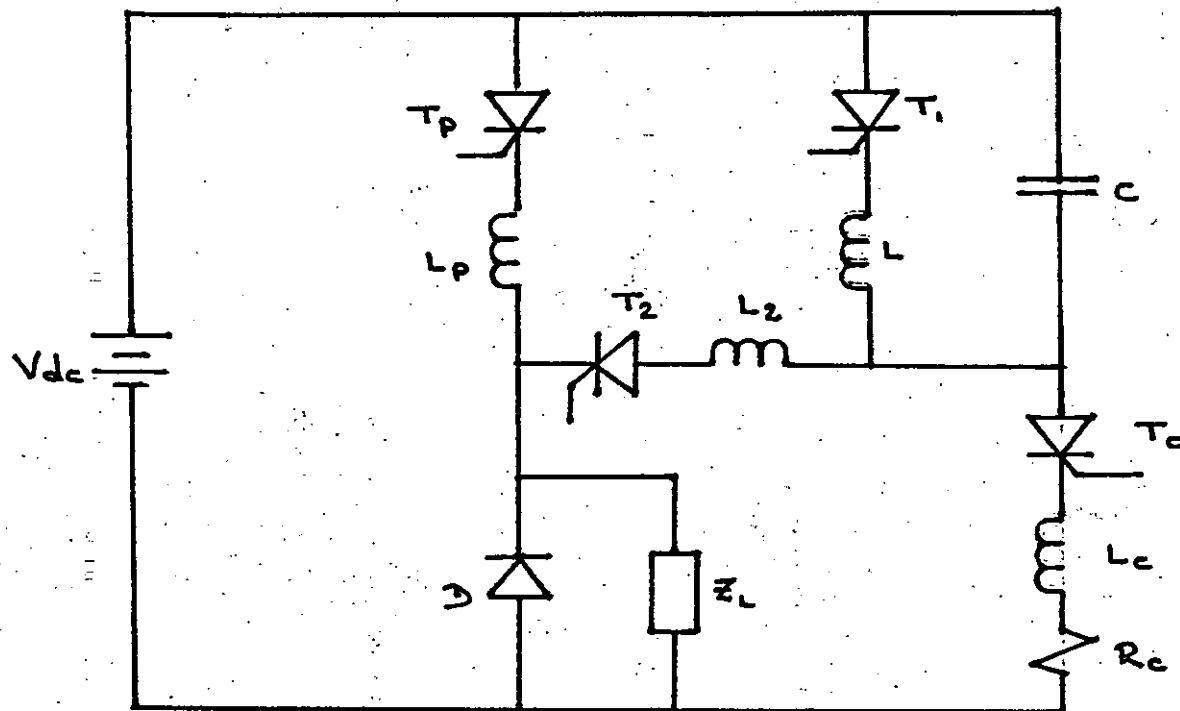


Figura 19.- Circuito de precarga del capacitor.

Tiristor auxiliar T1

De la gráfica 2 de la hoja de datos se ve que, para un pulso de 117 microsegundos, la corriente pico tolerable es superior a los 1000 amperes; esto es más que suficiente para la aplicación deseada.

De la gráfica 5; para una anchura del pulso de 117 microsegundos y una corriente pico de 836 amperes, se tiene una energía por pulso del orden de 0.18 watts - segundos por pulso.

El troceador opera a 200 hertz; por lo tanto, la potencia disipada por este SCR es:

(99) P = 0.28 X 200 = 36 watts

De la gráfica 15; para 117 microsegundos, la resistencia térmica juntura - cápsula "R_{jc}" es del orden de .0007 C/watt.

Utilizando la analogía electrotérmica, en la que se tienen las siguientes equivalencias:

Temperatura	-----	Voltaje
Potencia	-----	Corriente
Resistencia térmica	-----	Resistencia eléctrica

puede plantearse el modelo equivalente de la figura 20.

Nótese que, entre los nodos "C" (cápsula) y "A" (ambiente), se tienen dos trayectorias en paralelo. Esto se debe a que los SCRs tipo C434, dada su configuración, se montan entre dos disipadores.

La ecuación que aplica es:

(100) T_j - T_a = T = P (R_{jc} + $\frac{1}{2}$ (R_{cd} + R_{da}))

Despejando:

(101) R_{cd} + R_{da} = $2 \frac{T}{P}$ - R_{jc}

Suponiendo una diferencia de temperatura de 50 grados:

R_{cd} + R_{da} = 2.778 C/watt.

Para el SCR dado, con un montaje de 2000 libras y superficies de contacto lubricadas, se tiene R_{cd} = 0.1 C/watt; entonces:

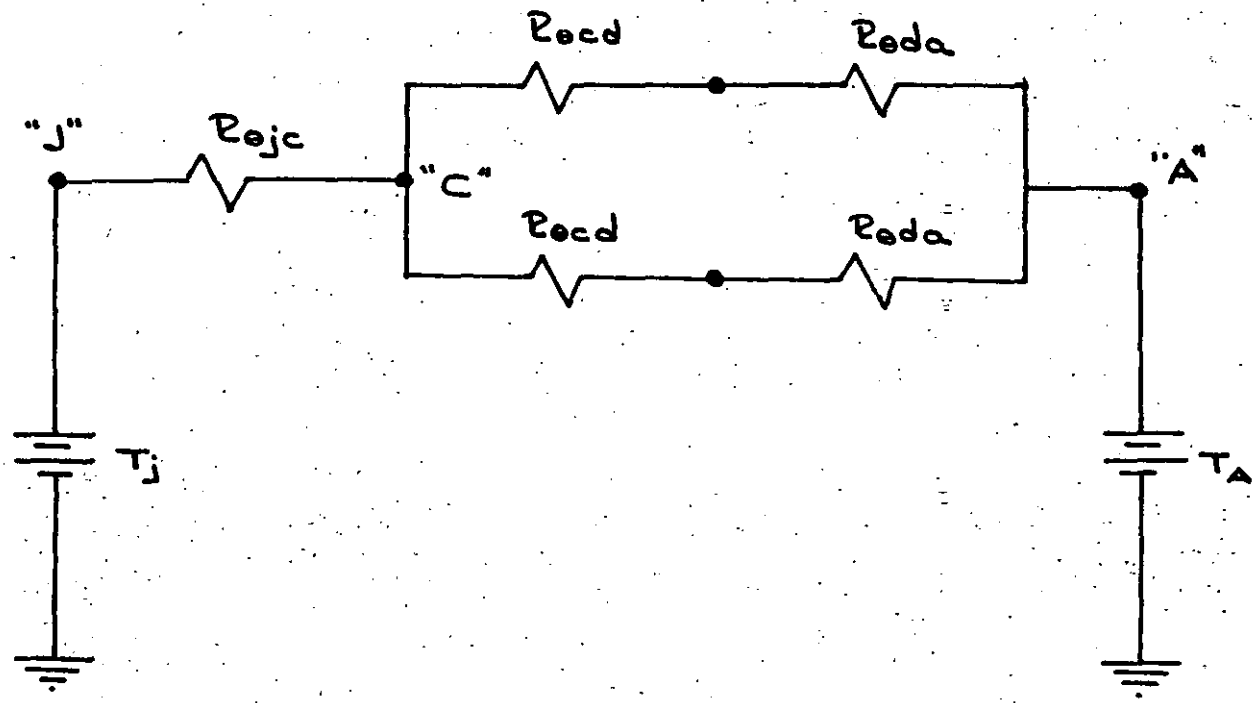


Figura 20.- Modelo electrotrmico.

$$R_{\theta da} = 2.67 \text{ C/watt.}$$

Este es un valor relativamente alto de resistencia térmica para un disipador; esto se debe a que, si bien la corriente pico es alta, el ciclo de trabajo es de solo 2.35.

Tiristor principal T_p

Suponiendo que T_p está operando con un ciclo de trabajo del 50a la frecuencia dada, se tiene una anchura de pulso de 2.5 milisegundos. De la gráfica 7 se ve que el SCR C434 soporta hasta 1000 amperes bajo estas condiciones; así que puede utilizarse también como tiristor principal.

De la gráfica 10, para una anchura del pulso de 2.5 milisegundos y una corriente de 300 amperes (corriente de carga), se tiene una energía de 1 watt - segundo por pulso. Por lo tanto:

$$P = 200 \text{ watts}$$

De la gráfica 15, a 2.5 milisegundos:

$$R_{\theta jc} = .005 \text{ C/watt}$$

De la ecuación (101) y restando $R_{\theta jc}$, se obtiene:

$$R_{\theta da} = 0.4 \text{ C/Watt}$$

para la misma diferencia de temperaturas.

El valor de resistencia térmica para el disipador del tiristor principal no es demasiado bajo, así que puede no ser necesario utilizar ventilación forzada.

4.9.- CONSIDERACIONES DE DISEÑO

Hasta ahora, se ha analizado el comportamiento de un circuito cuyos elementos son conocidos. El procedimiento inverso; i.e.: calcular los valores de los elementos a partir de unas características de operación dadas; utilizando las ecuaciones que se derivaron para el circuito que incluye las inductancias de limitación de corriente, es bastante complicado.

Normalmente, los parámetros básicos del diseño corresponden a la carga: corriente y tensión máxima en esta; tensión de la batería que se

empleará; y frecuencia de operación del troceador.

7. Con estos valores, es posible realizar una selección tentativa de los tiristores del circuito, introduciéndose como un nuevo parámetro el tiempo de apagado de los dispositivos que se hayan escogido.

A continuación, un buen punto de inicio del diseño lo ofrecen las ecuaciones 37 a 40, correspondientes al análisis simplificado; las que permiten calcular fácilmente los valores de los elementos principales empleados en la conmutación del SCR principal.

Posteriormente el diseño puede refinarse, incluyéndose más parámetros, dependiendo de los puntos críticos de interés. Por ejemplo, en algunos casos puede interesar limitar la razón de crecimiento de la corriente en los tiristores, mientras que en otros puede interesar limitar la tensión máxima en el capacitor.

Una vez refinado el diseño, deberá determinarse el comportamiento total del circuito, empleándose para ello las ecuaciones derivadas en el análisis con inductancias de protección.

Si el comportamiento del circuito es inaceptable, deberá repetirse el cálculo variando los parámetros, hasta obtener valores aceptables tanto de tensiones y corrientes, como de dimensiones de los elementos.

4.10. - SCRs en serie

Comparando el valor de V_{cf} del troceador (894 volts) con los valores máximos de tensión que tolera el tiristor entre sus terminales, se aprecia que un solo SCR del tipo que se especificó no tiene la capacidad suficiente para soportar las tensiones que se generan durante la operación del troceador.

Una solución a este problema consiste en colocar dos tiristores en serie, de forma que cada uno de ellos soporte solo la mitad de la tensión producida. Sin embargo, dado que existen diferencias en las corrientes de bloqueo, retrasos, capacitancias de juntura y recuperación inversa; es necesario agregar circuitería que asegure un reparto equitativo de la tensión entre los dispositivos.

La red de igualación de tensiones más simple es la que se muestra en la figura 21. Para este circuito:

$$(102) \quad R_i \leq \frac{n \cdot V_p - V_m}{(n - 1) \cdot I_b(\max)}$$

donde:

n = número de tiristores en serie.

V_p = voltaje máximo permitido sobre cada tiristor

V_m = voltaje sobre la cadena de tiristores

I_b = corriente en el estado de bloqueo.

Para el caso que interesa; sean:

$V_m = 900$ volts

$V_p = 600$ volts

De la hoja de datos del dispositivo:

$I_b = I_{RRM} = I_{DRM} = 45$ miliamperes

Aplicando la ecuación 102, se obtiene:

$$R_i \leq 6667$$

Dado que la inclusión de las resistencias aumenta las pérdidas, conviene tomar el mayor valor de resistencia posible.

La red de igualación de la figura 21 es una red estática; es decir: se calcula basándose en una condición estable sobre la cadena de tiristores.

Si se desea igualar las tensiones durante los transitorios, e

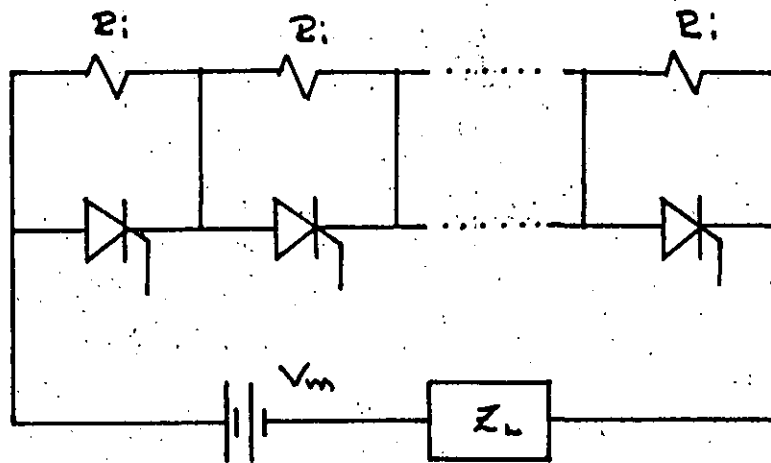


Figura 21.- Red de igualación de tensiones para tiristores en serie.

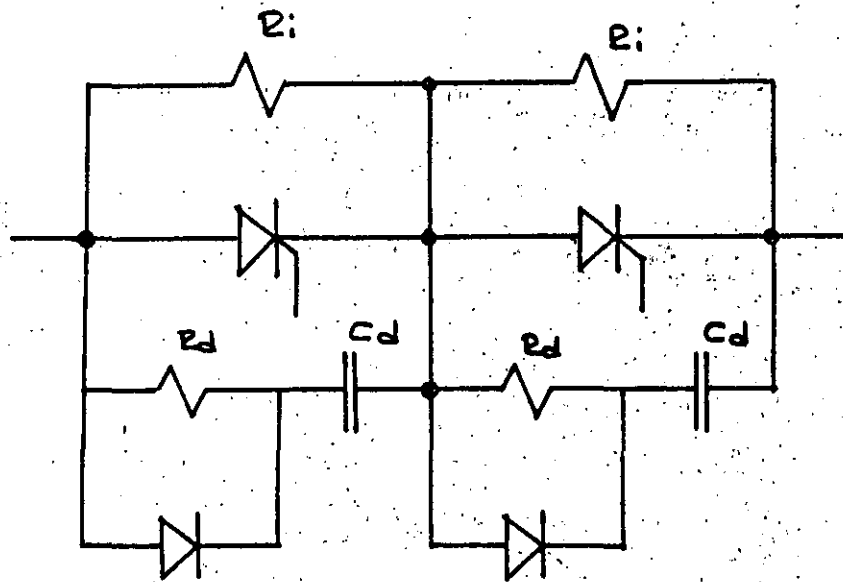


Figura 22.- Red de igualación de tensiones para condiciones transitorias.

necesario recurrir a una red de igualación como la que se ilustra en la figura 22. En este circuito, los capacitores evitan que las tensiones sobre los tiristores cambien bruscamente. Las resistencias R_d limitan los picos de corriente que fluirían sobre los tiristores al encenderse estos y descargarse los capacitores.

Finalmente, solo resta decir que, cuando se operan SCRs en serie, las señales a las compuertas deben estar perfectamente sincronizadas.

5.- TROCEADORES EN PARALELO.

Cuando se tiene un troceador operando en el primer cuadrante, y la corriente de carga es constante, la forma de onda de la corriente i_f que se drena a la batería es similar a la del voltaje.

Como estas formas de onda son periódicas, pueden expresarse por medio de una serie de Fourier, como sigue:

$$(103) \quad i_f = I_f + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \text{ sen}(n\omega t + \phi_n)$$

donde I_f es el valor promedio de i_f , y está dado por:

$$(104) \quad I_f = I_1 \frac{t_{\text{enc}}}{T_t}$$

A su vez:

$$(105) \quad C_n = \left\{ a_n^2 + b_n^2 \right\}^{1/2}$$

$$(106) \quad \phi_n = \arctan \frac{a_n}{b_n}$$

Partiendo de la definición de los coeficientes de la serie de Fourier, estos están dados por:

$$(107) \quad a_n = \frac{I_1}{n\pi} (1 - \cos(n\omega t_{\text{enc}}))$$

$$(108) \quad b_n = \frac{I_1}{n\pi} \text{ sen}(n\omega t_{\text{enc}})$$

Substituyendo 107 y 108 en 105, se obtiene:

$$(109) \quad C_n = \frac{\sqrt{2} \cdot I_1}{n\pi} \sqrt{1 - \cos(n\omega t_{\text{enc}})}$$

Normalizando las amplitudes de las armónicas, se tiene a estas dadas por:

$$(110) \quad C_n N = \frac{1}{n\pi} \sqrt{1 - \cos(n\omega t_{enc})}$$

En la figura 23 se muestran las amplitudes normalizadas de las primeras cuatro armónicas en función del ciclo de trabajo. Como se ve, se tiene un contenido armónico apreciable que aparece a frecuencias múltiplos de la de operación del troceador; y que puede afectar a otros equipos, ya sea porque estén conectados a la misma batería, o bien, por la radiación electromagnética.

Una solución a este problema consiste en intercalar un filtro entre los bornes de la batería y la entrada al troceador. Obviamente, mientras más alta sea la frecuencia de operación del troceador, el filtro será más pequeño.

Otra solución consiste en acoplar dos troceadores en paralelo, tal como se ilustra en la figura 24, en la que se incluyen las formas de onda asociadas.

En la figura, ambos troceadores están generando el mismo voltaje promedio (i.e.: $V_a = V_b$); sin embargo, a menos que sus ciclos de trabajo estén perfectamente sincronizados, los valores instantáneos de tensión de salida son diferentes. Por lo tanto, si se conectaran directamente en paralelo, se produciría un cortocircuito.

Para eliminar este efecto se incluyen dos inductancias. El voltaje en la carga es ahora:

$$(111) \quad v_o = \frac{v_a + v_b}{2}$$

Es evidente que el voltaje promedio en la carga es igual al de salida de los troceadores; pero el valor pico de aquel es solo la mitad del correspondiente a estos; y ahora los pulsos aparecen con una frecuencia dos veces más alta.

Nuevamente, con la consideración de que I_l es constante, la corriente i_f tiene la misma forma de onda que v_o . Aún cuando su contenido armónico sigue las curvas de la figura 23, ahora se encuentra al doble de la frecuencia original.

Además, en cuanto el ciclo de trabajo es superior a 0.5, la corriente i_f se torna constante e igual a I_l . Esta situación se ilustra en la figura 25.

Este concepto puede extenderse a más troceadores en paralelo. Así, para tres, la corriente i_f es constante para ciclos de trabajo mayores a 0.33.

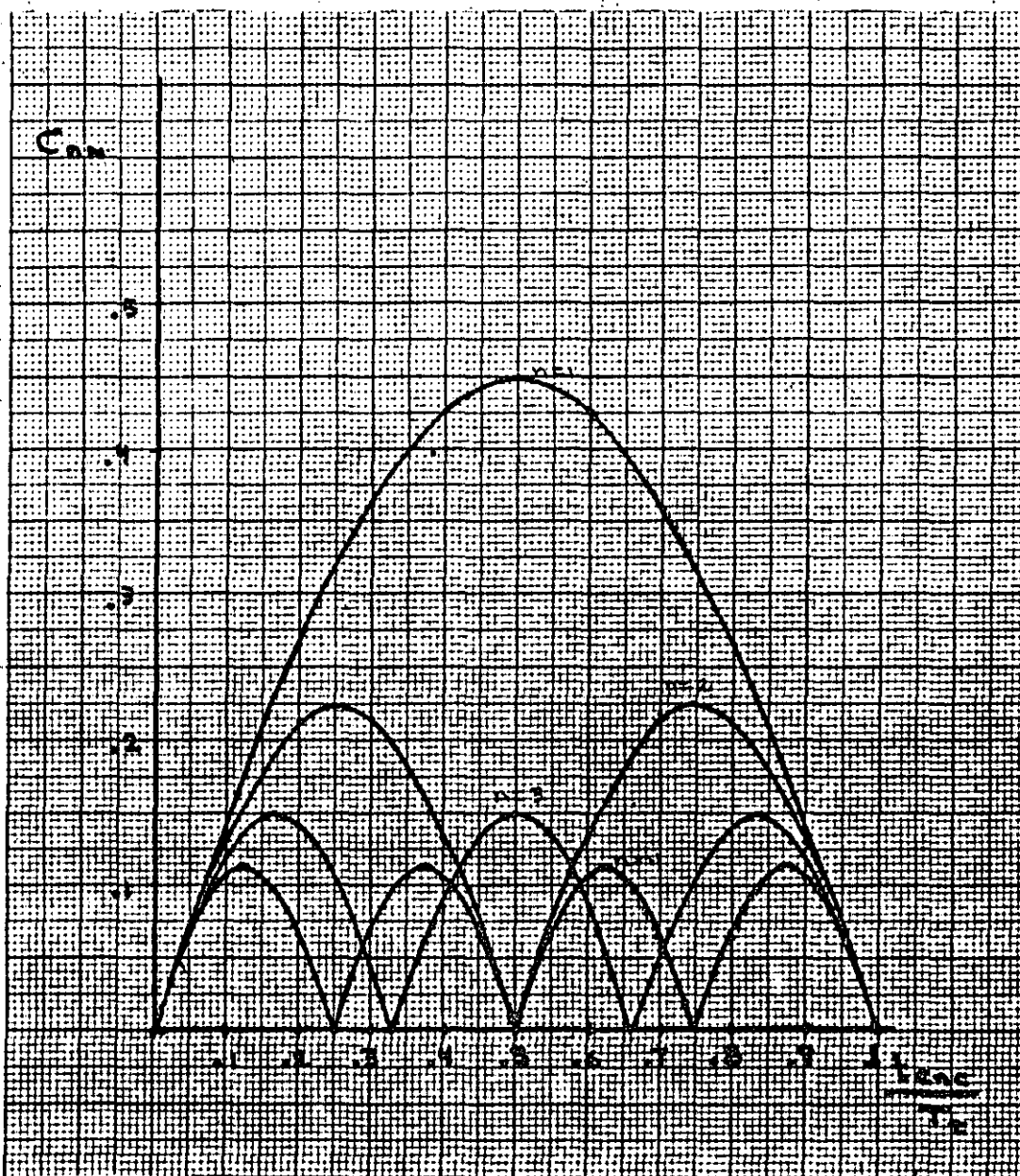


Figura 23.- Amplitudes normalizadas.

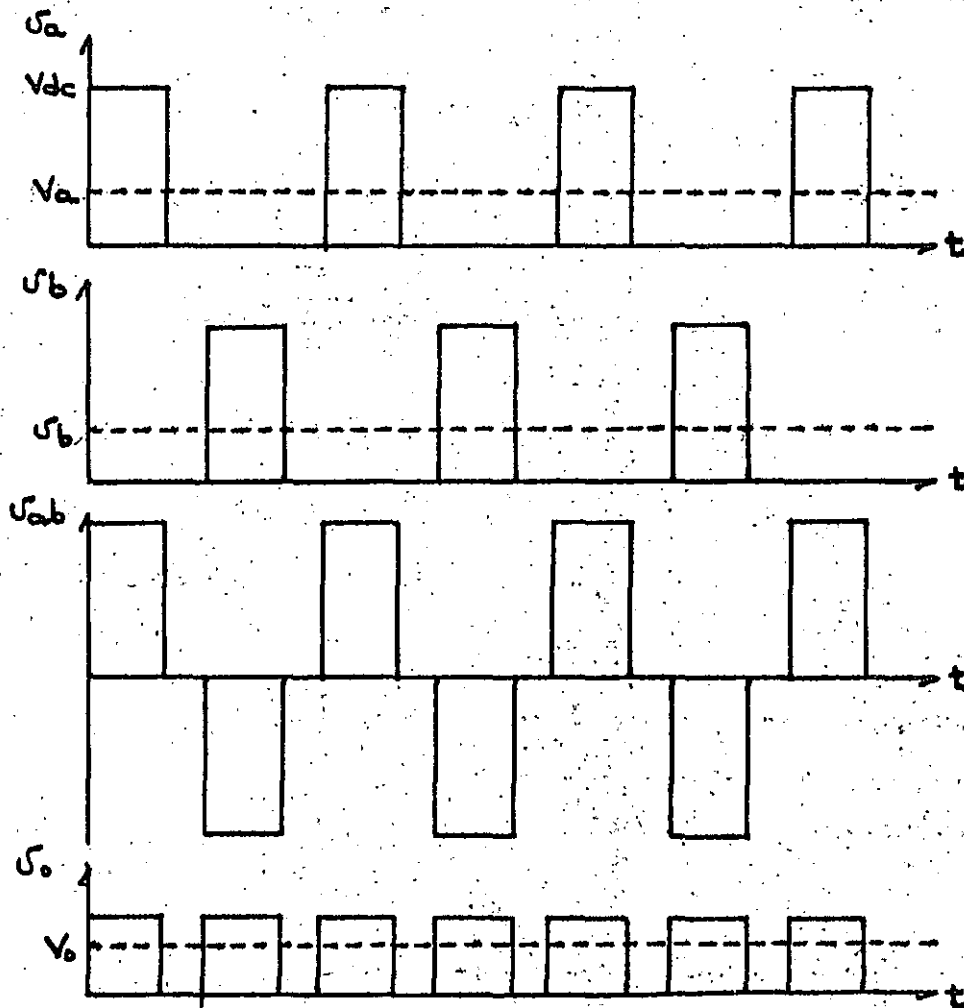
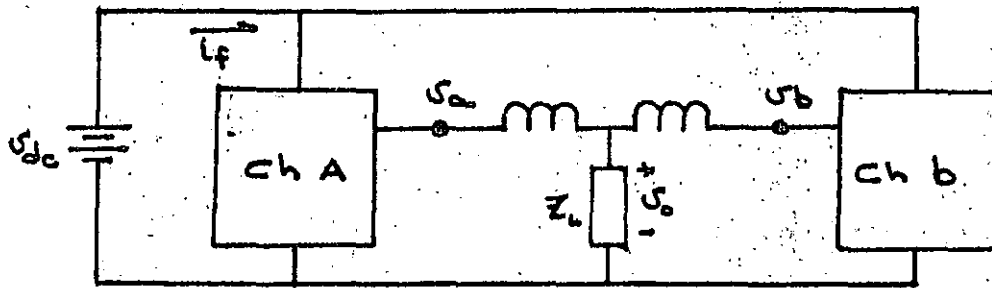


Figura 24.- Troceadores en paralelo.

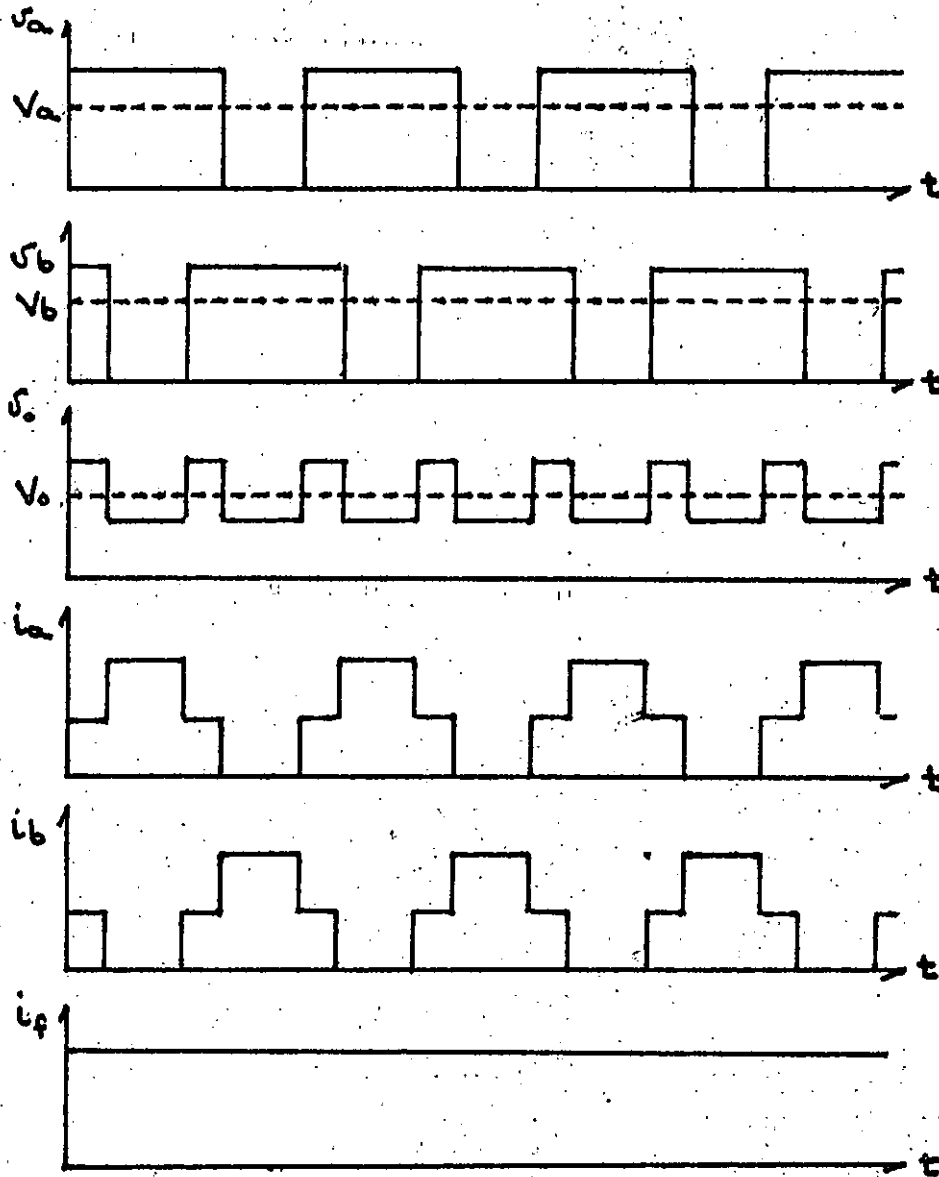


Figura 25.- Operación de dos troceadores en paralelo con ciclo de trabajo mayor al 50 por ciento.

6.- TROCEADORES DE DOS CUADRANTES.

Como ya se mencionó, un troceador de dos cuadrantes es aquel en el cual la corriente de carga puede invertir su sentido de flujo. En la figura 26 se muestra el circuito de potencia de un troceador de este tipo, con una carga como la que se usó en el análisis del troceador de un cuadrante.

Los dispositivos T1 y D1 operan cuando la corriente de carga es positiva. A su vez, T2 y D2 operan cuando esta corriente es negativa.

Para este circuito se tienen tres modos de operación, como sigue:

Modo I: $I_M > 0$ e $I_m > 0$; en este caso la corriente de carga es siempre positiva, así que solo operan T1 y D1. En este modo de operación el circuito se comporta como un troceador de un cuadrante.

Modo II: $I_M > 0$ e $I_m < 0$; en este caso la corriente invierte su sentido de flujo durante cada ciclo de operación del troceador. Esto ocasiona que todos los elementos semiconductores participen en su conducción. Las formas de onda correspondientes se muestran en la figura 27.

Modo III: $I_M < 0$ e $I_m < 0$; en este modo solo operan T2 y D2, y el circuito se comporta también como un troceador de un cuadrante. Las formas de onda asociadas se muestran en la figura 28.

Un troceador de este tipo opera siempre con corriente continua. Para determinar el modo en el cual se encuentra, es necesario calcular el valor promedio de la tensión que se está generando en un momento dado, y las corrientes I_M e I_m .

Para este troceador, aplican las ecuaciones que se encontraron en el análisis del troceador de un cuadrante.

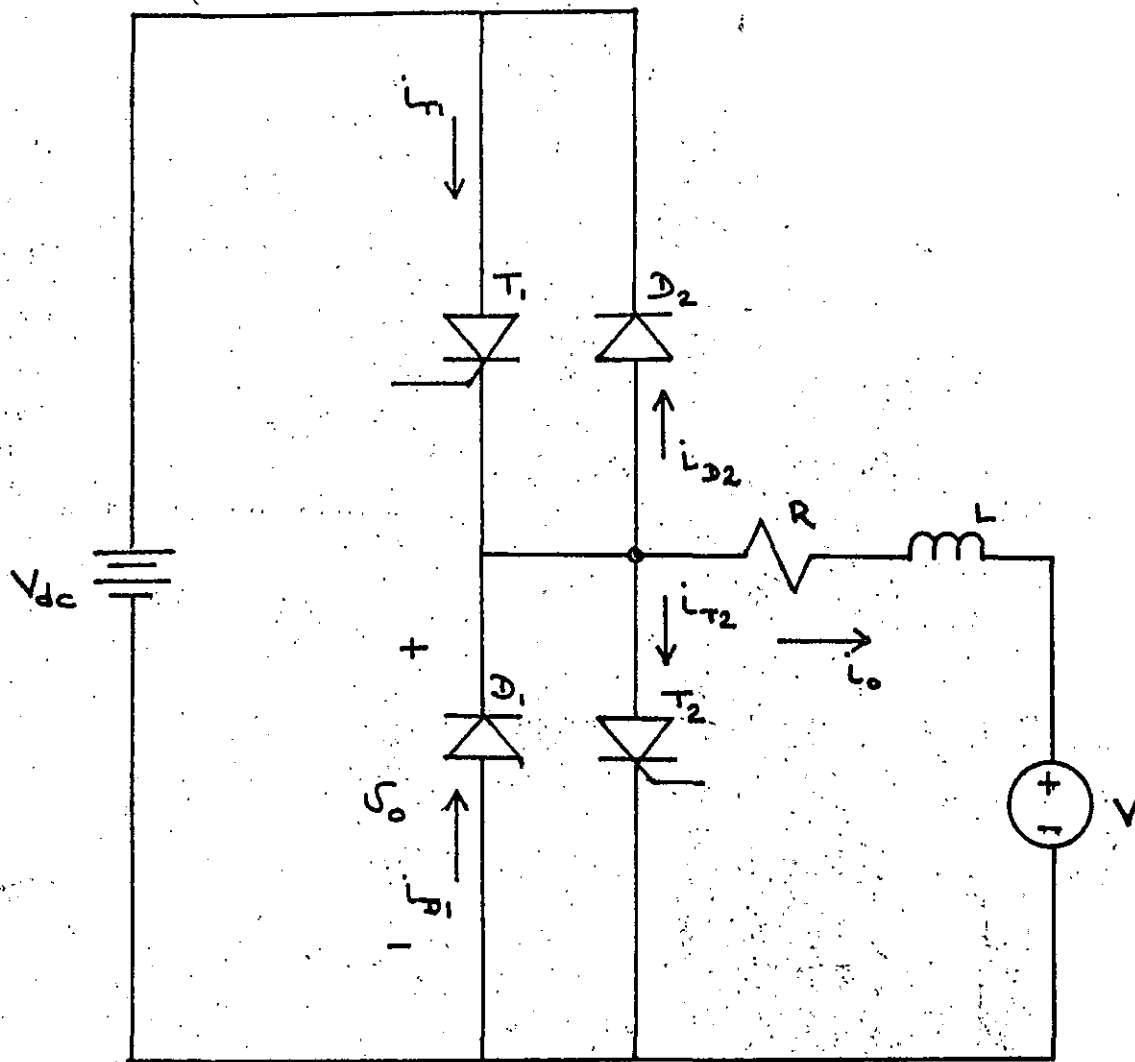


Figura 26.- Troceador de dos cuadrantes.

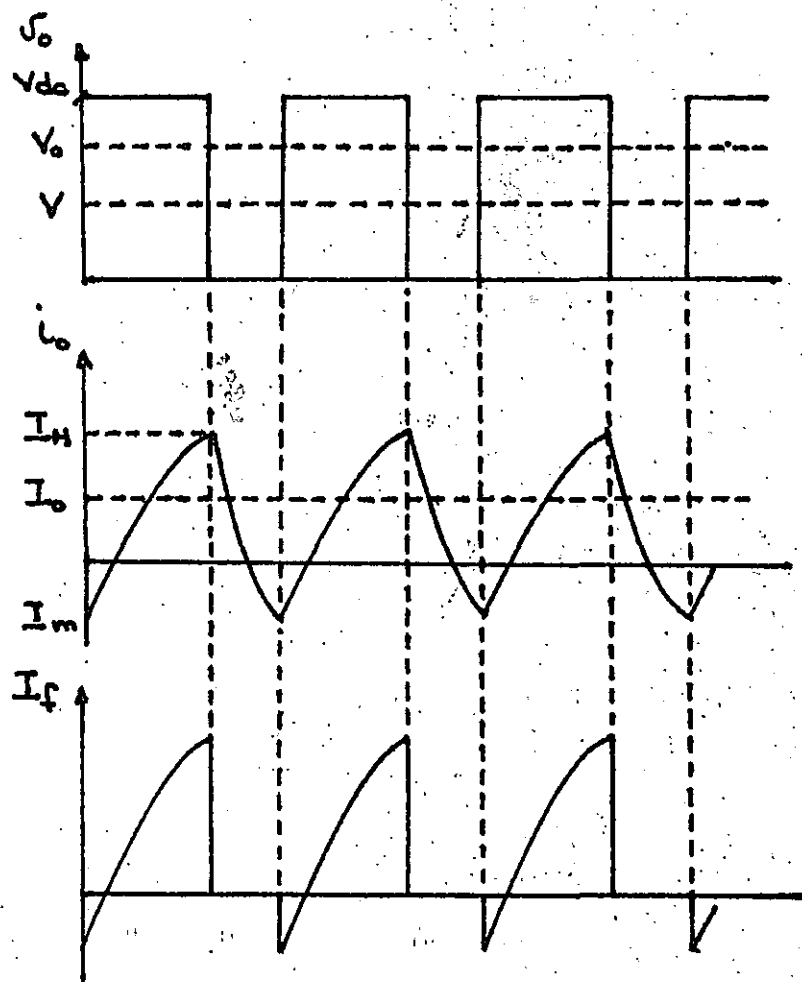


Figura 27.- Formas de onda para operación con $I_M > 0$, e $I_m < 0$.

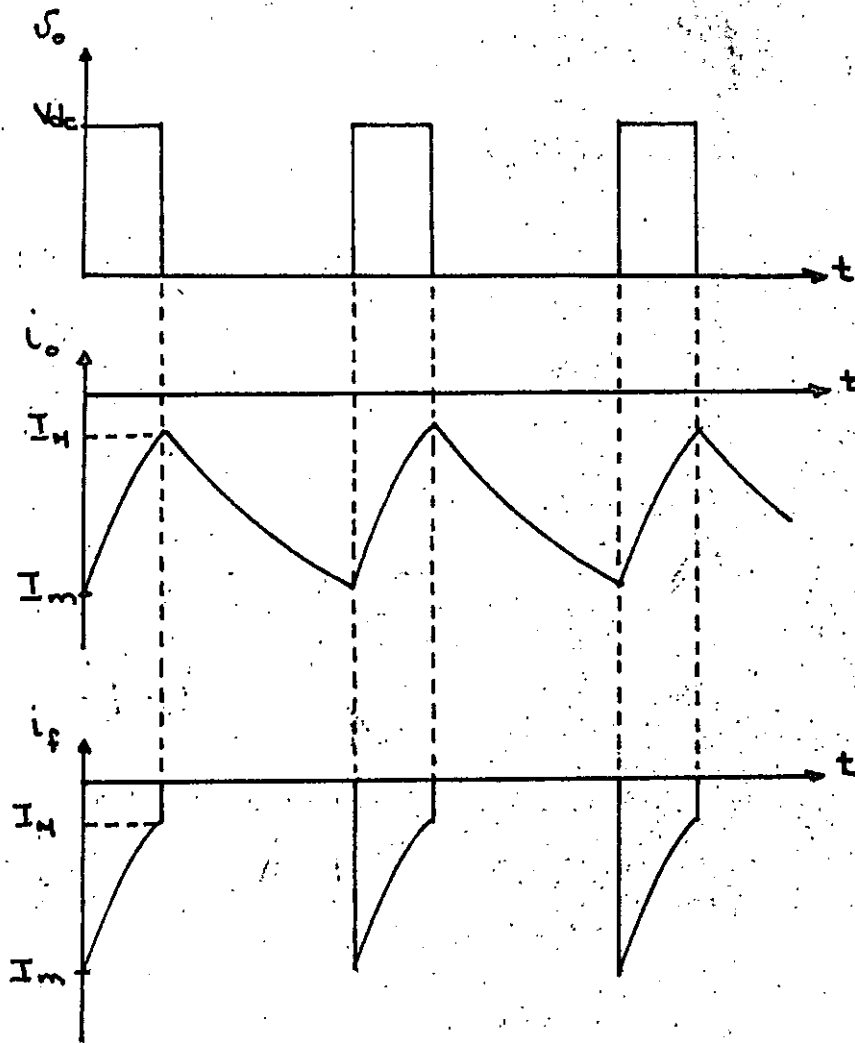


Figura 28.- Formas de onda para operación con $I_M < 0$, e $I_m < 0$.

7.- IMPULSORES PARA MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA.

Los troceadores se emplean, ampliamente para impulsar motores de corriente directa, por ejemplo: para tracción. Como se sabe, una fuente de voltaje variable puede emplearse para excitar el circuito de armadura de un motor con excitación independiente; o el campo y la armadura de un motor serie.

En la figura 29 se muestra un troceador impulsando dos máquinas serie. Estas máquinas pueden actuar como motores (tracción), o como generadores (frenado).

Los elementos principales del troceador son el tiristor T_p , y el diodo D_p .

Para tracción, se encienden los tiristores T_1 y T_2 , quedando ambas máquinas en paralelo con D_p . Para la primera máquina, la corriente fluye a través de Lf_1 , D_1 , M_1 y T_1 ; para la segunda, el flujo es a través de Lf_2 , D_2 , M_2 y T_2 . Los tiristores T_3 y T_4 permanecen apagados, y los diodos D_3 y D_4 están polarizados inversamente. El circuito activo para este modo se muestra en la figura 30.

Para frenado, se encienden los tiristores T_3 y T_4 , y ahora las máquinas quedan en paralelo con T_p . Las trayectorias de conducción son las siguientes: Lf_2 , T_4 , M_1 y D_3 ; y Lf_1 , T_3 , M_2 y D_4 . El circuito activo se muestra en la figura 31.

Como puede verse, las corrientes en las armaduras invierten su sentido; pero no ocurre así con las que fluyen a través de los campos.

Por lo que respecta a los tiristores T_1 a T_4 , estos no requieren circuitería de conmutación forzada ya que, en el cambio de tracción a frenado, la corriente necesariamente tiene que cruzar por cero.

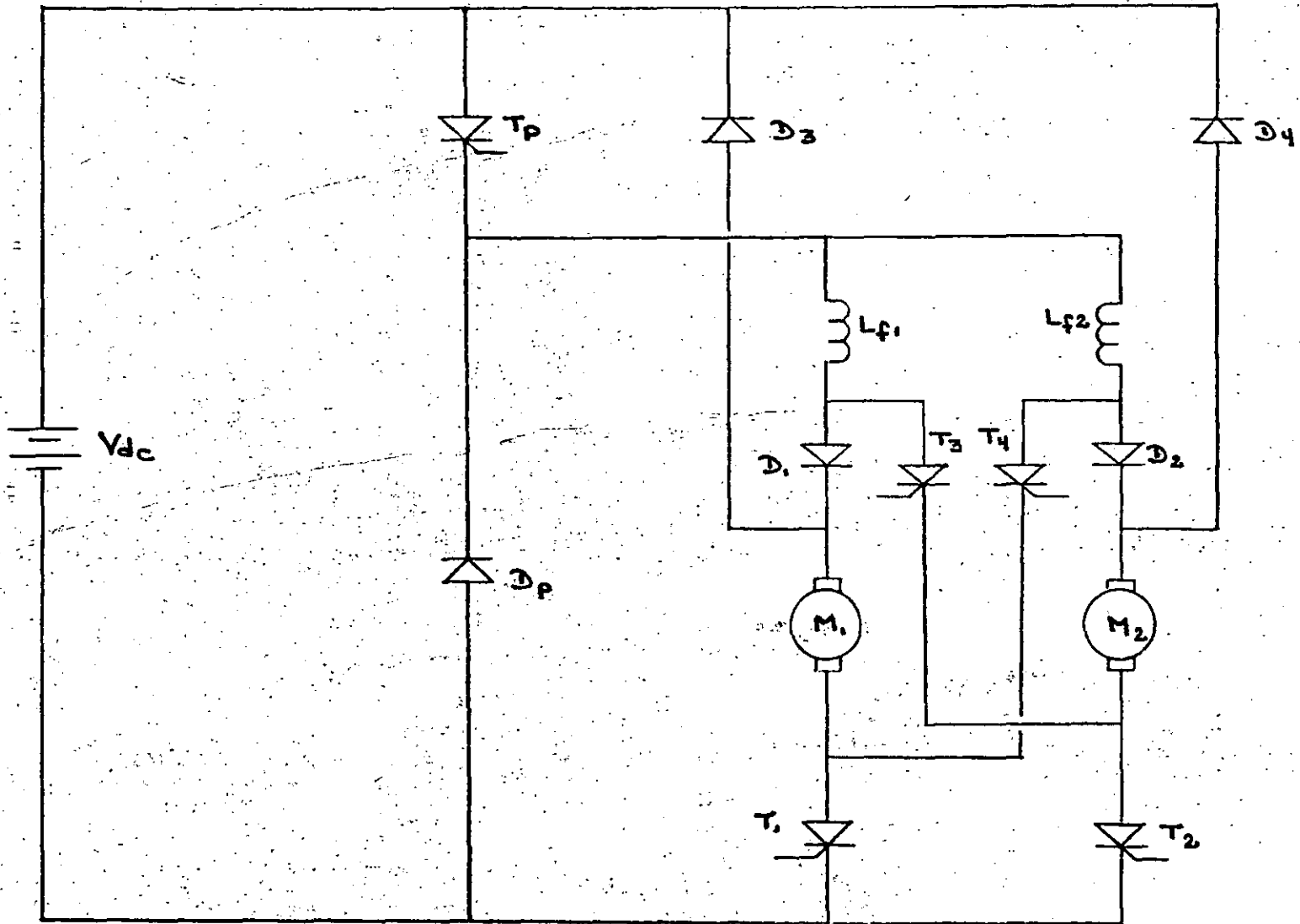


Figura 29.- Troceador para impulsión de máquinas de corriente directa.

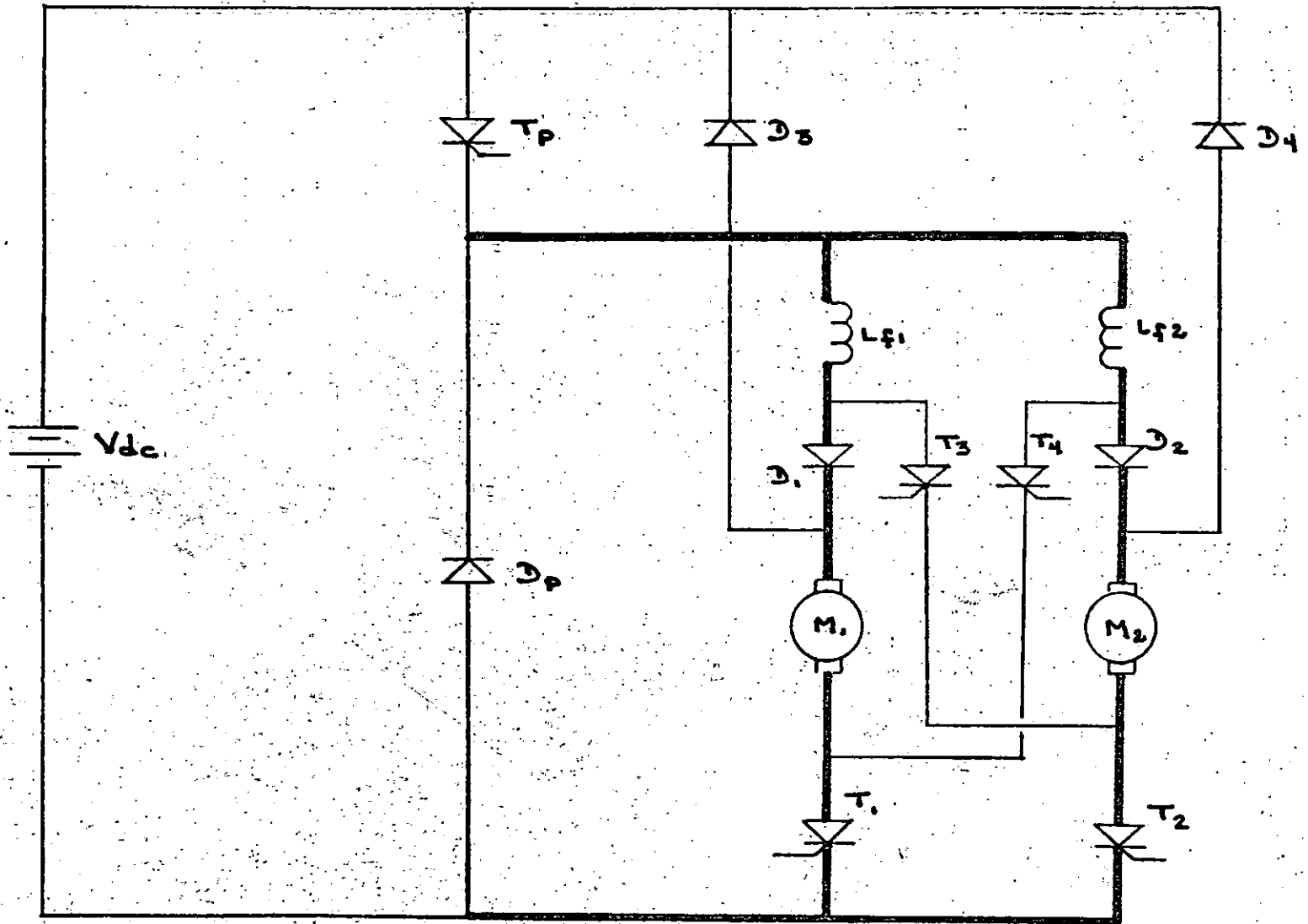


Figura 30.- Circuito activo en la operación como motor.

Figura 30.- Circuito activo durante el frenado.

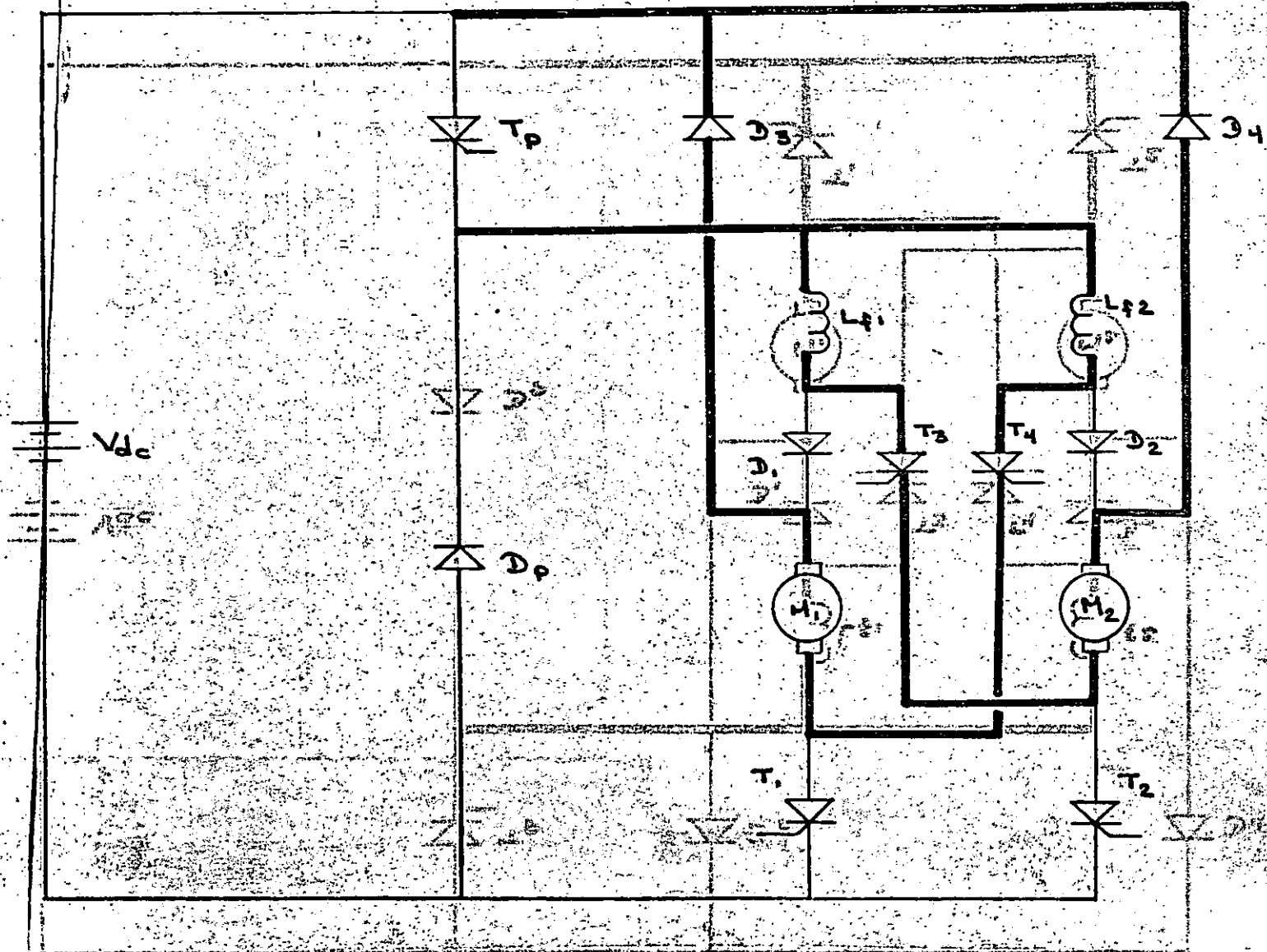


Figura 31.- Circuito activo durante el frenado.

ANEXO "A"
6-9-9



HIGH SPEED Silicon Controlled Rectifier 600 Volts (500-700) Amps RMS

C434/C435

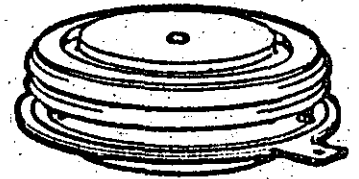


The General Electric C434 and C435 Silicon Controlled Rectifiers are designed for power switching at high frequencies. These are all-diffused Press Pak devices employing the field-proven amplifying gate in a new, low profile, low thermal resistant Press Pak housing.

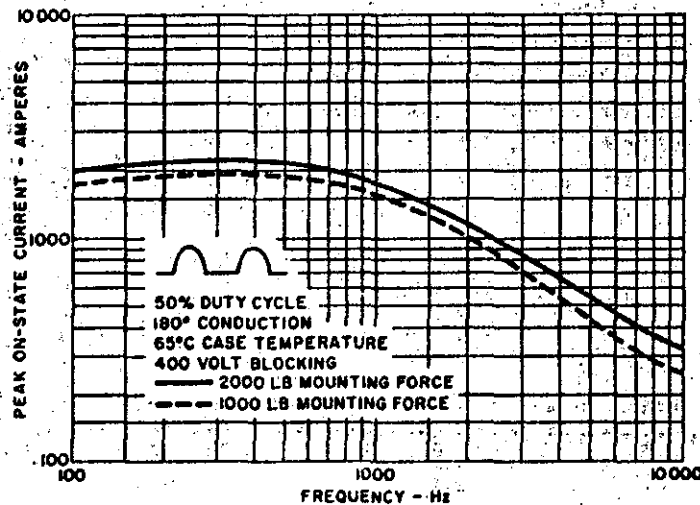
FEATURES:

- Fully characterized for operation in inverter and chopper applications.
- Low thermal resistance (0.04°C/W Junction-to-Case).
- High di/dt ratings.
- High dv/dt capability with selections available.
- Rugged hermetic glazed ceramic package having 0.5" creepage path.

IMPORTANT: Mounting instructions on the last page of this specification must be followed.



HIGH FREQUENCY CURRENT RATINGS



Equipment designers can use the C434 and C435 SCR's in demanding applications, such as:

- Choppers
- Inverters
- Electric Vehicles
- Regulated Power Supplies
- Cycloconverters
- DC to DC Converters
- High Frequency Lighting

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

TYPES	REPETITIVE PEAK OFF-STATE VOLTAGE, V_{ORM}^1 $T_J = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE, V_{RRM}^1 $T_J = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE, V_{RSM}^1 $T_J = 125^\circ\text{C}$
C434/C435A	100 Volts	100 Volts	150 Volts
C434/C435B	200	200	300
C434/C435C	300	300	400
C434/C435D	400	400	500
C434/C435E	500	500	600
C434/C435M	600	600	720
C434/C435S	700	700	840

¹Half sinewave waveform, 10 ms. maximum pulse width.

Peak One Cycle Surge (Non-Repetitive) On-State Current, I_{TSM} (60 Hz) – (2000 Lb. Mounting)	8000 Amperes
Peak One Cycle Surge (Non-Repetitive) On-State Current, I_{TSM} (60 Hz) – (800 Lb. Mounting)	7500 Amperes
I^2t (for fusing) for times ≥ 1.5 milliseconds – (2000 Lb.)	100,000 (RMS Ampere) ² Seconds
I^2t (for fusing) for times ≥ 1.5 milliseconds – (800 Lb.)	93,400 (RMS Ampere) ² Seconds
I^2t (for fusing) for times ≥ 8.3 milliseconds – (2000 Lb.)	250,000 (RMS Ampere) ² Seconds
I^2t (for fusing) for times ≥ 8.3 milliseconds – (800 Lb.)	233,000 (RMS Ampere) ² Seconds
Critical Rate-of-Rise of On-State Current, Non-Repetitive	800 A/ μ s †
Critical Rate-of-Rise of On-State Current, Repetitive	500 A/ μ s †
Average Gate Power Dissipation, $P_{G(AV)}$	2 Watts
Storage Temperature, T_{stg}	-40°C to +150°C
Operating Temperature, T_J	-40°C to +125°C
Mounting Force Required	800 Lbs. Min. (3.6 Kn) 2500 Lbs. Max. (11.1 Kn)

†di/dt ratings established in accordance with EIA-NEMA Standard RS-397, Section 5.2.2.6 for conditions of max rated V_{DRM} ; 20 volts, 20 ohms gate trigger source with 0.5 μ s short trigger current rise time.

CHARACTERISTICS

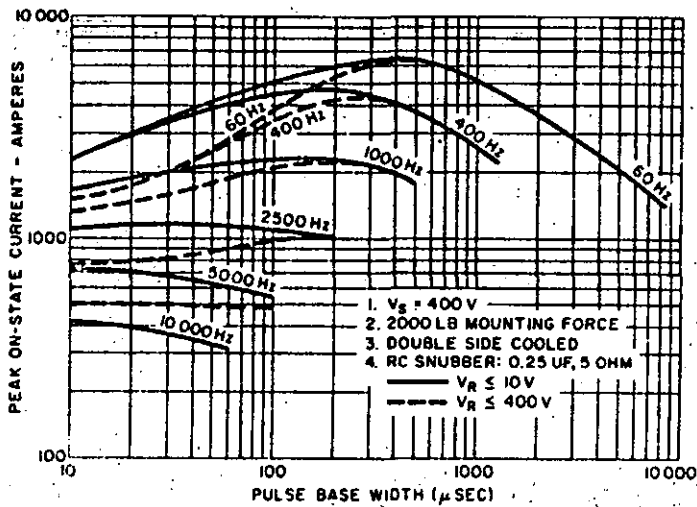
TEST	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITION	
Repetitive Off-State and Peak Reverse Current	I_{RRM} and I_{DRM}	—	5	15	mA	$T_J = +25^\circ\text{C}$, $V_{DRM} = V_{RRM}$	
Repetitive Off-State and Peak Reverse Current	I_{RRM} and I_{DRM}	—	20	45	mA	$T_J = 125^\circ\text{C}$, $V_{DRM} = V_{RRM}$	
Thermal Resistance (DC)	$R_{\theta JC}$	—	—	.04	°C/Watt	Junction-to-Case, Double-Side Cooling, 2000 lbs.	
		—	—	.05		Junction-to-Case, Double-Side Cooling, 800 lbs.	
Critical Rate-of-Rise of Forward Blocking Voltage (Higher values may cause device switching)	dv/dt	200	500	—	V/ μsec	$T_J = +125^\circ\text{C}$, Gate Open. $V_{DRM} = \text{Rated}$, Linear or Exponential Rising Waveform Exponential dv/dt = $\frac{V_{DRM}}{\tau}$ (.632)	
Higher minimum dv/dt selections available — consult factory.							
Holding Current	I_H	—	40	1000	mAdc	$T_C = +25^\circ\text{C}$, Anode Supply = 2+ Vdc, Initial On-State Current = 10 Amps.	
DC Gate Trigger Current	I_{GT}	—	70	200	mAdc	$T_C = +25^\circ\text{C}$, $V_D = 10\text{ Vdc}$, $R_L = 1\text{ Ohm}$	
		—	100	400		$T_C = -40^\circ\text{C}$, $V_D = 10\text{ Vdc}$, $R_L = 1\text{ Ohm}$	
		—	25	150		$T_C = +125^\circ\text{C}$, $V_D = 10\text{ Vdc}$, $R_L = 1\text{ Ohm}$	
DC Gate Trigger Voltage	V_{GT}	—	3	5	Vdc	$T_C = -40^\circ\text{C}$ to $+25^\circ\text{C}$, $V_D = 10\text{ Vdc}$, $R_L = 1\text{ Ohm}$	
		—	1.50	3.0		$T_C = +25^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, $V_D = 10\text{ Vdc}$, $R_L = 1\text{ Ohm}$	
		0.15	—	—		$T_C = +125^\circ\text{C}$, V_{DRM} , $R_L = 500\text{ Ohms}$	
Peak On-State Voltage	V_{TM}	—	2.3	2.5	Volts	$T_C = +25^\circ\text{C}$, $I_{TM} = 3000\text{ Amps}$. Peak Duty Cycle $\leq .01\%$. Pulse Width = 3.0 ms.	
Turn-On Delay Time	t_d	—	0.5	—	μsec	$T_C = +25^\circ\text{C}$, $I_{TM} = 50\text{ Adc}$, V_{DRM} . Gate Supply: 20 Volt Open Circuit, 20 Ohms, 0.1 μsec . max. rise time. ††, †††	
Conventional Circuit Commutated Turn-Off Time (with Reverse Voltage)	t_q				μsec	(1) $T_C = +125^\circ\text{C}$ (2) $I_{TM} = 500\text{ Amps}$ (3) $V_R = 50\text{ Volts Min.}$ (4) V_{DRM} (Reapplied) (5) Rate-of-Rise of reapplied off-state voltage = 20 V/ μsec (linear)	
		C434	—	8		†	(6) Commutation di/dt = 25 Amps/ μsec
		C435	—	12		†	(7) Repetition rate = 1 pps
							(8) Gate bias during turn-off interval = 0 volts, 100 ohms
Conventional Circuit Commutated Turn-Off Time (with Reverse Voltage)	t_q				μsec	(1) $T_C = +125^\circ\text{C}$ (2) $I_{TM} = 500\text{ Amps}$ (3) $V_R = 50\text{ Volts Min.}$ (4) V_{DRM} (Reapplied) (5) Rate-of-Rise of reapplied off-state voltage = 200 V/ μsec (linear)	
		C434	—	12		14	(6) Commutation di/dt = 25 Amps/ μsec
		C435	—	17		20	(7) Repetition rate = 1 pps
							(8) Gate bias during turn-off interval = 0 volts, 100 ohms
Conventional Circuit Commutated Turn-Off Time (with Feedback Diode)	$t_{q(\text{diode})}$				μsec	(1) $T_C = +125^\circ\text{C}$ (2) $I_{TM} = 500\text{ Amps}$ (3) $V_R = 1\text{ Volt}$ (4) V_{DRM} (Reapplied) (5) Rate-of-Rise of reapplied off-state voltage = 200 V/ μsec (linear)	
		C434	—	18		†	(6) Commutation di/dt = 25 Amps/ μsec
		C435	—	25		†	(7) Repetition rate = 1 pps
							(8) Gate bias during turn-off interval = 0 volts, 100 ohms

† Consult factory for specified maximum turn-off time.

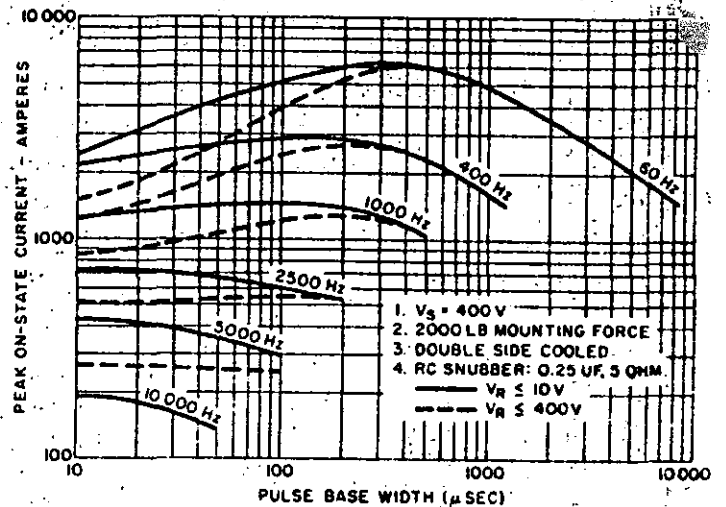
†† Delay time may increase significantly as the gate drive approaches the I_{GT} of the Device Under Test.

††† Current risetime as measured with a current probe, or voltage risetime across a non-inductive resistor.

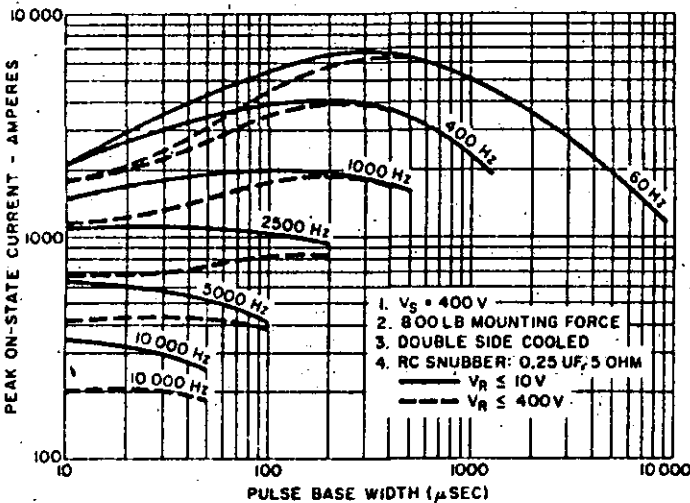
SINEWAVE CURRENT DATA



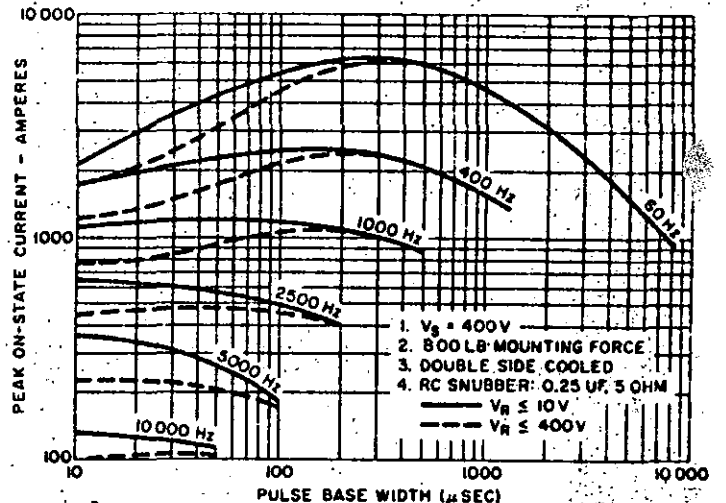
1. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH FOR $T_C = 65^\circ C$ (2000 LBS. MOUNTING, DOUBLE-SIDE COOLING)



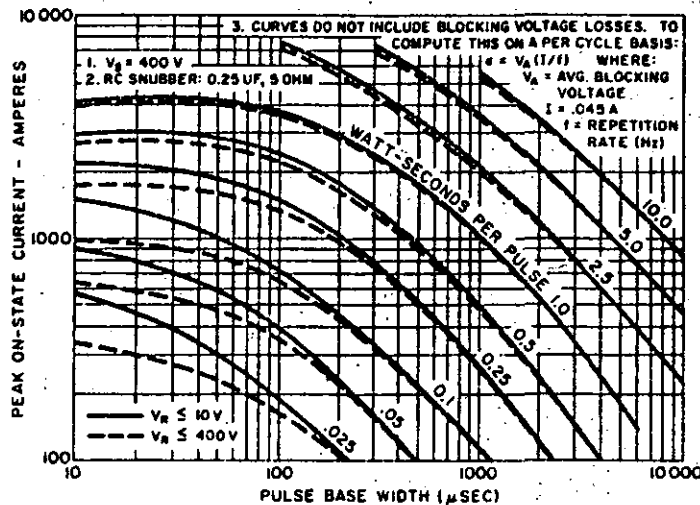
2. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH FOR $T_C = 90^\circ C$ (2000 LBS. MOUNTING, DOUBLE-SIDE COOLING)



3. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH FOR $T_C = 65^\circ C$ (800 LBS. MOUNTING DOUBLE-SIDE COOLING)

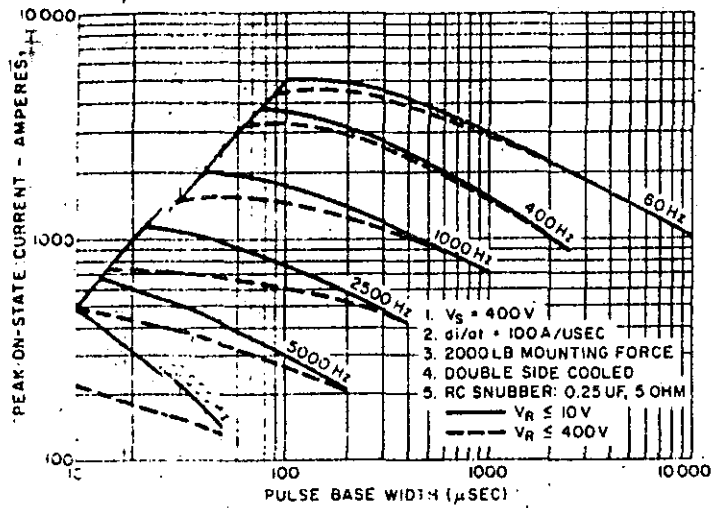


4. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH FOR $T_C = 90^\circ C$ (800 LBS. MOUNTING DOUBLE-SIDE COOLING)

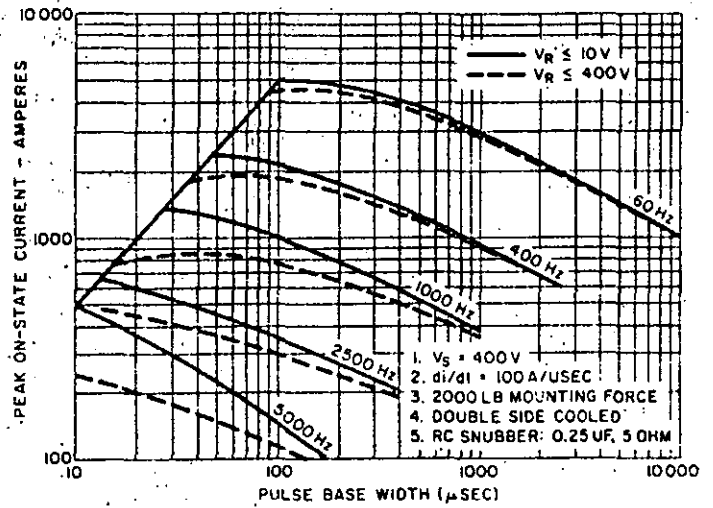


5. ENERGY PER PULSE FOR SINUSOIDAL PULSES

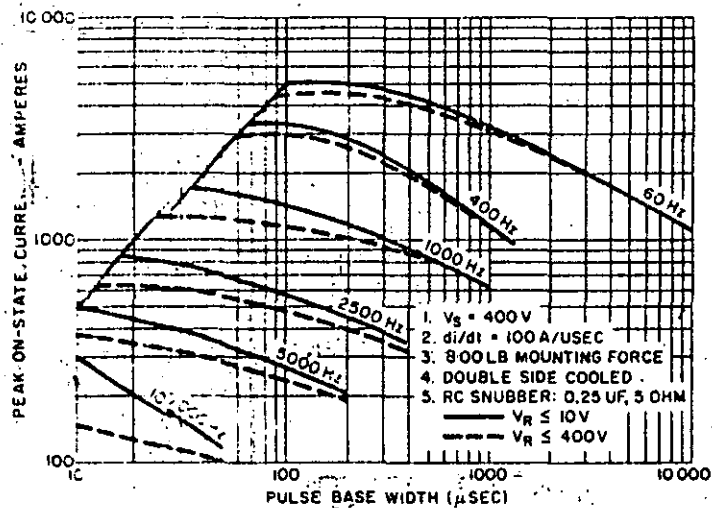
TRAPEZOIDAL WAVE CURRENT DATA



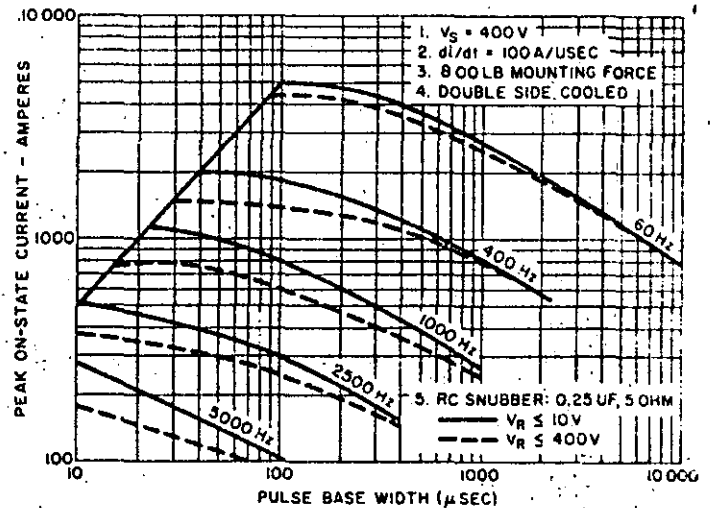
6. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH FOR $T_c = 65^\circ\text{C}$ & 2000 LBS. MOUNTING



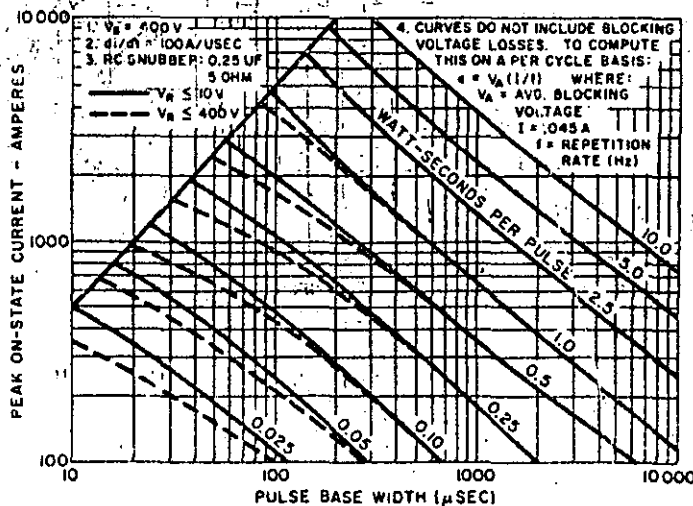
7. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH FOR $T_c = 90^\circ\text{C}$ & 2000 LBS. MOUNTING



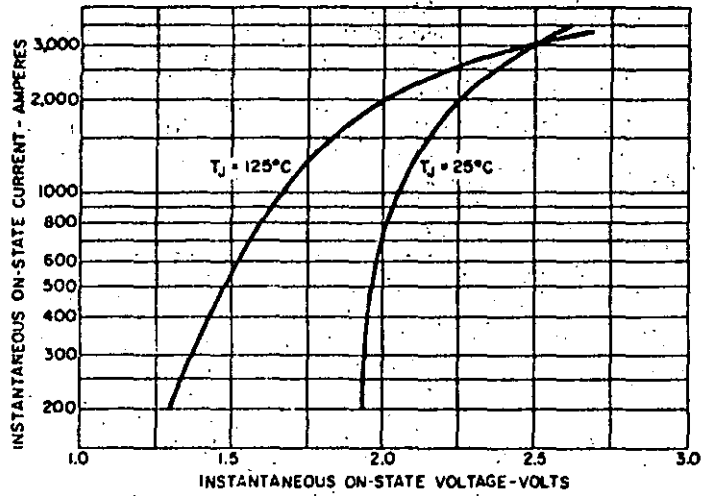
8. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH FOR $T_c = 65^\circ\text{C}$ & 800 LBS. MOUNTING



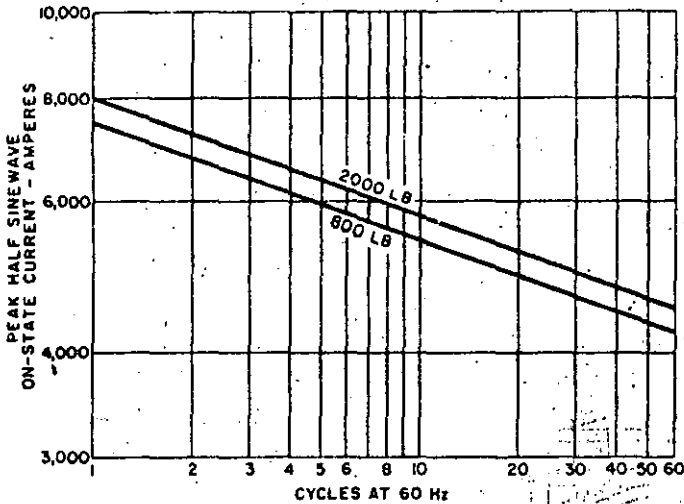
9. MAXIMUM ALLOWABLE PEAK ON-STATE CURRENT VS. PULSE WIDTH FOR $T_c = 90^\circ\text{C}$ & 800 LBS. MOUNTING



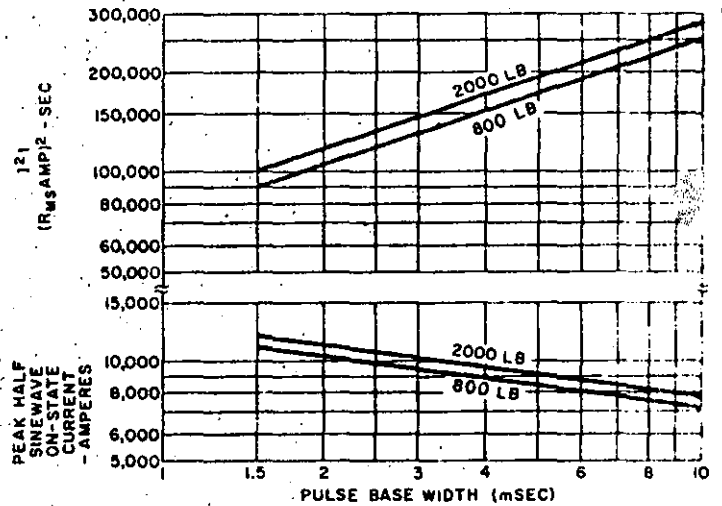
10. ENERGY PER PULSE FOR TRAPEZOIDAL CURRENT PULSES



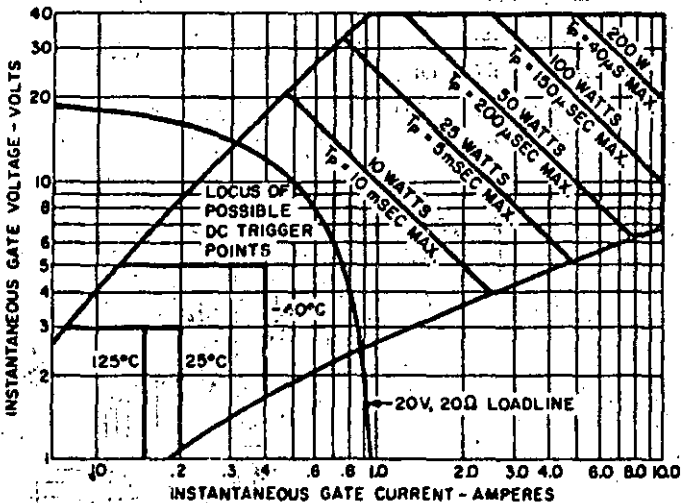
11. MAXIMUM ON-STATE CHARACTERISTICS



12. SURGE (NON-REPETITIVE) ON-STATE CURRENT



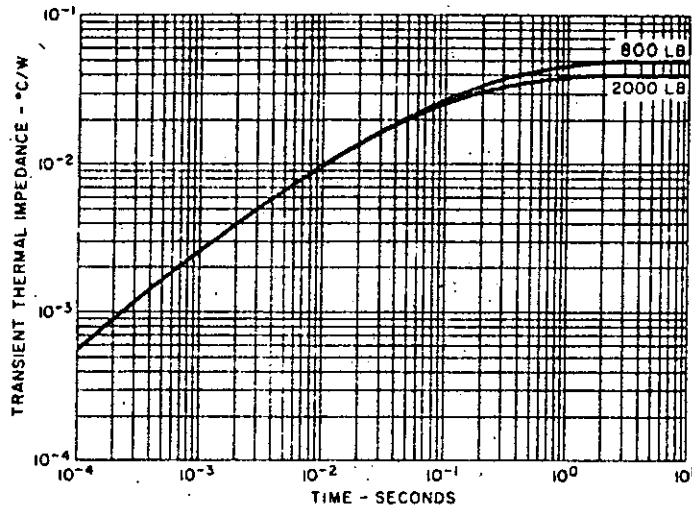
13. SUB-CYCLE (NON-REPETITIVE) ON-STATE CURRENT AND I^2t RATING



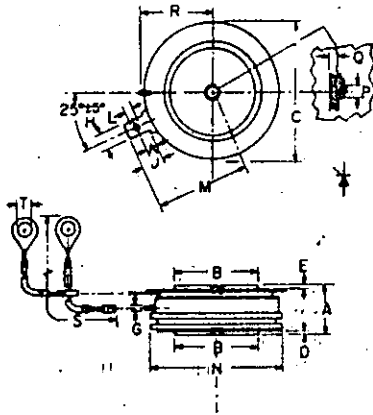
14. GATE TRIGGER CHARACTERISTICS POWER RATINGS

NOTES:

1. The locus of possible dc trigger points lie outside the boundaries shown at various case temperatures.
2. $20V - 20\Omega$ is the minimum gate source load line when rate of circuit current rise $> 100 \text{ amp}/\mu\text{s}$ or anode rate of current rise $> 200 \text{ amp}/\mu\text{s}$ ($T_p = 5 \mu\text{s}$ min., $0.5 \mu\text{s}$ max. rise time). Maximum, long-term repetitive anode, $di/dt = 500 \text{ amp}/\mu\text{s}$ with $20V - 20\Omega$ gate source.



15. TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE –
JUNCTION-TO-CASE



SYM.	INCHES		METRIC - MM	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	.560	.605	14.22	15.37
B	.985	.995	25.01	25.27
C	1.600	1.650	40.64	41.91
D	.030	-	.76	-
E	.040	-	1.01	-
G	.057	.059	1.44	1.50
H	.186	.191	4.72	4.85
J	.245	.255	6.22	6.48
K	.115	.130	2.92	3.30
L	.064	.070	1.62	1.78
M	-	1.120	-	28.43
N	-	1.585	-	40.26
P	.135	.145	3.42	3.68
Q	.070	.080	1.77	2.01
R	-	.875	-	22.23
S	12.219	12.343	310.36	313.51
T	.137	.151	3.47	3.87

OUTLINE DRAWING

SUGGESTED MOUNTING METHODS FOR PRESS-PAKS TO HEAT DISSIPATORS

When the Press-Pak is assembled to a heatsink in accordance with the following general instructions, a reliable and low thermal resistance interface with result.

1. Check each mating surface for nicks, scratches, flatness and surface finish. The heat dissipator mating surfaces should be flat within .0005 inches and have a surface finish of 63 micro-inches.

2. It is recommended that the heat dissipator be plated with nickel, tin or gold iridite. Bare aluminum or copper surfaces will oxidize in time resulting in excessively high thermal resistance.

3. Sand each surface *lightly* with 600 grit paper just prior to assembly. Clean off and apply silicone oil (GE SF1154 200, centistoke viscosity) or silicone grease (GE G623 or Dow Corning DC 3, 4, 340 or 640). Clean off and apply again as a *thin* film. (A thick film will adversely affect the electrical and thermal resistances.)

4. Assemble with the specified mounting force applied through a self-leveling, swivel connection. The force has to be evenly distributed over the full area. Center holes on both top and bottom of the Press-Pak are for locating purposes only.



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

ELECTRONICA DE POTENCIA

CAPITULO 7
INVERSORES

ING. HUGO CALLEJA GJUMLICH

JUNIO , 1985

INVERSORES.

1.- INTRODUCCION

Los inversores son convertidores estáticos que realizan la conversión de corriente directa a corriente alterna. El término "estático" se refiere a que no emplean elementos de almacenamiento de energía.

El principio en el cual se basa su funcionamiento es muy sencillo: consiste en conectar y desconectar sucesivamente una batería de la carga, invirtiendo la polaridad en cada conexión. En la figura 1 se muestran esquemáticamente tres inversores monofásicos: en la figura 1.a se ilustra el inversor con transformador de toma central; en la 1.b se muestra el inversor denominado "medio puente"; y en la 1.c se tiene el denominado "puente".

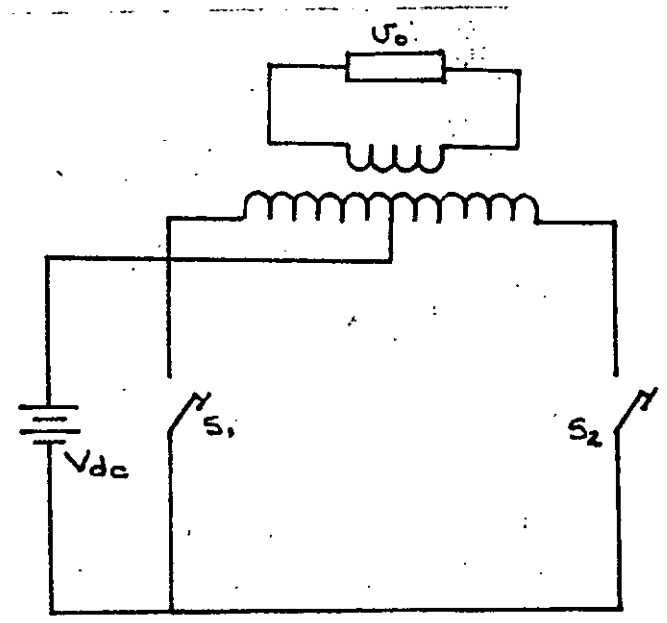
Tomando como referencia el inversor tipo puente, cuando se cierran los interruptores S1 y S2, el extremo izquierdo de la carga es positivo; a su vez, cuando se cierran S3 y S4, el extremo derecho es positivo. Por lo tanto, accionando por pares los interruptores, se genera en la carga un voltaje alterno.

En la figura 1 los interruptores se muestran como ideales, en la práctica estos interruptores se implementan con dispositivos de estado sólido: rectificadores controlados de silicio en la mayoría de los diseños, y transistores bipolares en menor escala.

La problemática del diseño de inversores reside en la implementación de redes de conmutación forzada, para aparatos con SCRs; y de impulsores de base, para aparatos con TBJs; asimismo, se tiene el inconveniente de que la forma de onda básica generada por un inversor, es una onda cuadrada.

A continuación se analizan algunos inversores construidos con tiristores, y posteriormente se describen las técnicas de control de voltaje aplicables a los mismos.

a)



b)

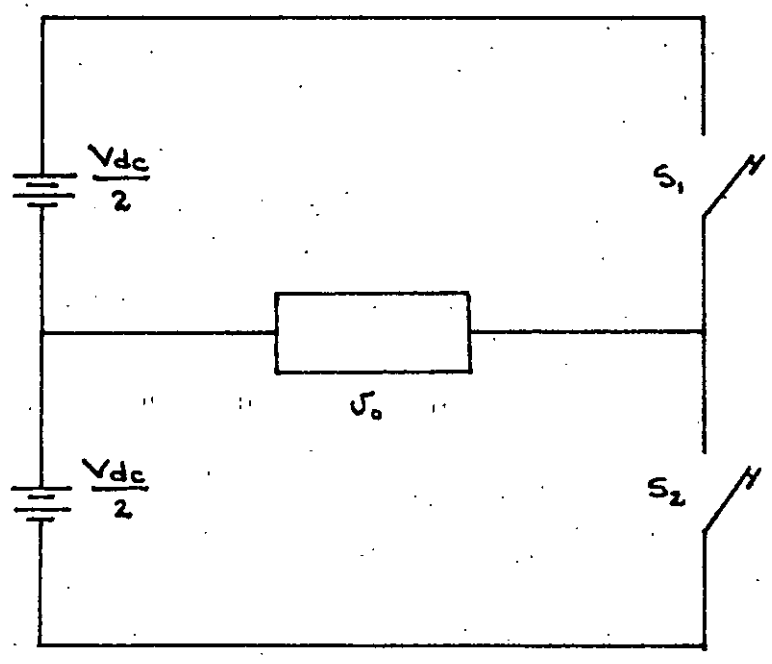
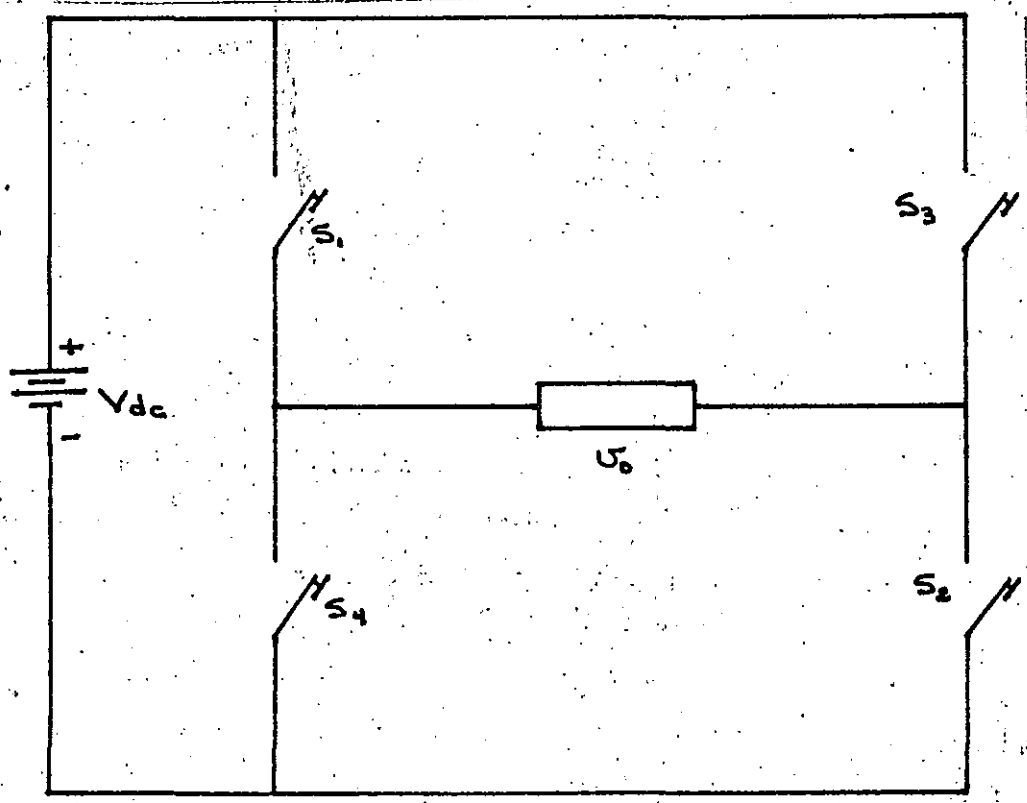


Figura 3.1.- a) Inversor con transformador de toma central.
 b) Inversor tipo medio puente.
 c) Inversor tipo puente.

c)



2.- INVERSOR DE CONMUTACION POR IMPULSO.

Este tipo de inversor, también denominado "Mc Murray", se muestra en la figura 2 en la configuración medio puente.

Los rectificadores principales, SCR1 y SCR2, se encienden secuencialmente para generar una tensión alterna en la carga. Cuando esta es reactiva, los diodos D1 y D2 conducen durante parte de los semiciclos regresando energía de la carga a las baterías. La conmutación de los tiristores principales se efectúa con ayuda de los auxiliares SCR1a y SCR2a, los cuales, en combinación con el capacitor C y la inductancia L, generan el impulso de apagado.

Este circuito puede usarse en una gama muy amplia de frecuencias; el límite superior está impuesto por la velocidad de conmutación de los tiristores usados. Este límite corresponde a un periodo unas 10 veces más largo que el tiempo total de apagado.

2.1.- DESCRIPCION DEL PROCESO DE CONMUTACION.

A continuación se describe la forma en la cual se realiza la conmutación es este inversor. La descripción supone que la corriente de carga permanece constante durante el proceso.

2.1.1.- CONMUTACION CON CARGA MINIMA.

Suponga que inicialmente SCR1 está conduciendo corriente de la batería superior, a la carga; y que el capacitor está cargado con la terminal "Y" positiva con respecto a la terminal "X". Se supone que esta carga la adquirió el capacitor durante una etapa anterior y que, ya que solo SCR1 está encendido, permanecerá en él.

Entonces, para apagar a SCR1, debe encenderse SCR1a. Cuando esto ocurre, se tiene el circuito activo que se muestra en la figura 3.

Al momento de encenderse SCR1a, se genera un pulso de corriente que fluye a través del circuito resonante formado por el capacitor y la inductancia; En el nodo "Z" se tiene entonces una suma de corrientes: por un lado entran al nodo la corriente que conduce SCR1, y el pulso de corriente; y por el otro lado sale la corriente de carga.

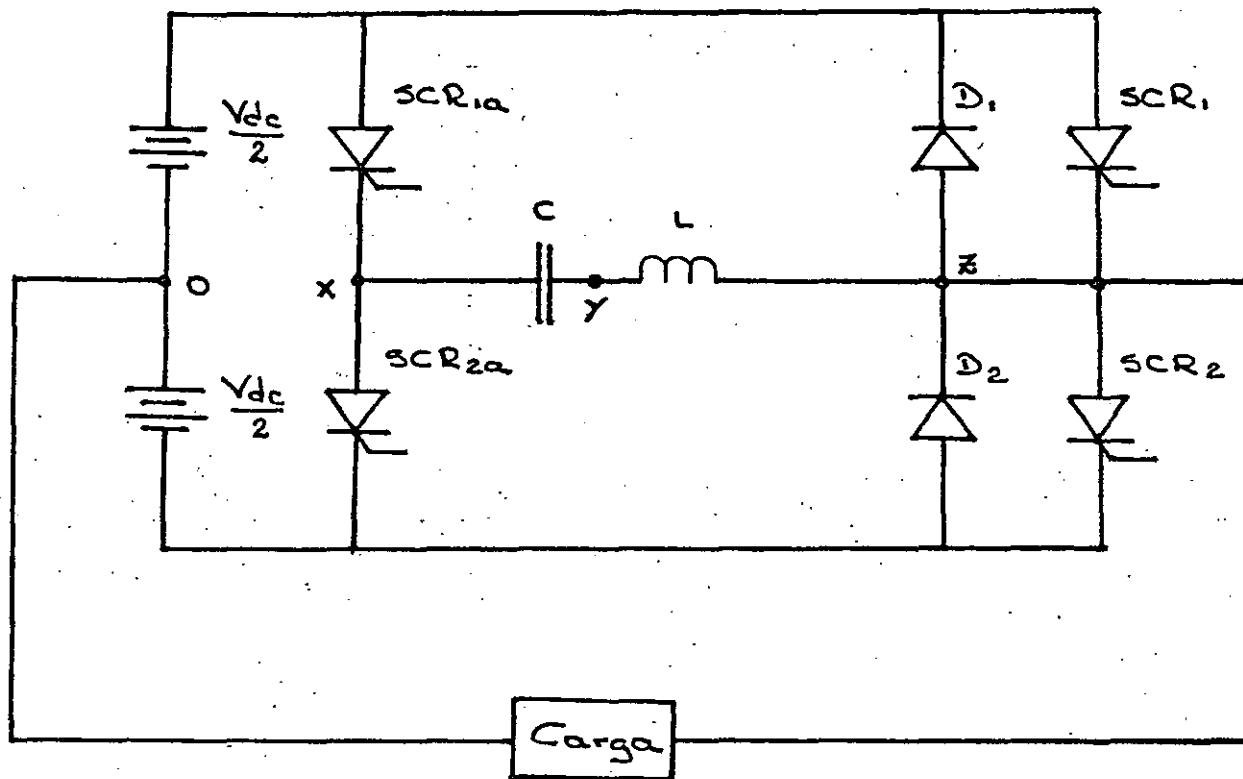


Figura 2.- Diagrama del inversor conmutado por impulso.

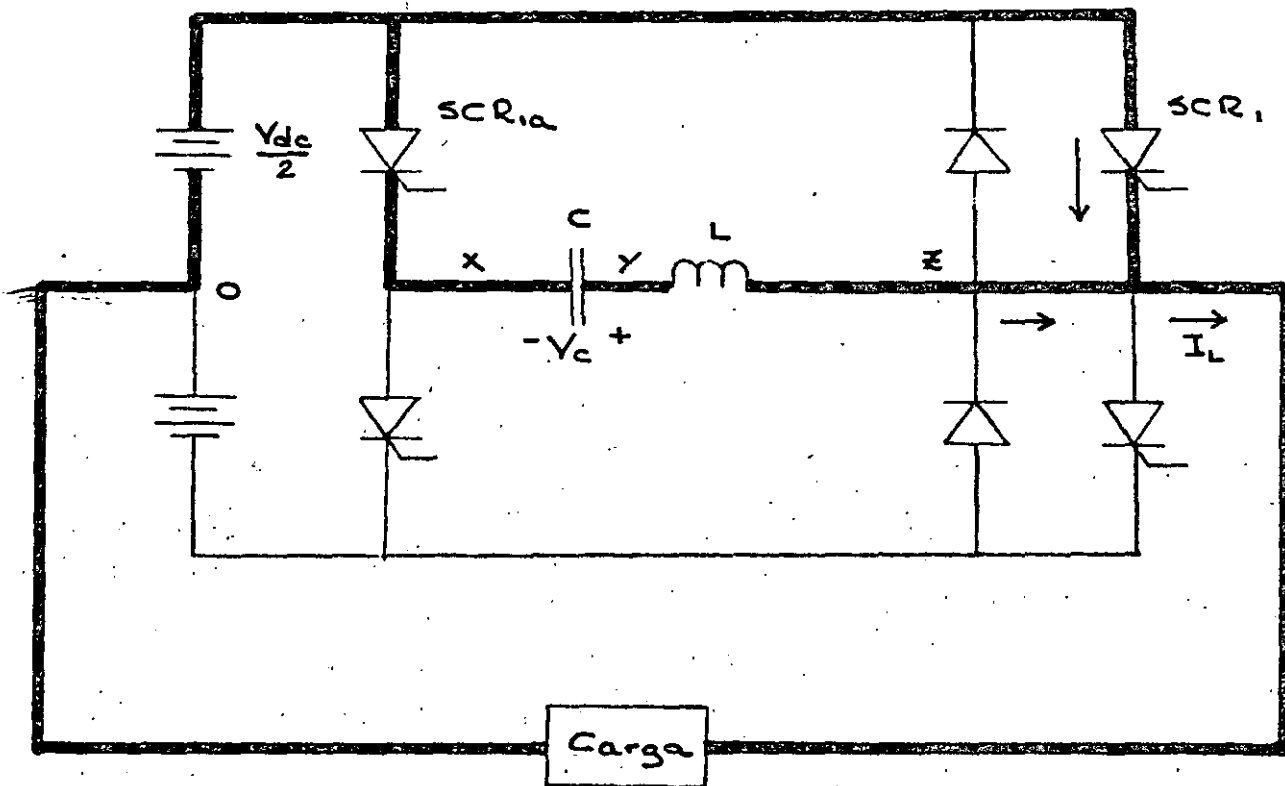


Figura 3.- Circuito activo durante la primera etapa de la conmutación.

El pulso de corriente tiende a aumentar su amplitud y, dado que la corriente de carga es constante, la corriente a través de SCR1 decrece. Eventualmente, la amplitud del pulso igualará el valor que estaba conduciendo SCR1; en ese momento la corriente a través de este último tiristor se anula. El exceso del pulso de corriente (i.e.: aquella que se obtiene al restar la corriente de carga del pulso de corriente) fluye a través de el diodo D1, obteniéndose el circuito activo que se muestra en la figura 4.

Durante el lapso en el cual D1 está encendido, la caída de tensión a través de él aparece como un voltaje inverso sobre SCR1, contribuyendo a apagarlo.

Después de alcanzar su valor máximo, el pulso de corriente decrece hasta anularse, y cuando esto ocurre se dispara SCR2.

En este momento, SCR1 está nuevamente polarizado en directa pero apagado; un segundo pulso de corriente, más pequeño que el anterior, fluye a través de SCR1a, C, L y SCR2, con lo cual termina de cargarse el capacitor. Al terminar este segundo pulso, SCR1a queda inversamente polarizado y se apaga.

Debe notarse que ahora el capacitor queda con una carga de polaridad opuesta a la que tenía cuando se disparó SCR1a (debido a la dirección de flujo del pulso de corriente); esta polaridad es la adecuada para conmutar a SCR2.

Las formas de onda para un ciclo en régimen permanente se muestran en la figura 6. En la figura 7 se muestra el detalle de la conmutación.

2.1.2.- CONMUTACION CON CARGA INDUCTIVA

Cuando la carga del inversor es inductiva, el diodo D2 conduce antes de que se dispare SCR2; esto ocurre cuando la amplitud del pulso de corriente decae a un valor inferior a I_L , y se tiene el circuito activo de la figura 8. La energía almacenada en la inductancia ocasionará que el capacitor se cargue a un potencial más alto; este aumento en el voltaje del capacitor produce un pulso de corriente aún más amplio, lo que permite manejar corrientes de carga mayores.

Este circuito tiene entonces la característica de que la amplitud del pulso de conmutación varía con la carga.

Las formas de onda para carga inductiva se muestran en la figura 9. En la figura 10 se muestra el detalle de la conmutación. Se supone que la inductancia presente en la carga es lo suficientemente grande como para evitar algún cambio apreciable en la corriente de carga durante la conmutación.

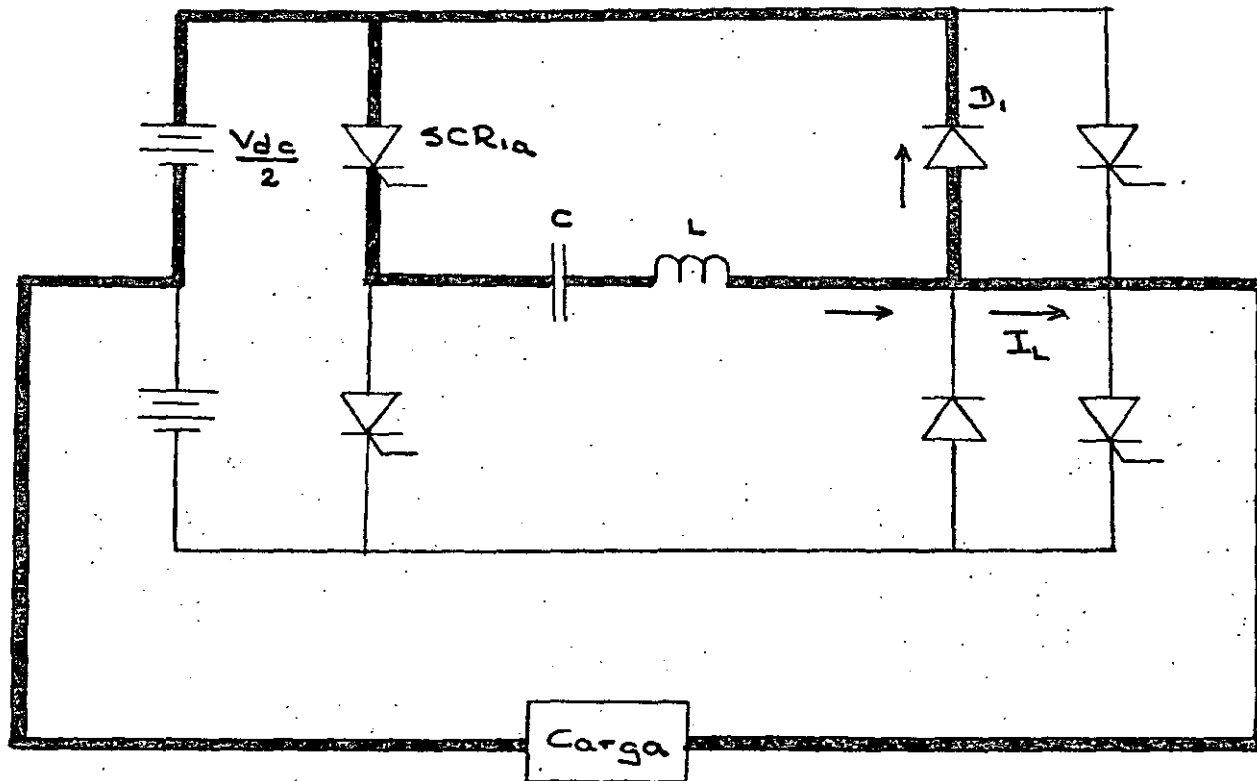


Figura 4.- Circuito activo durante la segunda etapa de la conmutación.

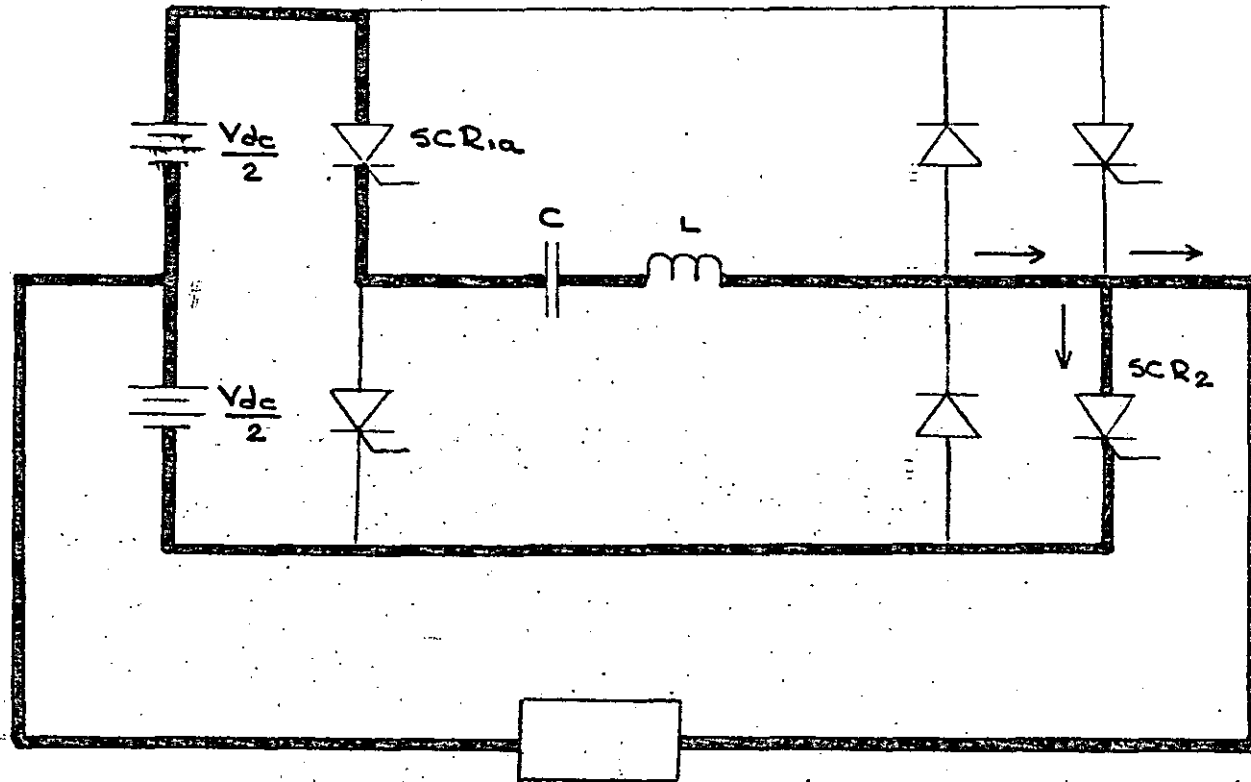


Figura 5.- Circuito activo durante la tercera etapa de la conmutación, con carga mínima.

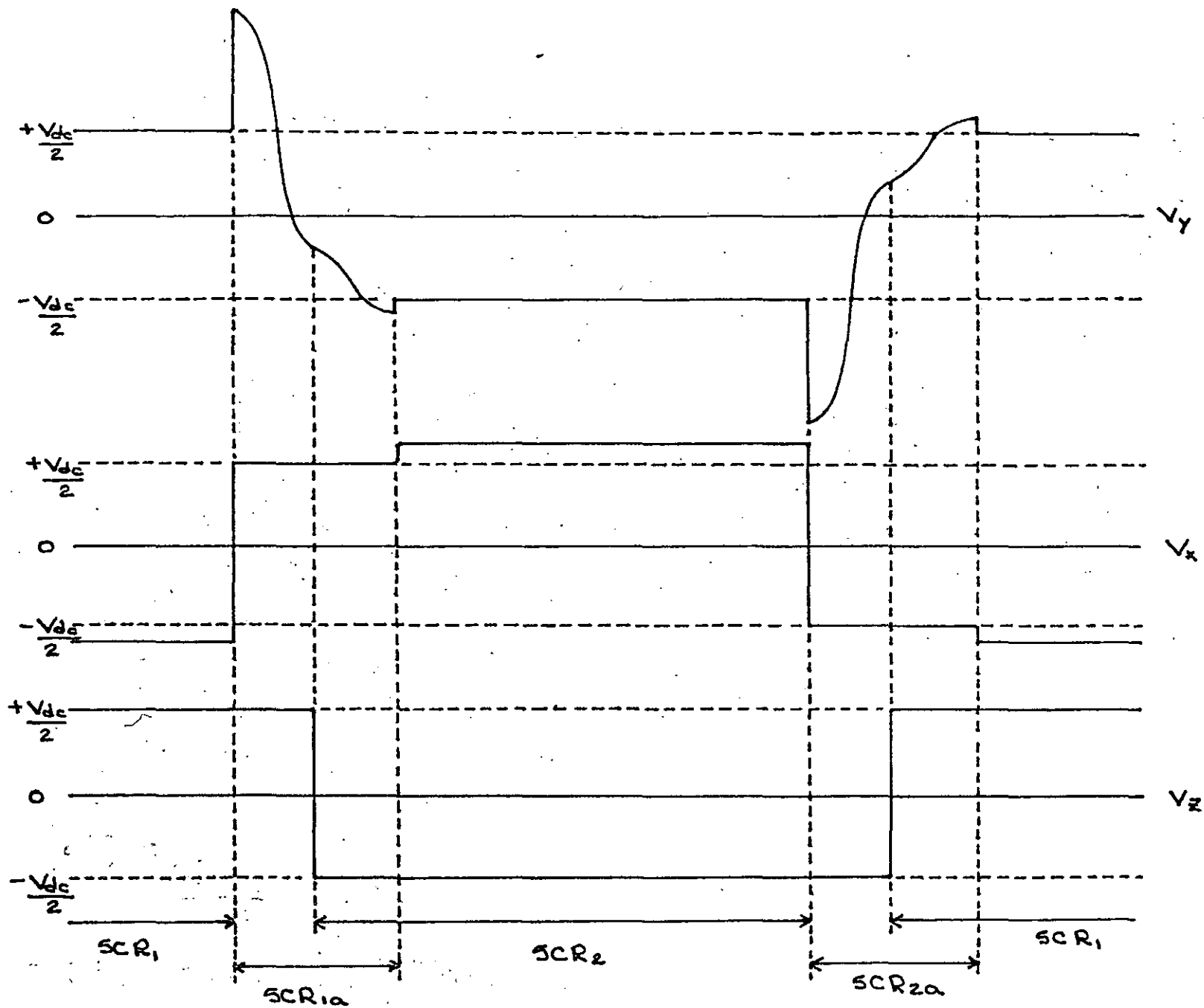


Figura 6.- Formas de onda

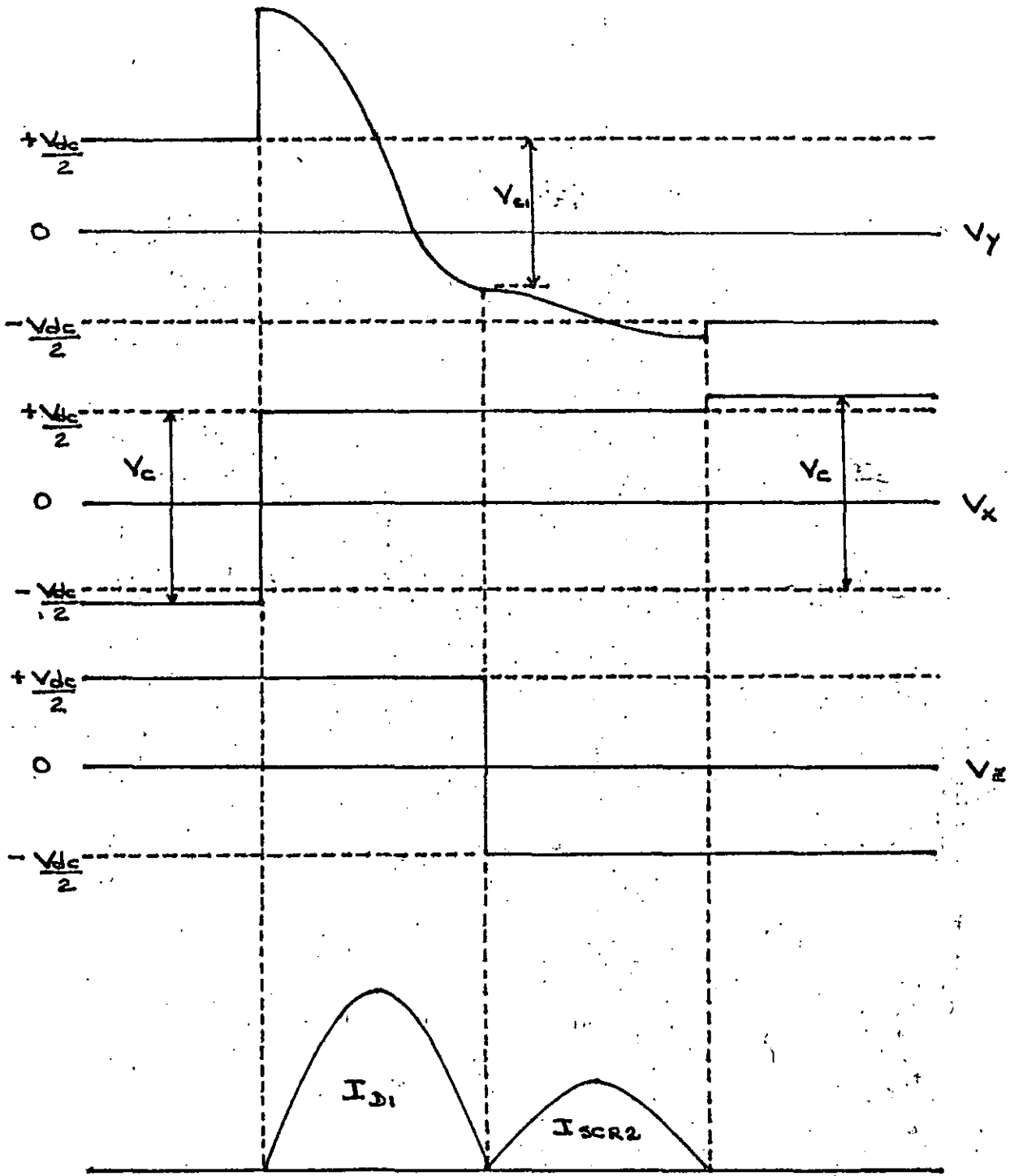


Figura 7:- Detalle de la conmutación

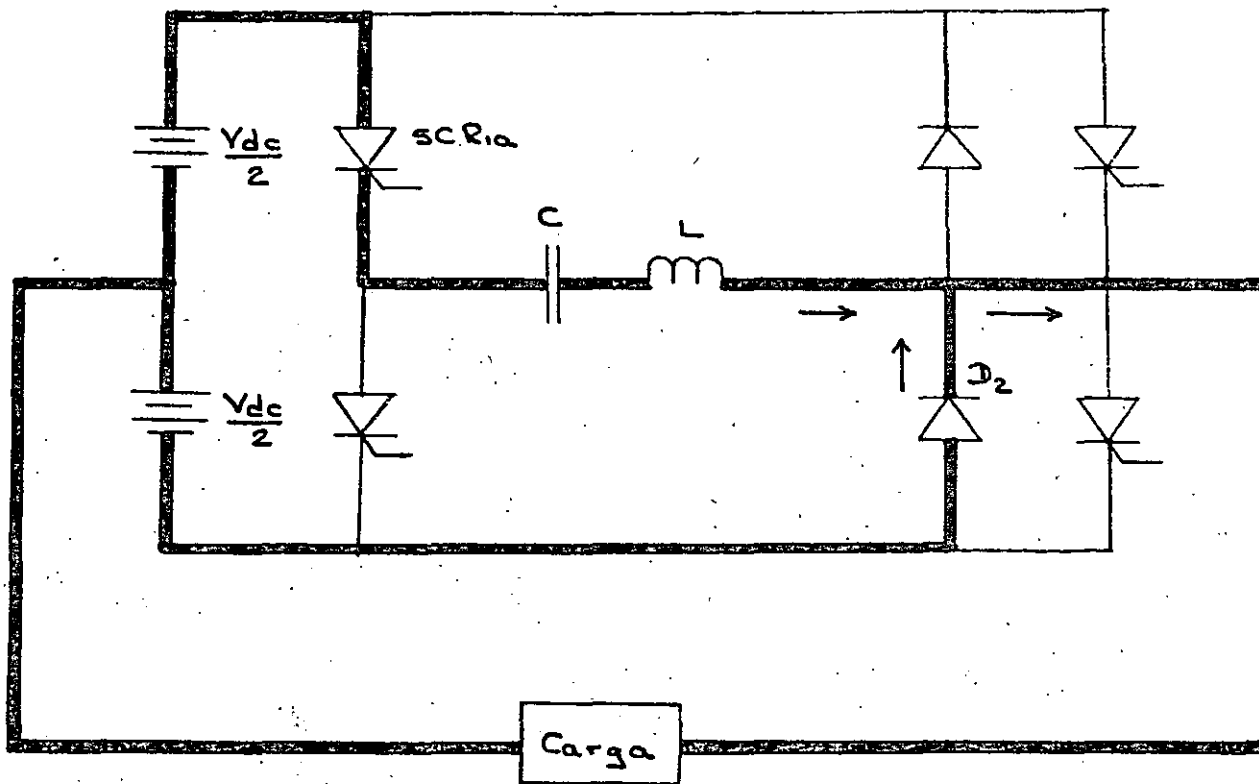


Figura 8.- Circuito activo durante la tercera etapa de la conmutación, con carga inductiva.

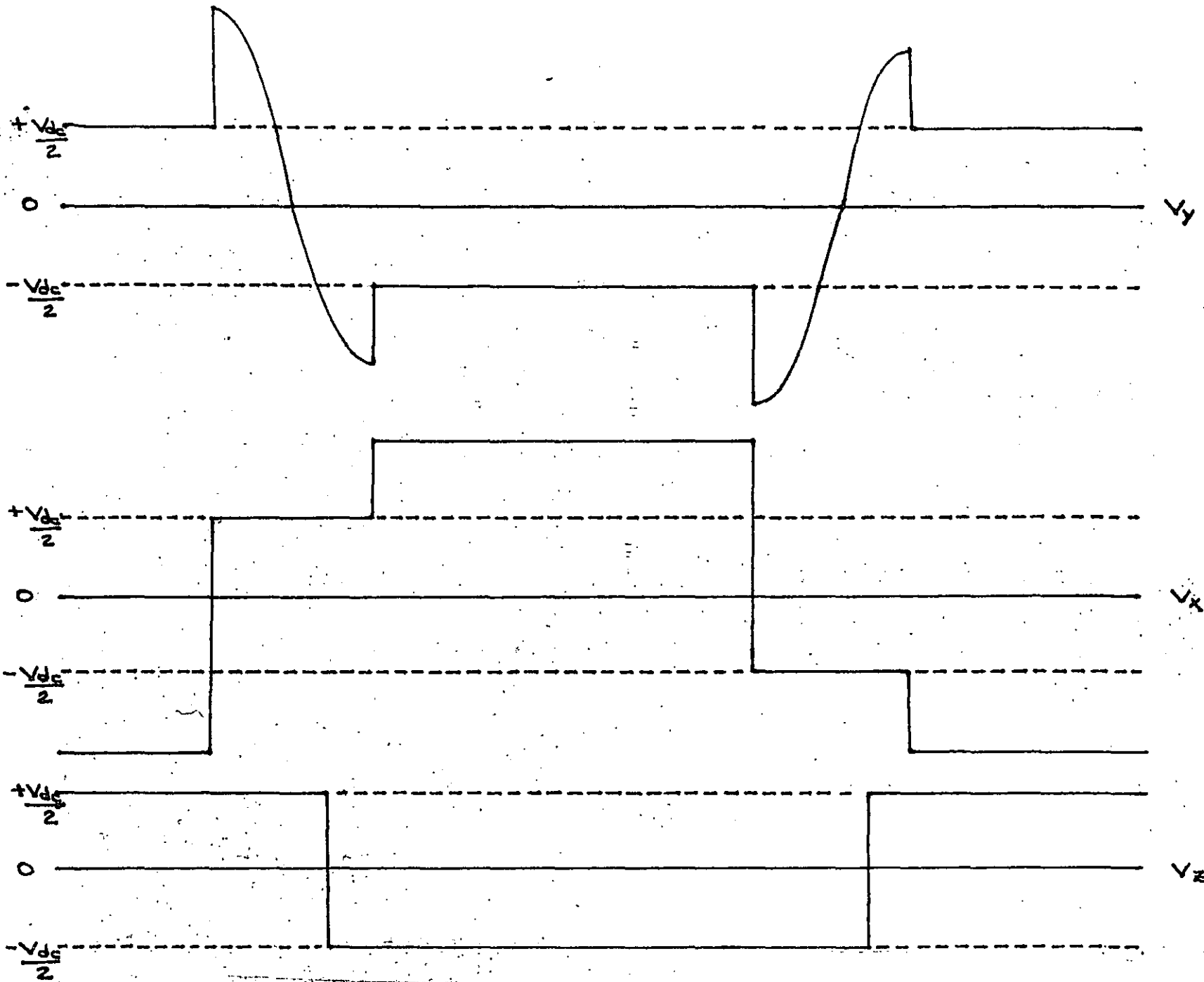


Figura 9.- Formas de onda para un ciclo, en estado estacionario y con carga reactiva.

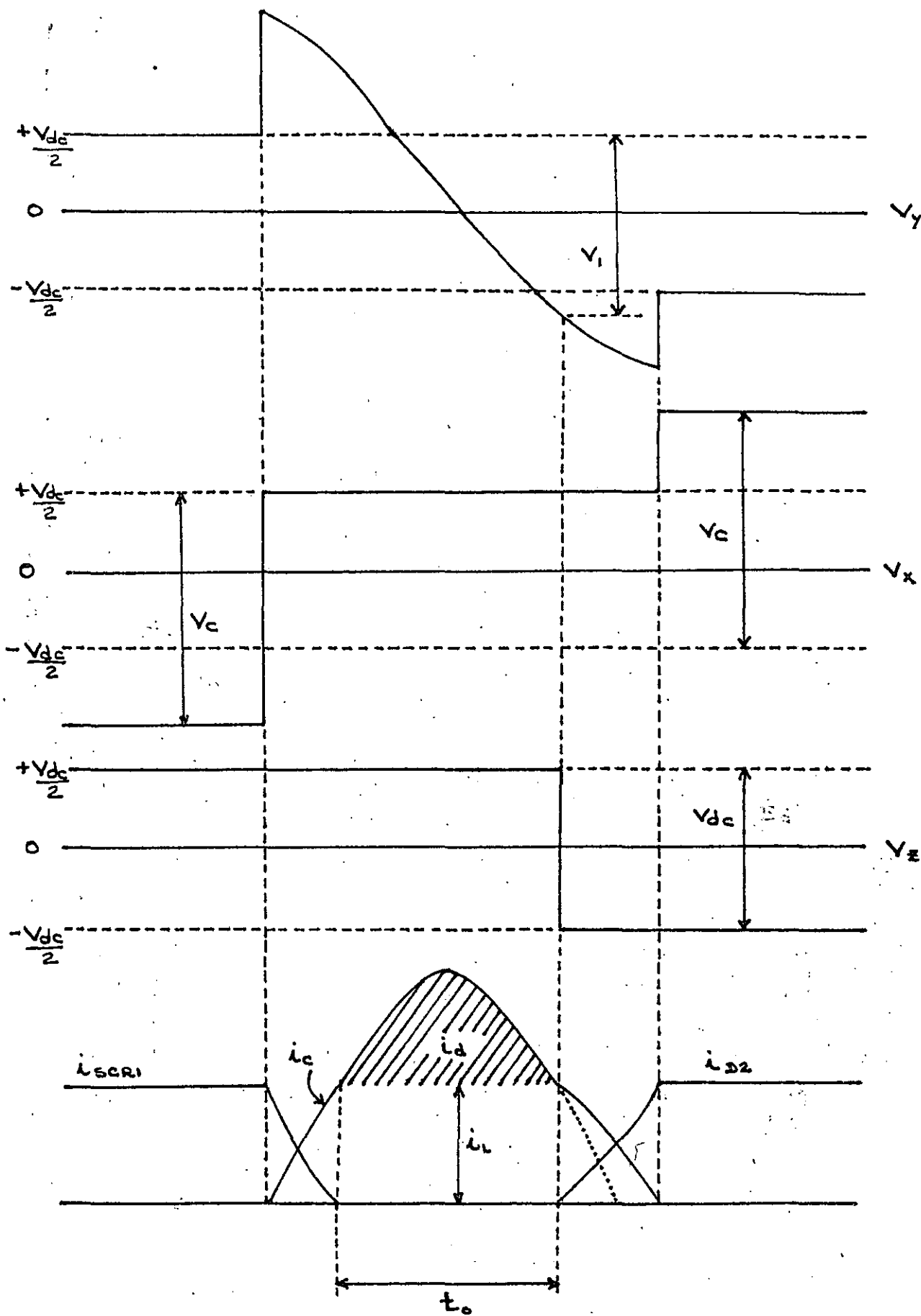
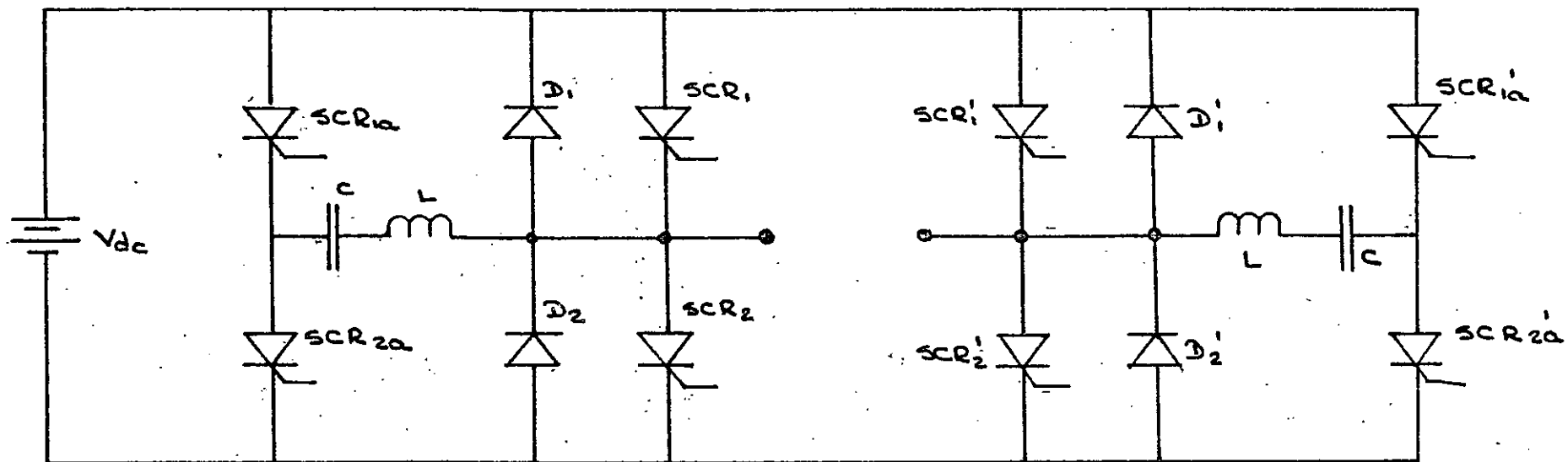


Figura 10.- Detalle de la conmutación

El tiempo "to" disponible para que el tiristor principal recobre su estado de bloqueo es aquel en el cual el diodo conduce el exceso de corriente del pulso de conmutación.

Por otra parte, en las formas de onda anteriores se dispara SCR2 π LC segundos después del disparo de SCR1a; sin embargo, la operación del aparato mejora si se adelanta el disparo de SCR2. El lapso óptimo entre disparos de SCR1a y SCR2 es de $0.767 \sqrt{LC}$. Con este valor, el aparato tolerará variaciones en la carga, hasta el máximo especificado, sin que falle la conmutación.

El inversor "Mc Murray" puede implementarse en la configuración puente, tal como se muestra en la figura 11; como puede verse, es necesario duplicar el circuito básico.



> Figura 11.- Inversor conmutado por impulso en configuración puente.

2.2.- ANALISIS DEL INVERSOR

Para analizar este inversor se utilizarán los resultados del apéndice I, aplicando las condiciones iniciales correspondientes, y se supondrá que el circuito de conmutación tiene pocas pérdidas.

Cuando el aparato está en el primer lapso de la conmutación (el que se muestra en la figura 3), las condiciones iniciales son, de I.17 y I.18:

$$V_i = -V_c$$

$$I_i = 0$$

$$V_{dc} = 0$$

Por lo tanto, las ecuaciones que describen el comportamiento del circuito es este lapso son:

$$(1) \quad i_c(t) = \frac{V_c}{X} \text{sen}(wt) \exp\left(\frac{-wt}{2Q}\right)$$

$$(2) \quad v_c(t) = -V_c \text{cos}(wt) \exp\left(\frac{-wt}{2Q}\right)$$

Al finalizar este lapso, en el instante "t1", los valores correspondientes son:

$$(3) \quad I_1 = \frac{V_c}{X} \text{sen}(w t_1) \exp\left(\frac{-w t_1}{2Q}\right)$$

$$(4) \quad V_{c1} = -V_c \text{cos}(w t_1) \exp\left(\frac{-w t_1}{2Q}\right)$$

con:

$$(5) \quad \frac{\pi}{2} < w t_1 < \pi$$

Para la segunda etapa de la conmutación (correspondiente a la figura 5), las condiciones iniciales son:

$$V_i = V_{c1}$$

$$I_i = I_1$$

$$V_{dc} = V_{dc}$$

Las ecuaciones que corresponden a esta etapa son:

$$(6) \quad i_c(t) = \left(\frac{V_{dc} - V_{c1}}{X} \sin(\omega t) + I_1 \cos(\omega t) \right) \exp\left(-\frac{\omega t}{2Q}\right)$$

$$(7) \quad v_c(t) = V_{dc} + (X I_1 \sin(\omega t) - (V_{dc} - V_{c1}) \cos(\omega t)) \exp\left(-\frac{\omega t}{2Q}\right)$$

Al final de este lapso debe cumplirse que:

$$i_c(t_2) = 0$$

$$v_c(t_2) = V_c$$

Por lo tanto:

$$(8) \quad 0 = \left(\frac{V_{dc} - V_{c1}}{X} \sin(\omega t_2) + I_1 \cos(\omega t_2) \right) \exp\left(-\frac{\omega t_2}{2Q}\right)$$

$$(9) \quad V_c = V_{dc} + (X I_1 \sin(\omega t_2) - (V_{dc} - V_{c1}) \cos(\omega t_2)) \exp\left(-\frac{\omega t_2}{2Q}\right)$$

2.3.- SELECCION DE LOS ELEMENTOS DEL CIRCUITO DE CONMUTACION:

El requisito para la conmutación es que el pulso de corriente que se forma en el circuito resonante exceda en amplitud a la corriente de carga que conduce el tiristor que se desea apagar, durante un tiempo suficientemente largo para que este recobre su estado de bloqueo.

Ahora bien, se tienen dos parámetros para determinar el tiempo de apagado que se aplica al SCR: la frecuencia del pulso resonante, y su valor pico. La relación de estos con el tiempo de apagado se ilustra en la figura 12.

Como puede verse, los tres pulsos producen el mismo efecto: un tiempo de apagado dado; así que surge el problema de determinar cual de ellos es el más conveniente. Si se utiliza como criterio de decisión la energía que cada pulso involucra, entonces el pulso óptimo es aquel que requiere el mínimo de energía para apagar al SCR.

Si se considera a los pulsos como perfectamente senoidales, y se ubica el origen a la mitad del pulso (i.e.: en $\omega t = \pi/2$), entonces:

$$(10) \quad \cos\left(\frac{\omega t_0}{2}\right) = \frac{I_l}{I_m} = \frac{1}{\alpha}$$

donde

$$(11) \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Sustituyendo y despejando se obtiene:

$$(12) \quad \frac{t_0}{\sqrt{LC}} = 2 \arccos\left(\frac{1}{\alpha}\right) = g(\alpha)$$

Por otro lado, la energía W que el circuito de conmutación debe proporcionar para apagar al tiristor es:

$$(13) \quad W = \frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} L I_m^2 = \frac{1}{2} \sqrt{LC} V_c I_m$$

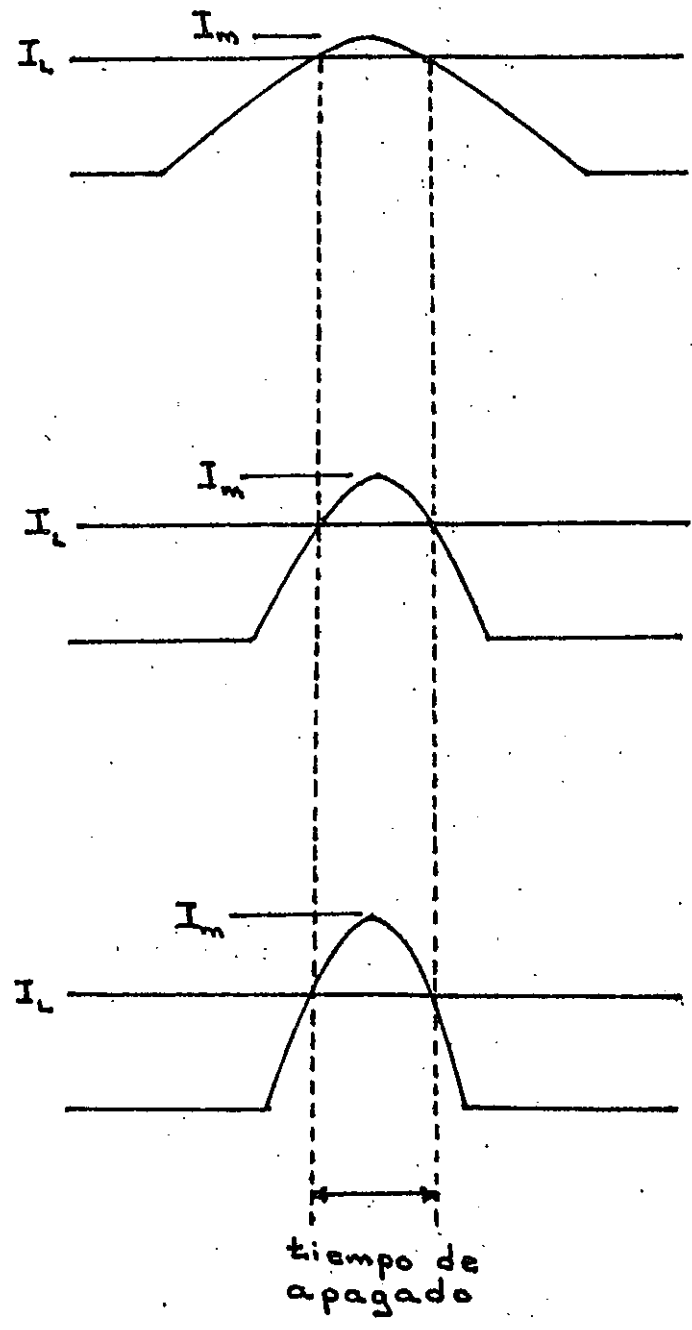


Figura 12.- Relación entre la corriente de carga, el impulso de conmutación, y el tiempo de apagado.

$$(14) \quad W = \frac{1}{2} \frac{t_o}{g(\alpha)} V_c I_m$$

Expresando la ecuación anterior en términos del parámetro α , que relaciona a I_l con I_m , se obtiene:

$$(15) \quad W = \frac{1}{2} \frac{t_o}{g(\alpha)} V_c I_l$$

Normalizando con respecto a V_c , I_l y t_o :

$$(16) \quad W_n = \frac{W}{V_c I_l t_o} = \frac{\alpha}{2 g(\alpha)}$$

Como puede verse, la energía es función de la relación entre I_m e I_l . La energía normalizada es mínima cuando:

$$(17) \quad I_m = 1.54 I_l$$

Retornando a la ecuación de la energía para determinar la capacitancia, se tiene lo siguiente:

$$(18) \quad W = \frac{1}{2} \frac{\alpha}{g(\alpha)} t_o V_c I_l = \frac{1}{2} C V_c^2$$

Despejando:

$$(19) \quad C = \frac{\alpha}{g(\alpha)} \frac{t_o I_l}{V_c}$$

Procediendo de manera similar para la inductancia:

$$(20) \quad W = \frac{1}{2} \frac{\alpha}{g(\alpha)} t_o V_c I_l = \frac{1}{2} L I_m^2$$

Despejando:

$$(21) \quad L = \frac{1}{\alpha g(\alpha)} \frac{t_o V_c}{I_l}$$

Substituyendo el valor del parámetro $\alpha = 1.54$, se tiene finalmente:

$$(22) \quad C = 0.893 \frac{I_l t_o}{V_c}$$

$$(23) \quad L = 0.397 \frac{V_c t_o}{I_l}$$

Las ecuaciones 22 y 23 proporcionan una manera fácil de calcular los elementos del circuito de conmutación. Normalmente se emplea el valor máximo de I_l . Por lo que respecta a t_o , este debe ser mayor al tiempo de apagado propio de los tiristores.

Las dificultades surgen cuando se considera el valor de V_c ya que este, a su vez, es función de L y de C . Este valor puede aproximarse así:

$$(24) \quad V_c = 2.5 V_{dc}$$

El desarrollo anterior no tomó en cuenta las pérdidas (debidas a una Q finita del circuito resonante). Para incluirlas, el valor de V_c que se emplea para determinar L y C debe multiplicarse por el siguiente factor:

$$(25) \quad \text{Factor de pérdidas} = \exp\left(\frac{-\pi}{4 Q}\right)$$

2.4.- CARACTERISTICAS DE LOS ELEMENTOS.

Tiristores auxiliares:

Tensiones:

$V_{DRM} = V_{RRM} = 2.5 \text{ Vdc}$

Corriente:

$I_{TRM} = 1.5 I_l(\text{máxima})$.

Anchura de la base del pulso: LC

Tiristores principales:

Tensiones:

$V_{DRM} = V_{RRM} = V_{dc}$.

Corriente: Depende de la carga.

Diodos:

Los diodos suelen especificarse con características similares a los tiristores

3.- INVERSOR PARA PWM

El circuito básico de un inversor capaz de permitir el empleo de técnicas de modulación de la anchura de los pulsos (PWM), se muestra en la figura 13.

El circuito tiene la característica de que, al inicio de cada conmutación, la tensión en las terminales del capacitor es cero; esto permite apagar cualquiera de los tiristores principales en cualquier momento.

3.1.- DESCRIPCION DEL PROCESO DE CONMUTACION.

Para describir el proceso de conmutación, se supondrá que la corriente de carga permanece constante; con esta suposición, el circuito opera como sigue:

Suponga que inicialmente el tiristor principal SCR1 está encendido y conduciendo una corriente de amplitud I_1 ; y que el capacitor C está descargado. La conmutación se inicia disparando el tiristor auxiliar SCR2a en el instante "t0"; se obtiene así el circuito activo que se muestra en la figura 14.

Al encenderse SCR2a se produce una corriente oscilatoria que fluye del borne positivo de la batería, a través de L, SCR1, C, SCR2a, y al negativo de la batería; en este intervalo la corriente a través de SCR1 es la suma de la corriente de carga con la resonante.

Como la corriente es oscilatoria, tratará de invertir su sentido de flujo; esto ocurre en el instante "t1". Sin embargo, dado que SCR2a no permite el flujo de corriente en sentido opuesto, esta conmuta al diodo Da2; obteniéndose el circuito equivalente de la figura 15.

Dado que la corriente de carga es constante, al aumentar la amplitud de la corriente resonante, disminuye la que conduce SCR1; hasta que en el instante "t2" la corriente a través de este último tiristor se anula. El exceso de corriente en el capacitor (i.e.: aquella que resulta después de restar la de carga), fluye a través del diodo D1, y el voltaje de encendido de este diodo aparece como una tensión inversa sobre SCR1. El circuito equivalente es ahora el que se muestra en la

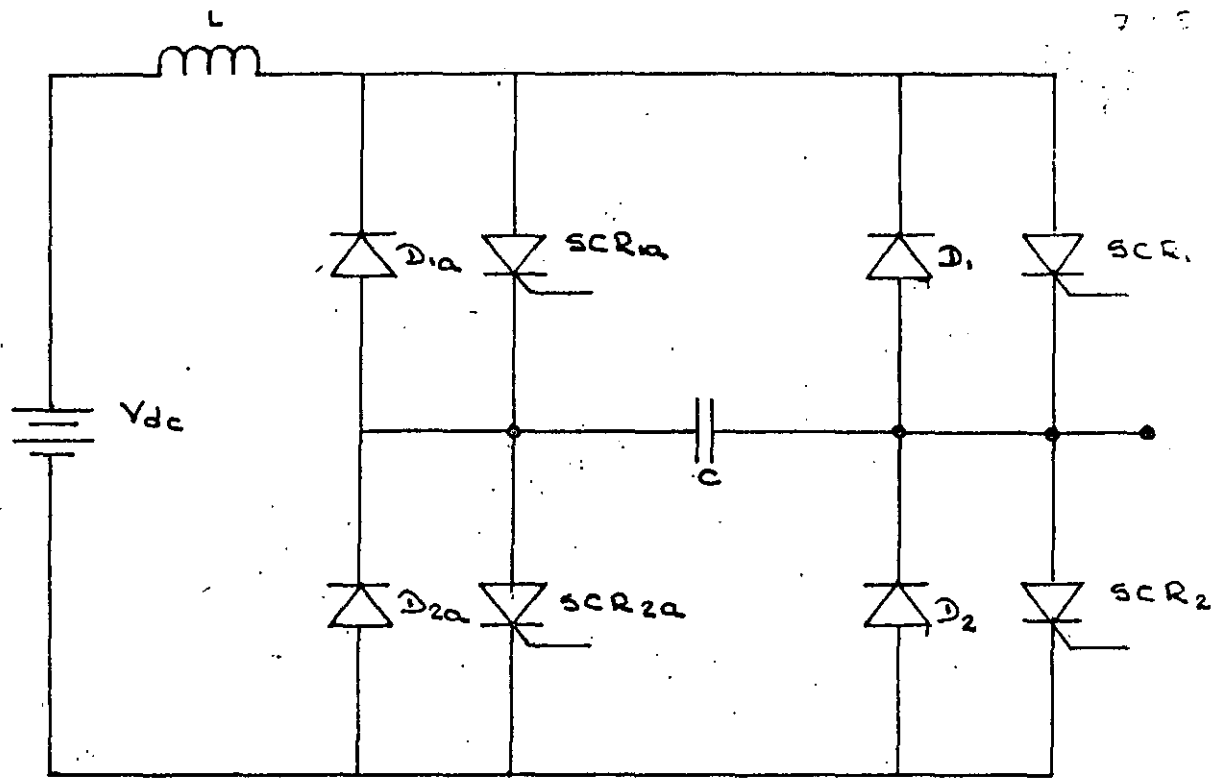


Figura 13.- Inversor para PWM.

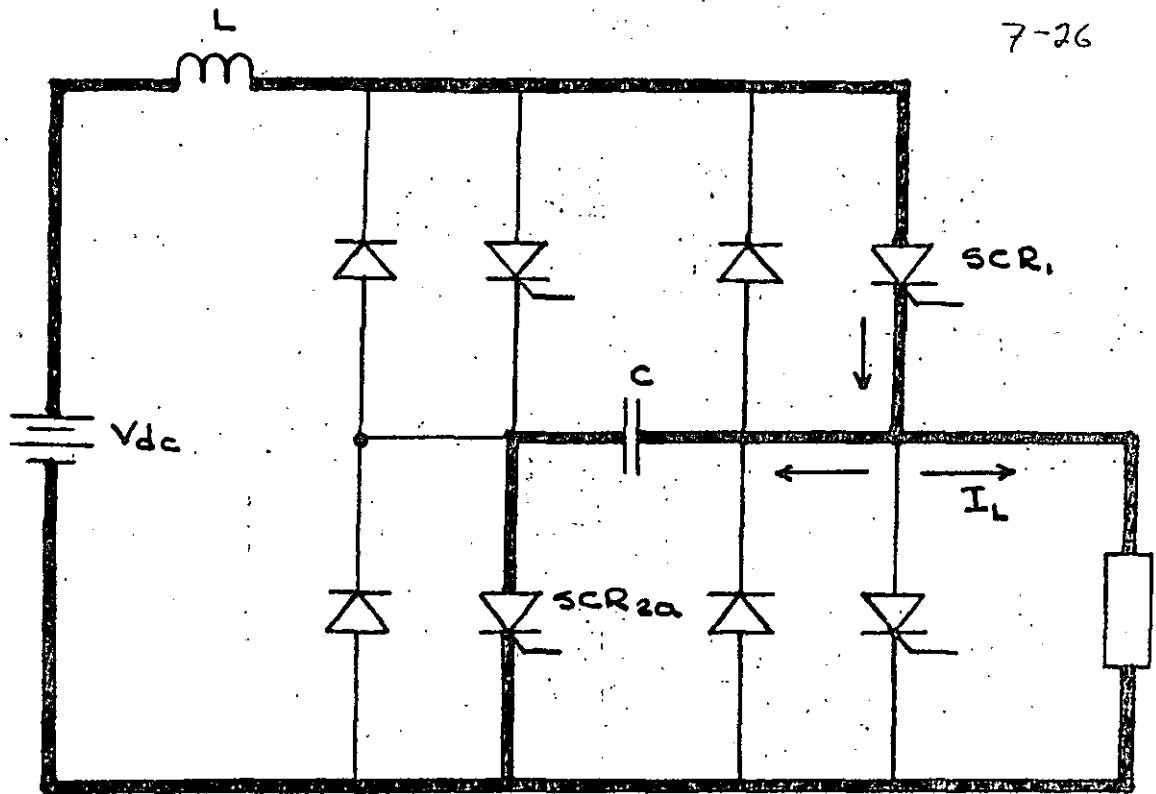


Figura 14.- Circuito activo durante la primera etapa de la conmutación.

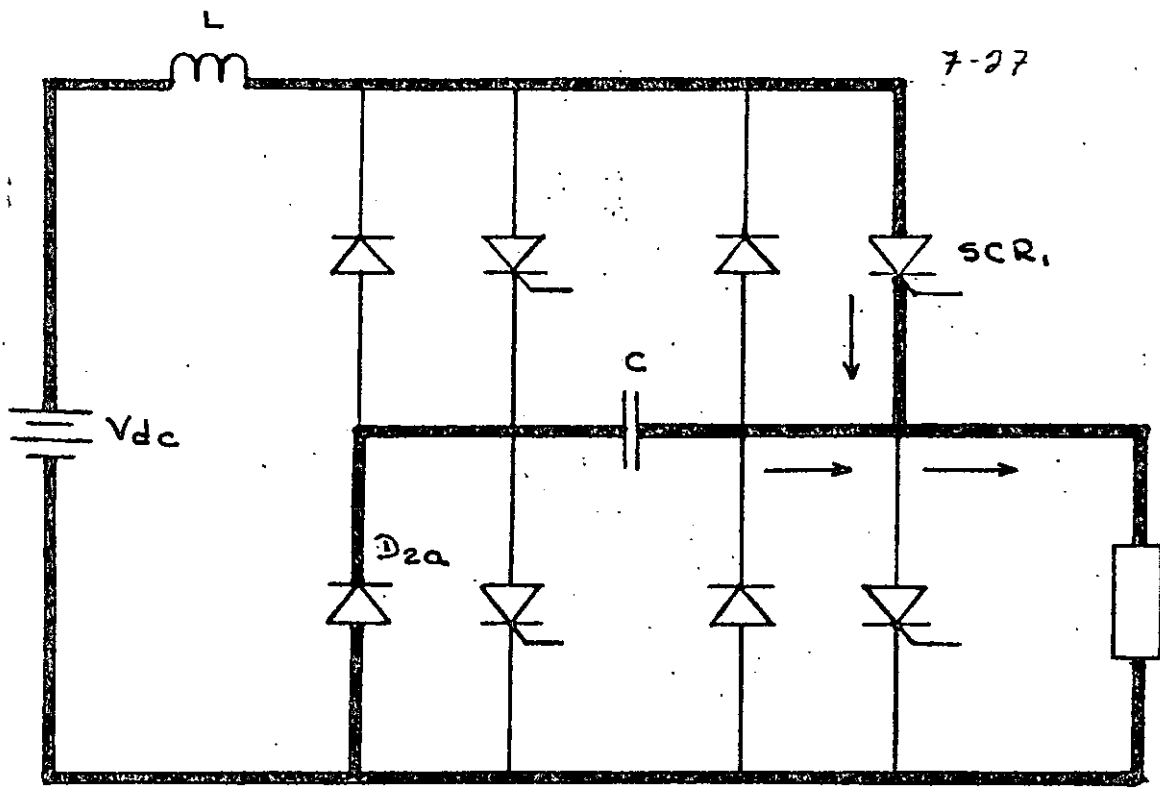


Figura 15.- Circuito activo durante la segunda etapa de la conmutación.

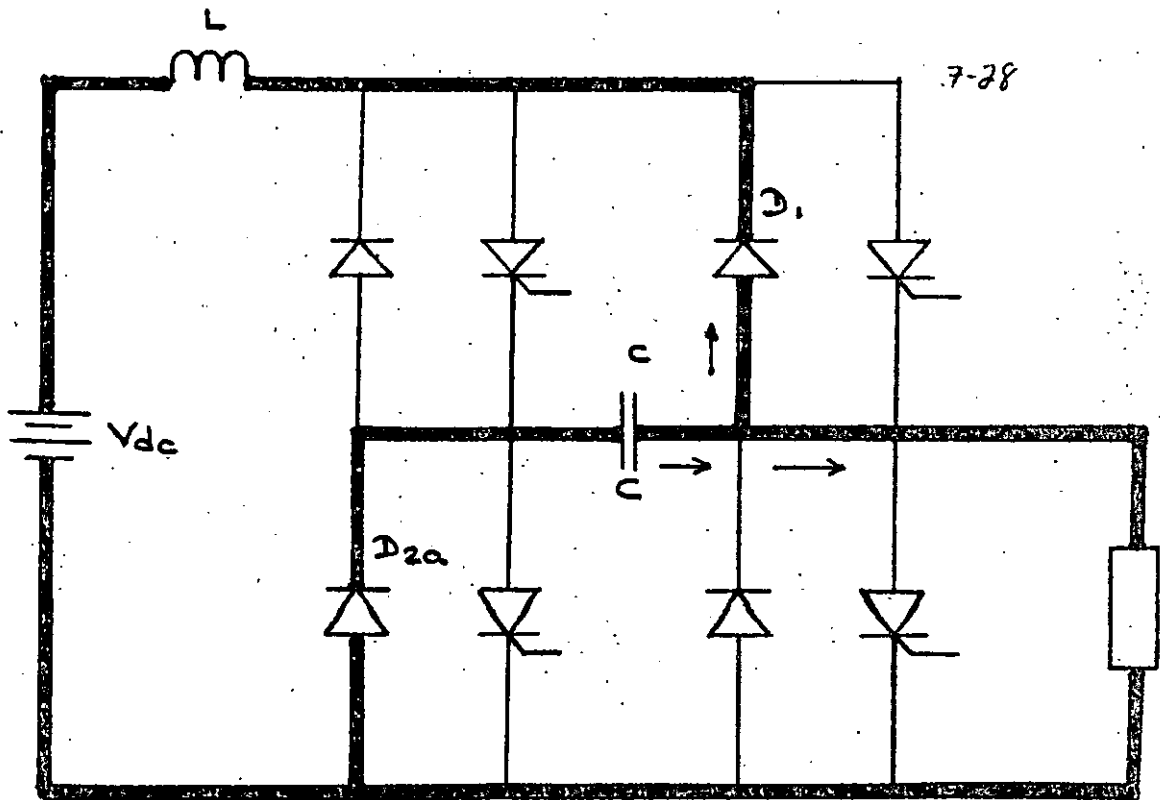


Figura 16.- Circuito activo durante la tercera etapa de la conmutación.

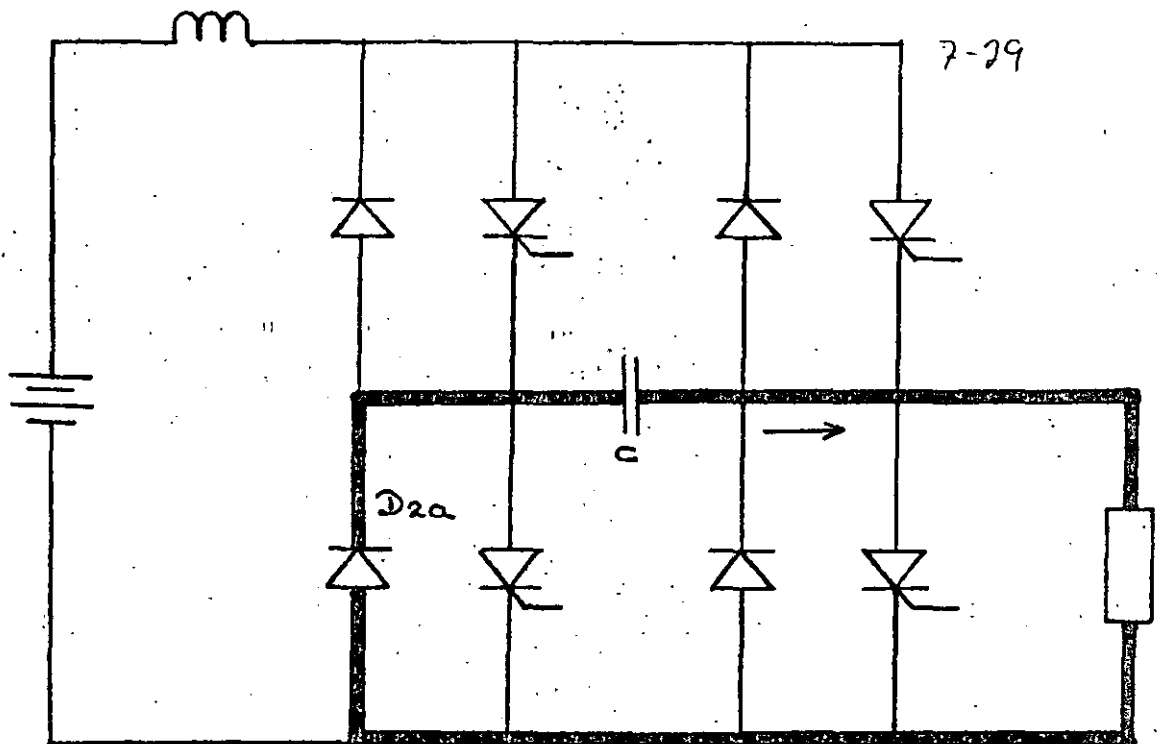


Figura 17.- Circuito activo durante la cuarta etapa de la conmutación.

7-30

figura 16.

En el instante "t3", la corriente en el capacitor es nuevamente igual a la de carga; por lo tanto, D1 se apaga y se tiene el circuito activo que se muestra en la figura 17.

Se supuso inicialmente que la corriente de carga era constante; así, pues, el capacitor continúa cargándose con esta corriente hasta que, en el instante "t5", la tensión en el capacitor es cero. En este momento D2 empieza a conducir y la corriente a través del capacitor cae bruscamente a cero.

Las formas de onda se muestran en la figura 18.

Como puede verse, el tiempo de apagado de SCR1 abarca de "t2" a "t3" (cuando D1 está encendido); por lo que respecta a SCR2, su tiempo de apagado va desde "t1" hasta "t5" (mientras conduce Da2).

Para apagar a SCR2, es necesario disparar a SCR1a; el proceso es similar.

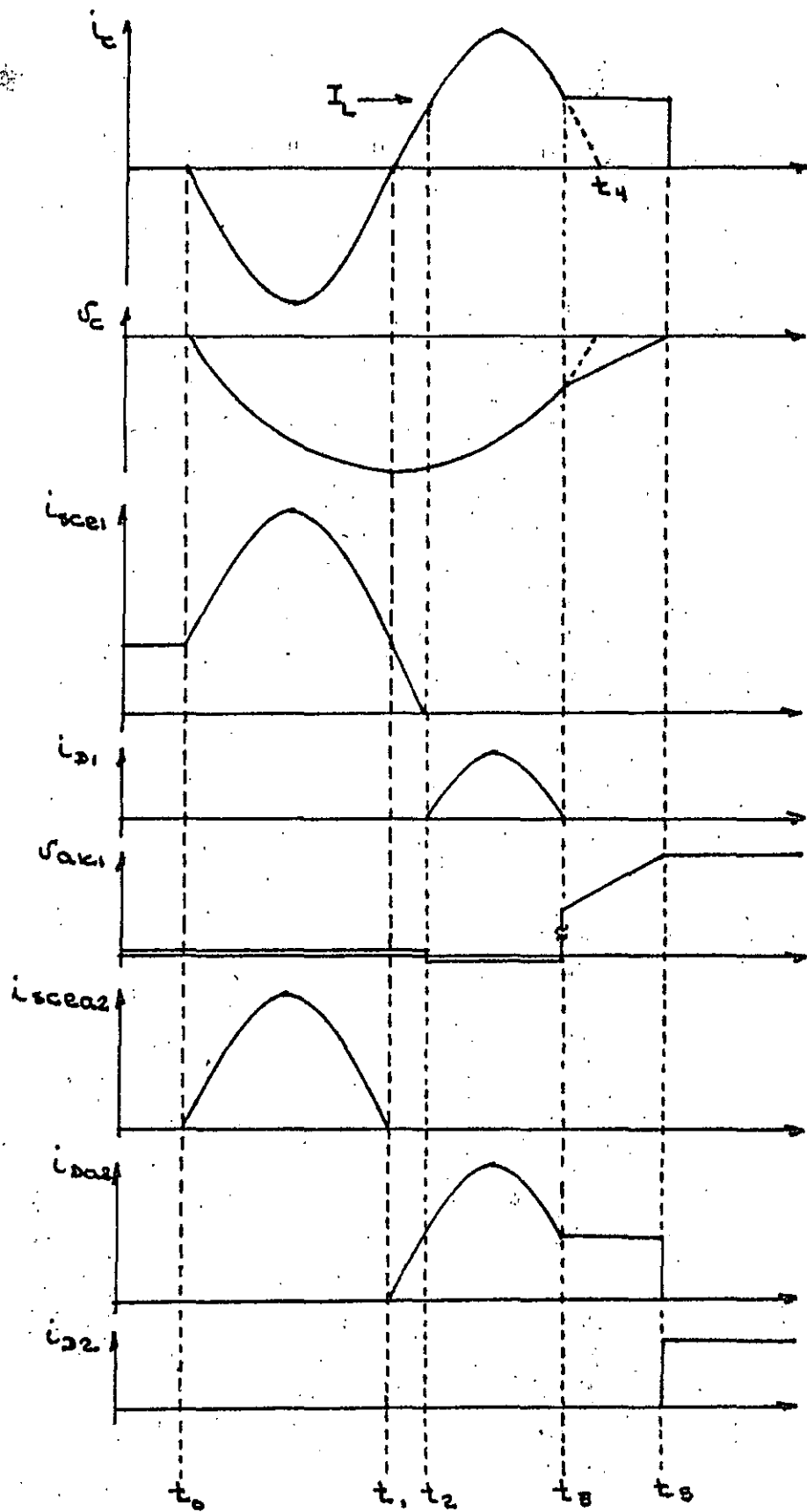


Figura 18.- Formas de onda.

3.2.- ANALISIS SIMPLIFICADO.

Para analizar este inversor, pueden emplearse nuevamente los resultados del apéndice I. De las ecuaciones simplificadas I.17 y I.18, con las condiciones iniciales siguientes:

$$V_i = 0$$

$$I_i = 0$$

y despreciando las pérdidas, se tiene que la corriente y la tensión en el capacitor están dadas por:

$$(26) \quad i_c(t) = \frac{V_{dc}}{X} \text{ sen}(wt)$$

$$(27) \quad v_c(t) = V_{dc} (1 - \text{cos}(wt))$$

El tiristor SCR1 apaga en el instante t2, cuando ic = I1; así pues:

$$(28) \quad I_1 = \frac{V_{dc}}{X} \text{ sen}(w t_2)$$

Despejando a t2, se obtiene:

$$(29) \quad t_2 = \frac{1}{w} \text{ arcsen}\left(\frac{I_1 X}{V_{dc}}\right)$$

Este instante corresponde a un ángulo del tercer cuadrante, por lo tanto:

$$(30) \quad t_2 = \frac{1}{w} (\pi + \text{arcsen}\left(\frac{I_1 X}{V_{dc}}\right))$$

El diodo D1 apaga en t3, cuando Ic = I1 nuevamente; pero ahora este instante corresponde a un ángulo del tercer cuadrante, así que:

$$(31) \quad t_3 = \frac{1}{w} (2\pi - \text{arcsen}\left(\frac{I_1 X}{V_{dc}}\right))$$

El tiempo de apagado total de SCR1 es:

$$(32) \quad t_q = t_3 - t_2 = \frac{2}{\omega} \arccos\left(\frac{I_1 X}{V_{dc}}\right)$$

Si "Ic" es el valor máximo de la corriente en el capacitor, entonces el tiempo de apagado de SCR1 puede expresarse en función de la relación entre esta corriente y la de carga, de manera similar a las ecuaciones que se obtuvieron para el inversor conmutado por impulso.

$$(33) \quad t_q = \frac{2}{\omega} \arccos\left(\frac{I_1}{I_c}\right)$$

A partir de t3, el capacitor se carga linealmente, hasta que, en t5, la tensión en este es nula.

El intervalo t5 - t3 está dado por:

$$(34) \quad t_x = t_5 - t_3 = \frac{V_{dc} C}{I_1} \left(1 - \cos\left(\arcsen\left(\frac{I_1}{I_c}\right)\right)\right)$$

El tiempo total de la conmutación es:

$$(35) \quad t_c = t_3 + t_x$$

3.3.- SELECCION DE LOS ELEMENTOS DE CONMUTACION.

Como puede verse de las ecuaciones anteriores, el tiempo de apagado (t_q), y la magnitud del pulso de conmutación (I_c), son funciones de L y de C . Como se tienen dos elementos, es posible ajustar I_c para un valor de t_q dado. Ahora bien, se sabe que I_c debe ser mayor a I_l , pero falta determinar qué tanto más debe serlo; para esto, es necesario considerar la eficiencia del circuito.

El circuito de apagado más eficiente es aquel que cumple su función con un mínimo de energía.

Sea:

$$(36) \quad y = \frac{I_c}{I_l}$$

Entonces, los elementos de conmutación pueden expresarse en función del parámetro "y", como sigue:

$$(37) \quad C = \frac{y I_l t_q}{2 V_{dc} \arccos\left(\frac{1}{y}\right)}$$

$$(38) \quad L = \frac{V_{dc} t_q}{2 y I_l \arccos\left(\frac{1}{y}\right)}$$

Puede demostrarse que la energía es mínima para $y = 1.54$; y las ecuaciones anteriores se reducen a:

$$(39) \quad C = 0.8911 \frac{I_l t_q}{V_{dc}}$$

$$(40) \quad L = 0.3758 \frac{V_{dc} t_q}{I_l}$$

3.4. - CARACTERÍSTICAS DE LOS DISPOSITIVOS.

TIRISTORES PRINCIPALES:

Un tiristor principal debe bloquear un voltaje directo cuando el opuesto se está apagando; este voltaje es el del capacitor, y su valor máximo es 2Vdc. Así que:

$$(41) \quad V_{DRM} > 2 V_{dc}$$

Por lo que respecta al voltaje inverso, no aparecerá más que la tensión de encendido del diodo que está en antiparalelo.

Por lo que atañe a corrientes, el valor máximo es:

$$(42) \quad I_{TM} > I_l + I_c$$

Los valores promedio y raíz cuadrático medio dependen del factor de potencia de la carga.

TIRISTORES AUXILIARES.

Estos deben soportar las mismas tensiones que los principales, por lo tanto:

$$(43) \quad V_{DRM} > 2 V_{dc}$$

En cuanto a corrientes, el valor de interés depende de la frecuencia de operación del inversor. Si la frecuencia es baja, interesa el valor máximo, que es I_c , y la anchura de la base de los pulsos, que está dada por $\pi\sqrt{LC}$.

Si la frecuencia es alta, puede ser necesario emplear el valor raíz cuadrático medio de la corriente. Este valor es:

$$(44) \quad I_T(\text{rms}) = I_l \sqrt{\frac{\pi}{2 T_t w}}$$

donde T_t es el periodo de operación del inversor.

Por lo que respecta al tiempo de apagado, este es mayor a $\pi\sqrt{LC}$.

DIODOS.

Como estos están conectados en antiparalelo con los tiristores, los diodos deben soportar, en sentido inverso, las mismas tensiones que aquellos; i. e.:

$$(45) \quad VRRM > 2 Vdc$$

Para corrientes, deberán tener la misma capacidad que los tiristores con los cuales están en paralelo; no debido a la corriente de conmutación, sino a la fracción de la corriente de carga que puede fluir a través de ellos debido al factor de potencia.

3.5.- CIRCUITO DE DESCARGA DEL CAPACITOR.

Idealmente, el capacitor debe quedar completamente descargado al final de la conmutación; sin embargo, debido a que el circuito de conmutación tiene una Q finita, el circuito no es puramente oscilatorio sino que existe un amortiguamiento, lo cual origina que el capacitor quede con una carga residual.

Si los tiristores principales se disparan alternadamente, la tensión en el capacitor invertirá su polaridad al final de cada conmutación; pero si un mismo tiristor se dispara varias veces, como es el caso de la operación con modulación de la anchura de los pulsos, el voltaje residual se incrementará en cada conmutación.

En la figura 19 se muestra un circuito de descarga para el capacitor. Consta de un interruptor bidireccional, implementado con dos tiristores en antiparalelo, y una resistencia que limita la magnitud de la corriente de descarga.

La conmutación puede iniciarse en t_4 , pero puede retrasarse hasta que la conmutación haya terminado por completo.

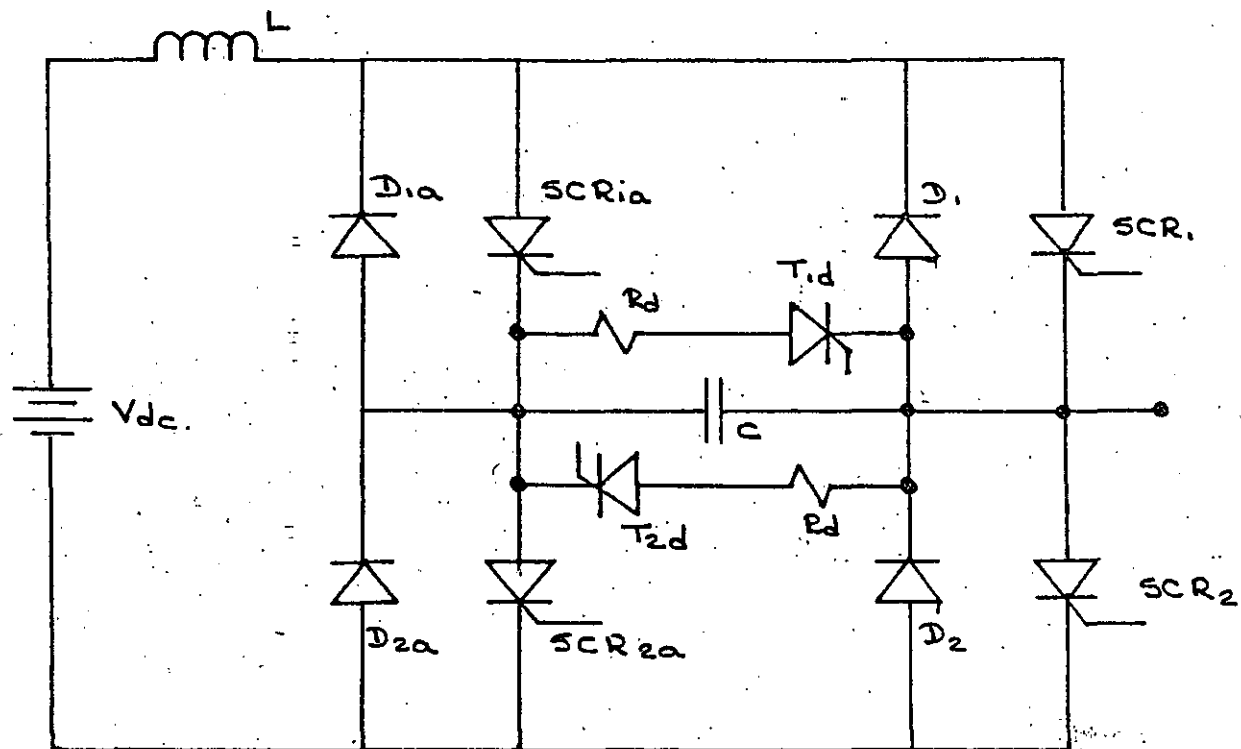


Figura 19.- Circuito de descarga del capacitor.

4.- INVERSOR CON CAPACITOR EN PARALELO.

El inversor conmutado por un capacitor en paralelo es uno de los más conocidos. A pesar de que presenta algunos inconvenientes, tales como requerir un capacitor relativamente grande para manejar cargas inductivas; la tensión de salida varía considerablemente con la impedancia de la carga; y el arranque del aparato puede presentar dificultades; existen algunas aplicaciones para las cuales puede ser adecuado.

A continuación se describe este tipo de inversor.

4.1- PRINCIPIO DE CONMUTACION.

El principio de conmutación se ilustra en la figura 20. El término "inversor conmutado por un capacitor en paralelo" se usa para describir un inversor cuyos elementos conmutan con un capacitor conectado en paralelo con la carga.

En la figura 20 el capacitor no está directamente en paralelo con la carga, pero este circuito simplificado ilustra adecuadamente el principio de la conmutación.

Cuando el tiristor de la figura 20 se dispara, el capacitor se carga exponencialmente con la polaridad que se muestra, hasta alcanzar la tensión de la batería. Cuando el interruptor S se cierra, el capacitor queda conectado a través del SCR, con una polaridad inversa; de forma que la corriente de carga fluye a través del capacitor y el SCR se apaga.

Las dimensiones del capacitor y el voltaje al cual este está cargado al momento de cerrarse el interruptor deben ser suficientes para desviar la corriente de carga del SCR durante un tiempo mayor al de apagado del tiristor.

En la figura 21 se muestra el circuito "real" del inversor. Una manera de describir la operación de este aparato consiste en considerar que la

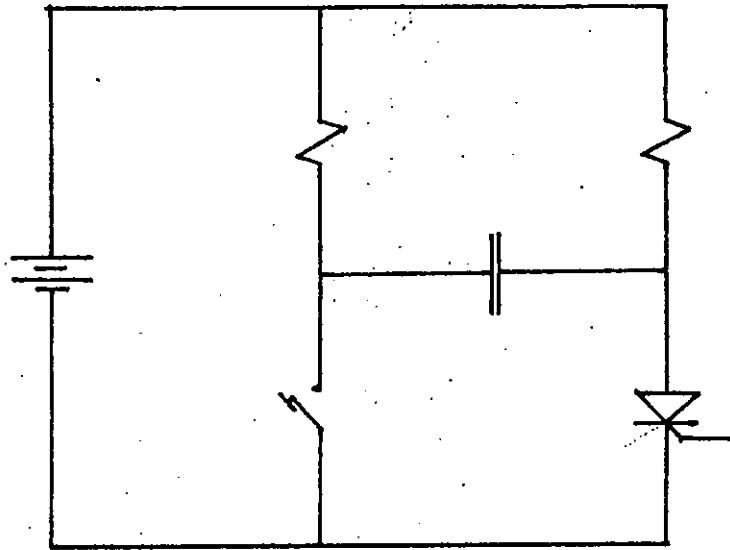


Figura 20.- Principio básico de la conmutación con capacitor en paralelo.

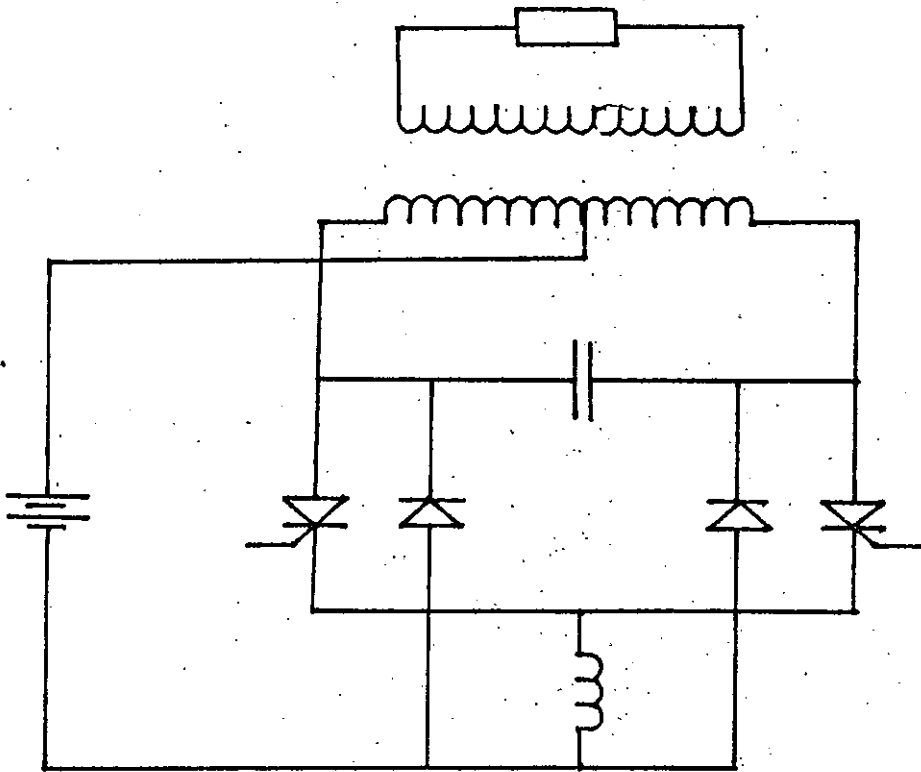


Figura 21.- Inversor conmutado por un capacitor en paralelo.

corriente de la batería conmuta alternativamente de una mitad del primario del transformador, a la otra.

La batería proporciona alternadamente corriente a las dos mitades del transformador, lo cual produce fuerzas magnetomotrices de polaridades opuestas; esto es equivalente a una corriente alterna en un transformador con un solo primario. El resultado es una corriente alterna en la carga.

Una segunda forma de describir la operación consiste en considerar a los tiristores como interruptores que conectan alternadamente la tensión de la batería a las dos mitades del primario. Esto equivale a tener una tensión alterna sobre un transformador con un solo primario; por lo tanto, en la carga se tiene también una tensión de este tipo.

En la figura 21, cuando SCR1 está conduciendo, la tensión de la batería aparece en la mitad izquierda del primario. Por efecto autotransformador, esta misma tensión aparece en la mitad derecha. Como resultado, el capacitor se carga a un potencial dos veces mayor al de la batería, con la placa derecha positiva.

Para apagar a SCR1 es necesario encender SCR2. Cuando esto se hace, la tensión del capacitor aparece como una polaridad inversa sobre SCR1 y lo apaga. Por lo que respecta a la batería, esta queda ahora conectada en la mitad derecha del primario; nuevamente, por efecto autotransformador, esta tensión se duplica en el lado izquierdo del primario. El capacitor se carga otra vez a 2 Vdc; pero ahora la placa izquierda es positiva.

Para apagar a SCR2, es necesario disparar a SCR1. Como se ve, el encendido de un tiristor apaga a el otro.

4.2.- CALCULO DE LOS ELEMENTOS DE CONMUTACION.

Un análisis exacto de la conmutación de este circuito es bastante complicado, sobre todo cuando se tienen cargas inductivas ya que, dependiendo de la magnitud de estas, el capacitor perderá energía al final de cada semiciclo.

Como aproximación, se supondrá que la carga es mínima, y que el aparato está operando en régimen permanente; es decir: que el capacitor está cargado a 2 Vdc.

Cuando se dispara un tiristor, se forma un circuito resonante con el inductor de conmutación y el capacitor. Fluye entonces un pulso senoidal de corriente, cuyo valor pico es:

$$(46) \quad I_p = 2 V_{dc} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

La anchura de la base de este pulso es:

$$(47) \quad t_p = \pi \sqrt{LC}$$

Ahora bien; el capacitor invertirá su polaridad en $t_p/2$. Si se toma este tiempo como el de apagado, se tiene lo siguiente:

$$(48) \quad t_q = \frac{t_p}{2} = \frac{1}{2} \pi \sqrt{LC}$$

De las ecuaciones 46 y 48 pueden despejarse L y C, obteniendose:

$$(49) \quad L = \frac{4 V_{dc} t_q}{\pi I_p}$$

$$(50) \quad C = \frac{t_q I_p}{\pi V_{dc}}$$

4.3.- ESPECIFICACIONES DE LOS ELEMENTOS.

4.3.1.- TIRISTORES:

Tension:

Los SCRs deben soportar entre sus terminales una tensión máxima dada por:

$$(51) \quad V_{DRM} = V_{RRM} = 2.5 V_{dc}$$

Corriente:

Suponiendo que se tiene una carga resistiva en el secundario del transformador, sobre la cual se está generando una onda cuadrada, los valores de corriente para los tiristores son los siguientes:

Corriente promedio:

$$(52) \quad IT(av) = \frac{IT}{2}$$

Corriente "raíz cuadrática media":

$$(53) \quad IT(rms) = \frac{IT}{\sqrt{2}}$$

Donde "IT" es el valor máximo de la onda cuadrada de corriente.

Corriente pico a través del tiristor:

$$(54) \quad ITRM = 2 Vdc \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Tiempo de apagado:

El tiempo de apagado de los dispositivos debe ser menor al que se use para el cálculo de los elementos de conmutación.

4.3.2.- DIODOS:

Se suelen especificar los diodos con características similares a los tiristores.

5.- INVERSORES TRIFASICOS.

En una gran cantidad de aplicaciones es necesario generar una señal alterna trifásica a partir de un suministro de corriente directa. Para ello, se requiere un inversor trifásico.

En la figura 22 se muestra el diagrama esquemático de un inversor trifásico. Las formas de onda asociadas se ilustran en la figura 23.

Las tensiones entre líneas están dadas por:

$$(55) \quad v_{ll} = \frac{4 Vdc}{\pi} \frac{3}{2} (\cos(wt) - \frac{1}{5} \cos(5wt) + \frac{1}{7} \cos(7wt) - \dots)$$

Como puede verse en la ecuación anterior, en la salida de este tipo de aparatos se eliminan, además de las armónicas pares, las armónicas múltiplos de 3.

Por lo que respecta a su construcción, un inversor trifásico puede considerarse como tres inversores tipo "medio puente" interconectados. Estos pueden ser de cualquier tipo; por ejemplo: conmutados por impulso.

Obviamente, las señales de disparo a los medios puentes deben estar debidamente temporizadas entre sí, a fin de generar la onda de salida deseada.

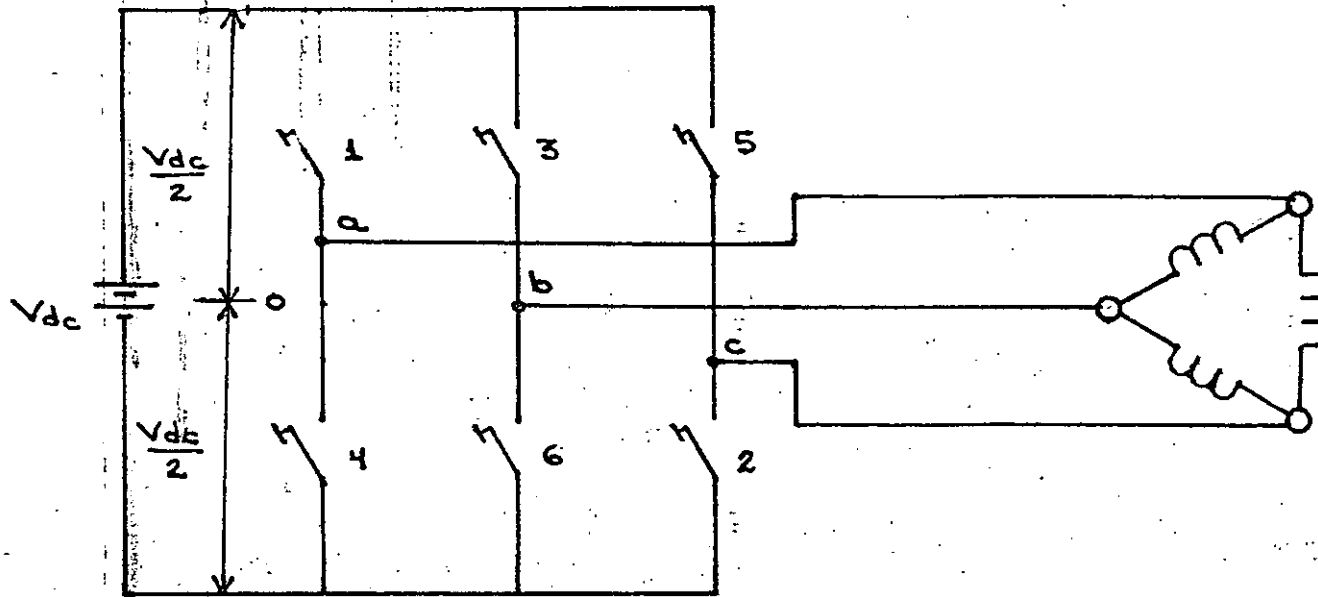


Figura 22.- Inversor trifásico básico.

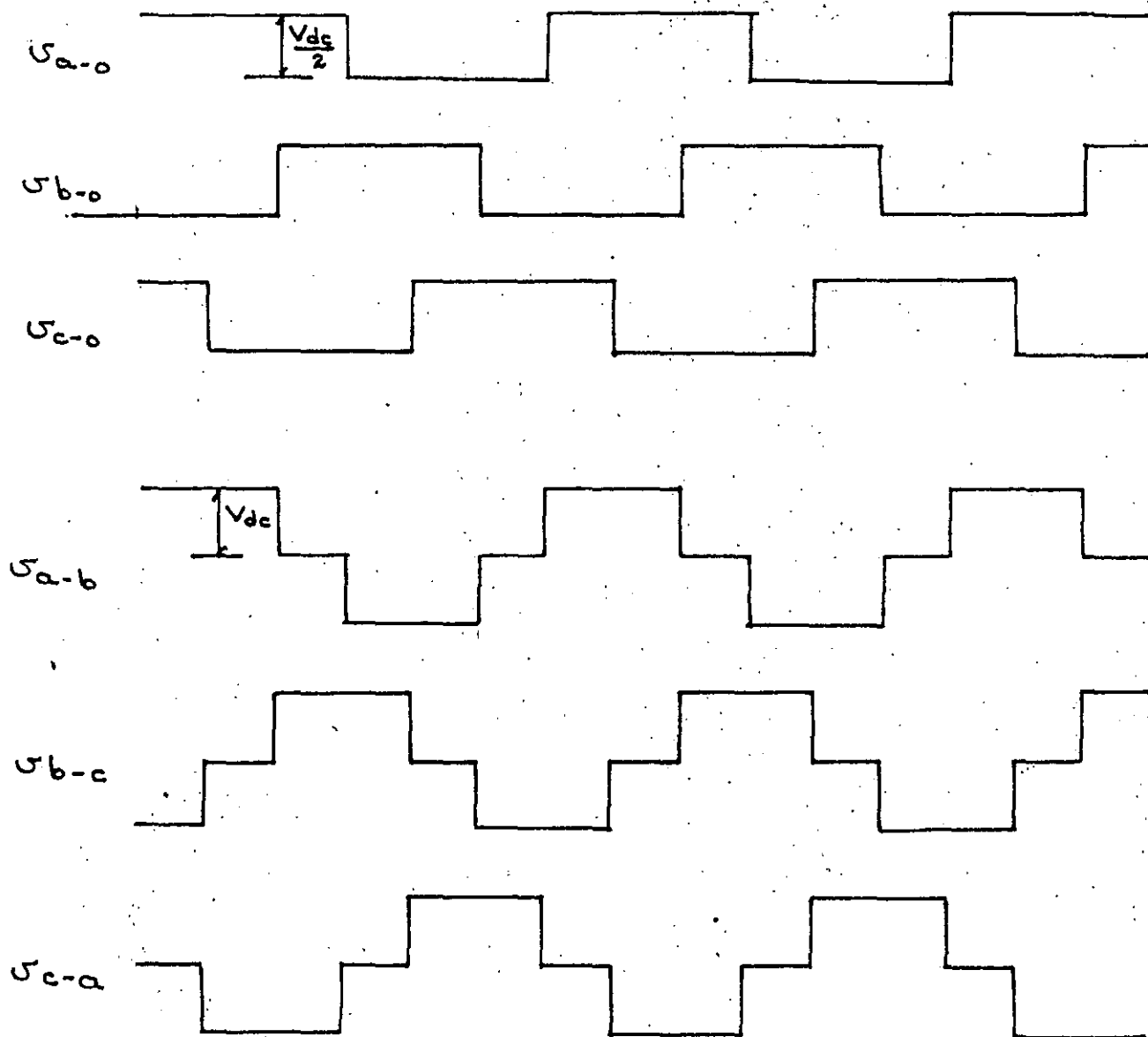


Figura 23.- Formas de onda del inversor trifásico básico.

6.- METODOS DE CONTROL DE LA TENSION DE SALIDA.

6.1.- INTRODUCCION.

Como se ha visto en los inversores que se han descrito, la forma de onda que estos generan es cuadrada. Esta onda, aunque es alterna, tiene el inconveniente de que presenta un contenido armónico muy alto.

Si ocurre que la carga es un motor, el contenido armónico generará un aumento en las pérdidas sin que se produzca un aumento en el par de salida; puede suceder incluso que algunas armónicas produzcan pares que se oponen al generado por la frecuencia fundamental.

La tensión en la carga puede analizarse empleando series de Fourier; así, el voltaje puede representarse con la siguiente ecuación:

$$(56) \quad v_o = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n \omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n \omega t)$$

Si se escoge el instante t=0 en el comienzo del semiciclo positivo, entonces se tiene una función impar la cual, por definición, solo contiene términos en seno; es decir: $a_n = 0$; por lo tanto, la ecuación del voltaje se reduce a:

$$(57) \quad v_o = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n \omega t)$$

A su vez, los coeficientes "bn" están dados por la siguiente ecuación:

$$(58) \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o \sin(n \omega t) d(\omega t)$$

Por otro lado, se tiene simetría de cuarto de onda; es decir:

$$(59) \quad V_1\left(\frac{-\pi}{2} + wt\right) = V_1\left(\frac{-\pi}{2} - wt\right)$$

Aplicando esta condición se obtiene:

$$(60) \quad \sum_{n=1}^{\infty} b_n \operatorname{sen}\left(n\left(\frac{-\pi}{2} + wt\right)\right) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \operatorname{sen}\left(n\left(\frac{-\pi}{2} - wt\right)\right)$$

$$(61) \quad \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left(\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)\cos(nwt) + \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)\operatorname{sen}(nwt) \right) =$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} b_n \left(\operatorname{sen}\left(\frac{n}{2}\right)\cos(nwt) - \cos\left(\frac{n}{2}\right)\operatorname{sen}(nwt) \right)$$

Para que se cumpla la ecuación anterior, es necesario que:

$$(62) \quad b_n \cos\left(\frac{n}{2}\right)\operatorname{sen}(nwt) = -b_n \cos\left(\frac{n}{2}\right)\operatorname{sen}(nwt)$$

La última condición se cumple cuando "n" es un entero impar, ya que en ese caso ambos lados de la igualdad se anulan; sin embargo, cuando "n" es par, la única forma de cumplir con la igualdad es haciendo $b_n=0$. Lo anterior lleva a concluir que solo existirán armónicas impares.

La amplitud de las armónicas puede calcularse ahora; se sabe que:

$$v_o = V_{dc}$$

durante el primer semiperíodo, y que:

$$v_o = -V_{dc}$$

durante el segundo. Substituyendo estos valores en la ecuación que define al coeficiente "bn" e integrando, se obtiene:

$$(63) \quad b_n = \frac{4 V_{dc}}{n \pi}$$

Finalmente, la serie de Fourier para la tensión que se desarrolla en la carga es:

$$(64) \quad v_o = \frac{4 V_{dc}}{\pi} (\sin(\omega t) + \frac{\sin(3\omega t)}{3} + \frac{\sin(5\omega t)}{5} + \dots)$$

La representación espectral de la forma de onda que se genera en la salida de un inversor se muestra en la figura 24.

La interpretación es, como sigue: supóngase que se desea generar una onda cuya frecuencia fundamental (es decir: la frecuencia de la onda cuadrada) sea de 60 Hz, y que $V_{dc} = 100$ volts. La amplitud de la fundamental resulta de 127 volts; existe una armónica a 180 Hz. con una amplitud de 42 volts; otra a 300 Hz. con 25 volts de amplitud; una más a 420 Hz. con 18 volts; etc.

6.2.- CONTROL DE LA TENSION DE SALIDA.

Una de las aplicaciones más comunes de los inversores es para impulsión de máquinas eléctricas. En este caso es deseable controlar tanto la amplitud como la frecuencia de la onda de salida, a fin de poder variar el punto de operación (velocidad y par) de la máquina. Además, los motores eléctricos están diseñados para responder a excitaciones senoidales. Es recomendable entonces poder controlar el contenido armónico de la onda generada por el inversor.

Para controlar la salida de un inversor pueden emplearse las siguientes técnicas:

- a) Ajuste del voltaje de entrada.
- b) Modulación de la anchura de los pulsos.
- c) Ajuste del ángulo de fase entre varios inversores.

A continuación se describen estas técnicas.

6.2.1.- CONTROL DEL VOLTAJE DE ENTRADA.

El control del voltaje de entrada al inversor es un método muy directo de controlar la amplitud de la salida de este ya que, como puede apreciarse en la ecuación que describe la forma de onda de salida, la proporcionalidad es directa. Sin embargo, este no es un método simple de control, ya que lo que se hace en realidad es controlar la amplitud por medio de algún otro dispositivo. Si la tensión de entrada se deriva de una alimentación alterna, entonces debe emplearse un

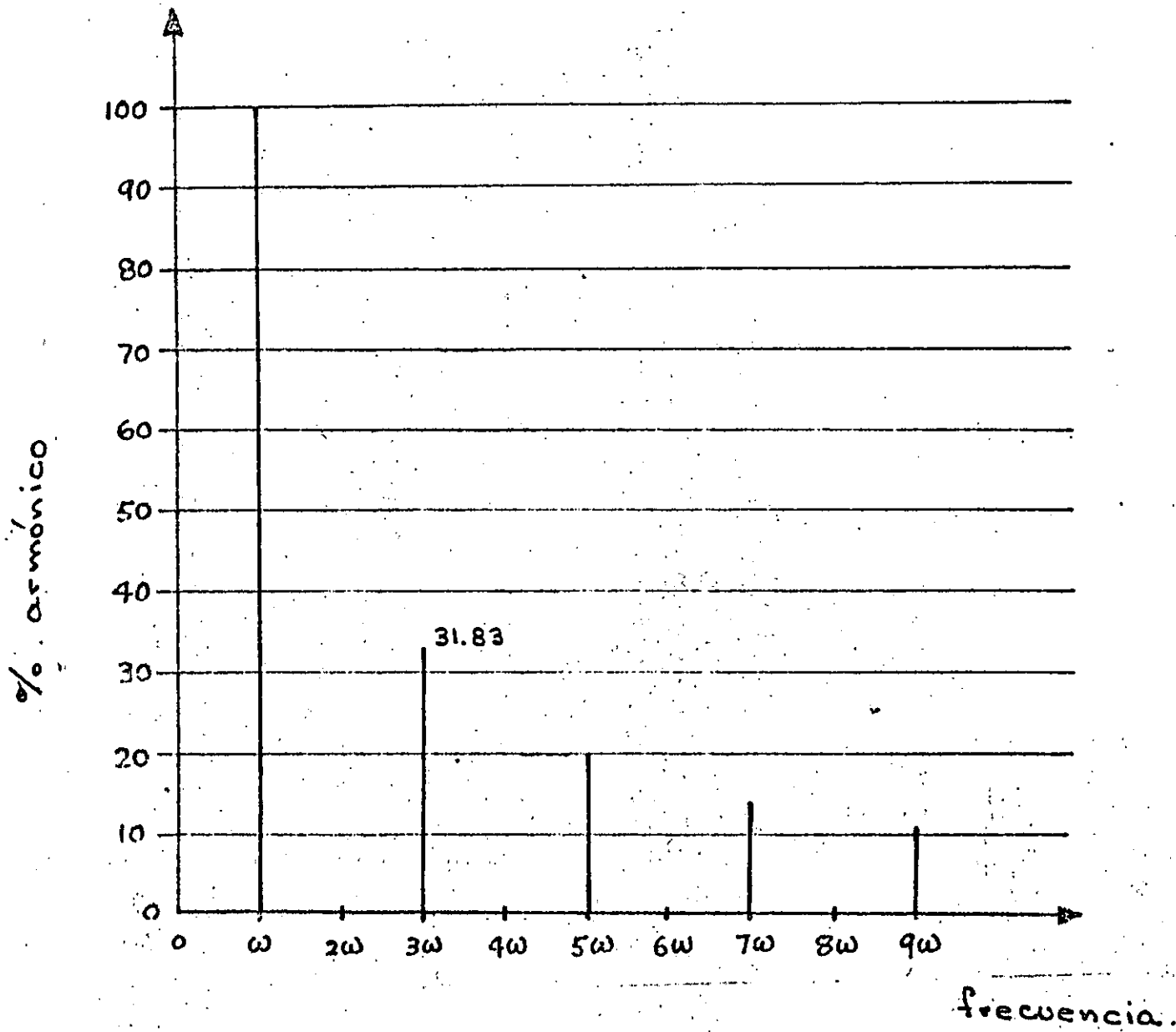


Figura 24.- Representación espectral de la onda cuadrada.

rectificador controlado; si únicamente se dispone de corriente directa, entonces es necesario usar un troceador. Como se vé, en ambas alternativas es necesario incluir un aparato más.

Las ventajas de este método son las siguientes:

- Simplicidad
- Contenido armónico constante.

En contraposición, las desventajas son:

- Contenido armónico muy alto, lo cual puede hacer necesaria la inclusión de filtros.
- Toda la potencia, incluyendo las pérdidas del inversor, debe manejarse por otro convertidor; esto aumenta el costo total del sistema, incrementa la complejidad y reduce la eficiencia.
- En algunos casos no es posible variar la tensión de alimentación al inversor ya que las conmutaciones de los elementos con los cuales está construido dependen de la magnitud de dicho voltaje.

6.2.2.- MODULACION DE LA ANCHURA DE LOS PULSOS.

Un método más complejo pero mucho más ventajoso para controlar la tensión de salida de un inversor es el conocido como "modulación de la anchura de los pulsos". Existen tres variantes de este método:

- a) Modulación de un solo pulso.
- b) Modulación con pulsos múltiples.
- c) Modulación senoidal.

A continuación se describen estos métodos.

6.2.2a.- Modulación de un solo pulso.

En la figura 25 se muestran la componente fundamental y las primeras armónicas de la onda modulada con un solo pulso, expresada como una fracción de la frecuencia fundamental, y en función de la anchura del pulso expresada angularmente.

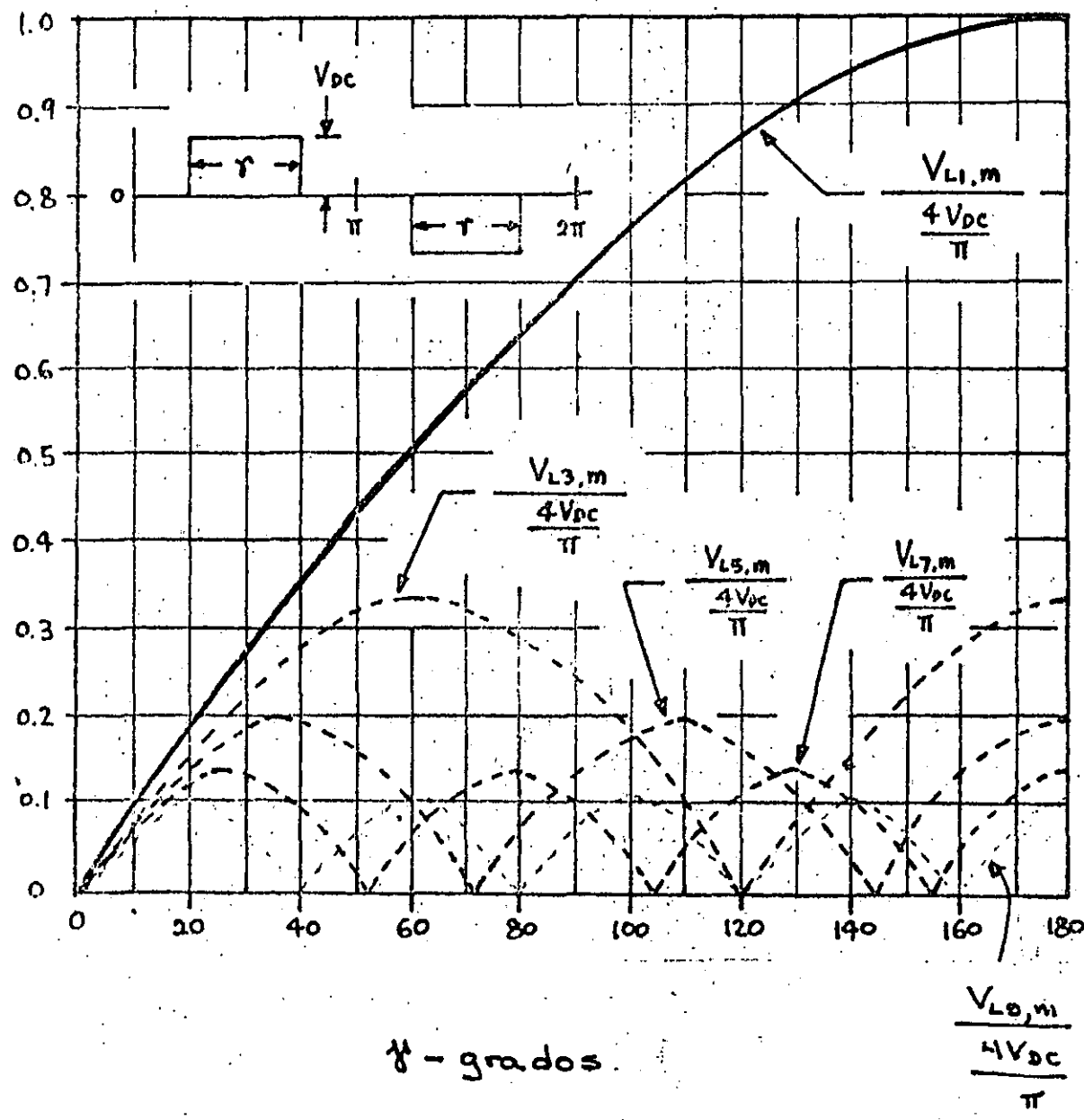


Figura 25.- Componente fundamental y armónicas para modulación con un pulso

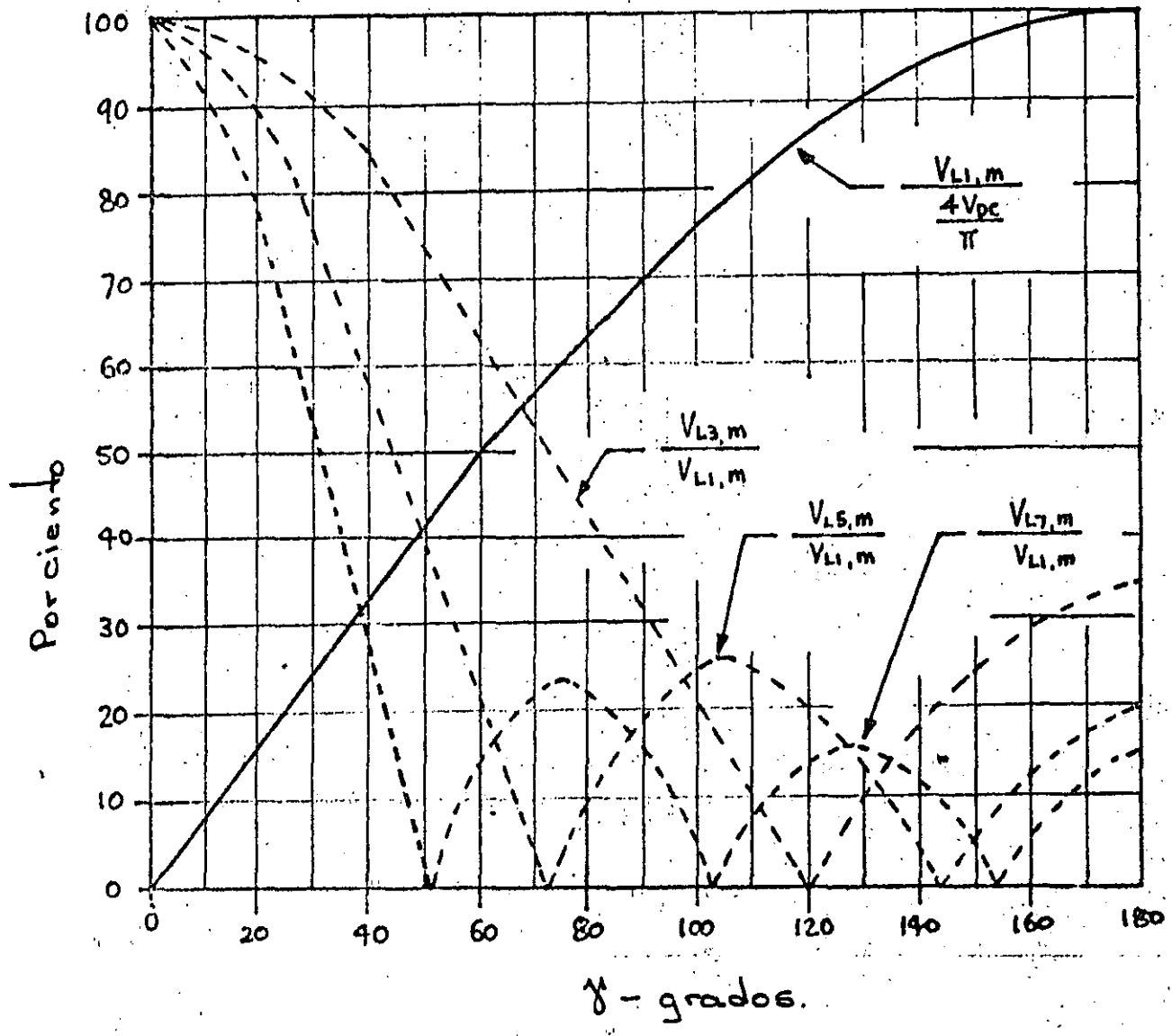


Figura 26.- Contenido armónico porcentual para modulación con un pulso

Como puede verse, el contenido armónico es función de la anchura del pulso; el punto en el cual esta anchura es igual a 180 grados corresponde a la gráfica 24.

La figura 26 es una gráfica similar, excepto que en este caso las armónicas se han expresado como un porcentaje de la frecuencia fundamental.

Aún cuando este es un método sencillo y efectivo para controlar la tensión de salida, tanto en amplitud como en contenido armónico, presenta varios inconvenientes:

- Si el voltaje de salida se reduce a un valor relativamente pequeño, disminuyendo la anchura del pulso; entonces las armónicas son comparables con la fundamental.

- Para tensiones de salida reducidas, el ángulo de conducción de los interruptores es muy pequeño; esto se refleja como una reducción de la eficiencia ya que un gran porcentaje de las pérdidas se produce durante las conmutaciones.

6.2.2b.- Modulación con pulsos múltiples.

Este método se ilustra en la figura 27. En este caso se tienen varios pulsos por semiciclo de salida; el número de pulsos está dado por:

$$(65) \quad N = \frac{fp}{2f}$$

donde "fp" es la frecuencia de los pulsos, y "f" es la frecuencia de salida. Para este caso es mucho más complejo calcular el contenido armónico resultante; en la figura 28 se han graficado las armónicas para dos valores de N.

Una variante de este método es la modulación con pulsos múltiples asimétricos. En la figura 29 se muestra el caso para cuatro conmutaciones adicionales por semiciclo. Recurriendo nuevamente al análisis de Fourier, se tiene que la amplitud de las armónicas está dada por:

$$N = \frac{f_p}{2f}$$

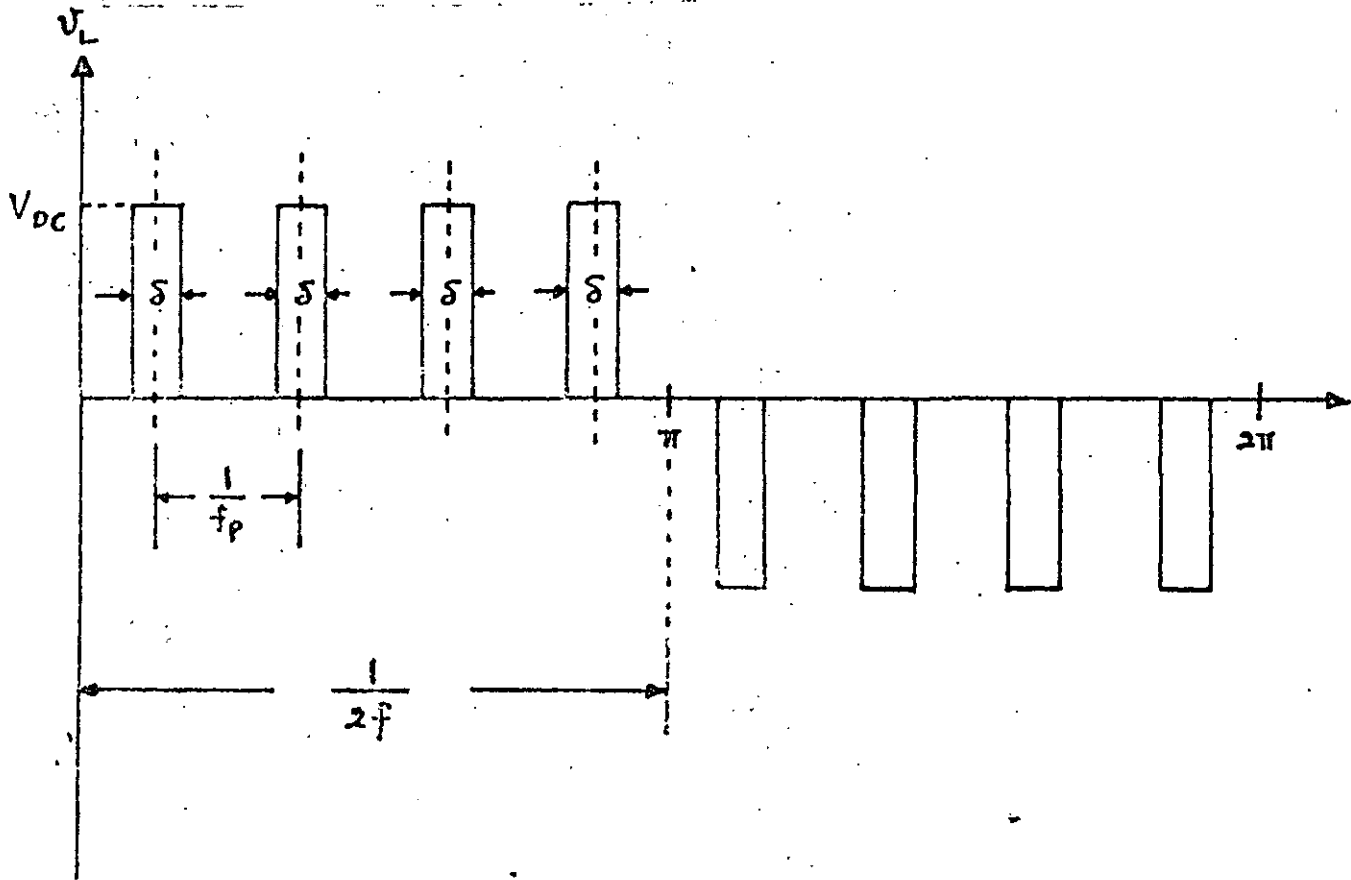
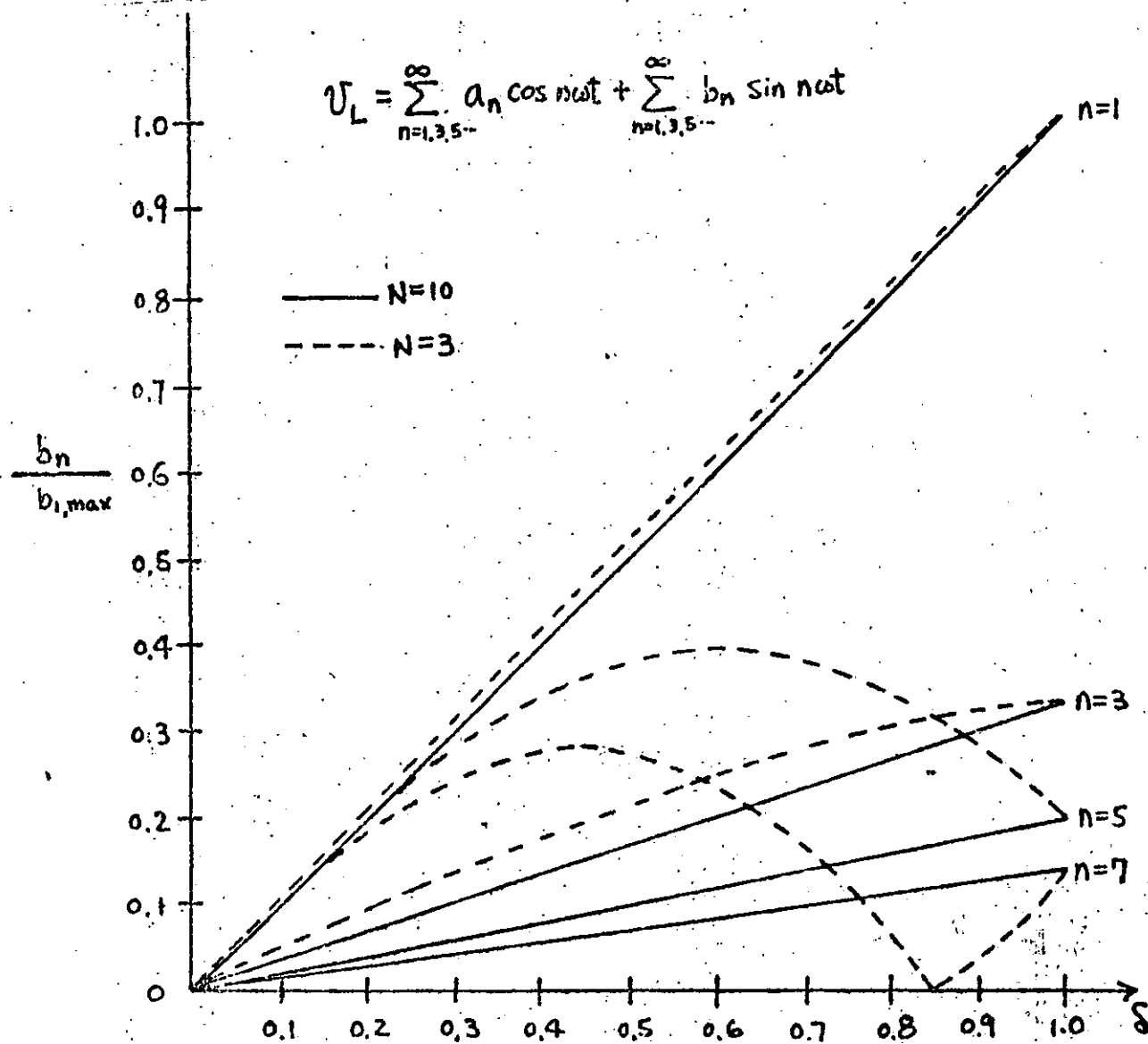


Figura 27.- Modulación con pulsos múltiples



δ en unidades de π/N

Figura 28.- Contenido armónico con pulsos múltiples para $N=3$ y $N=10$.

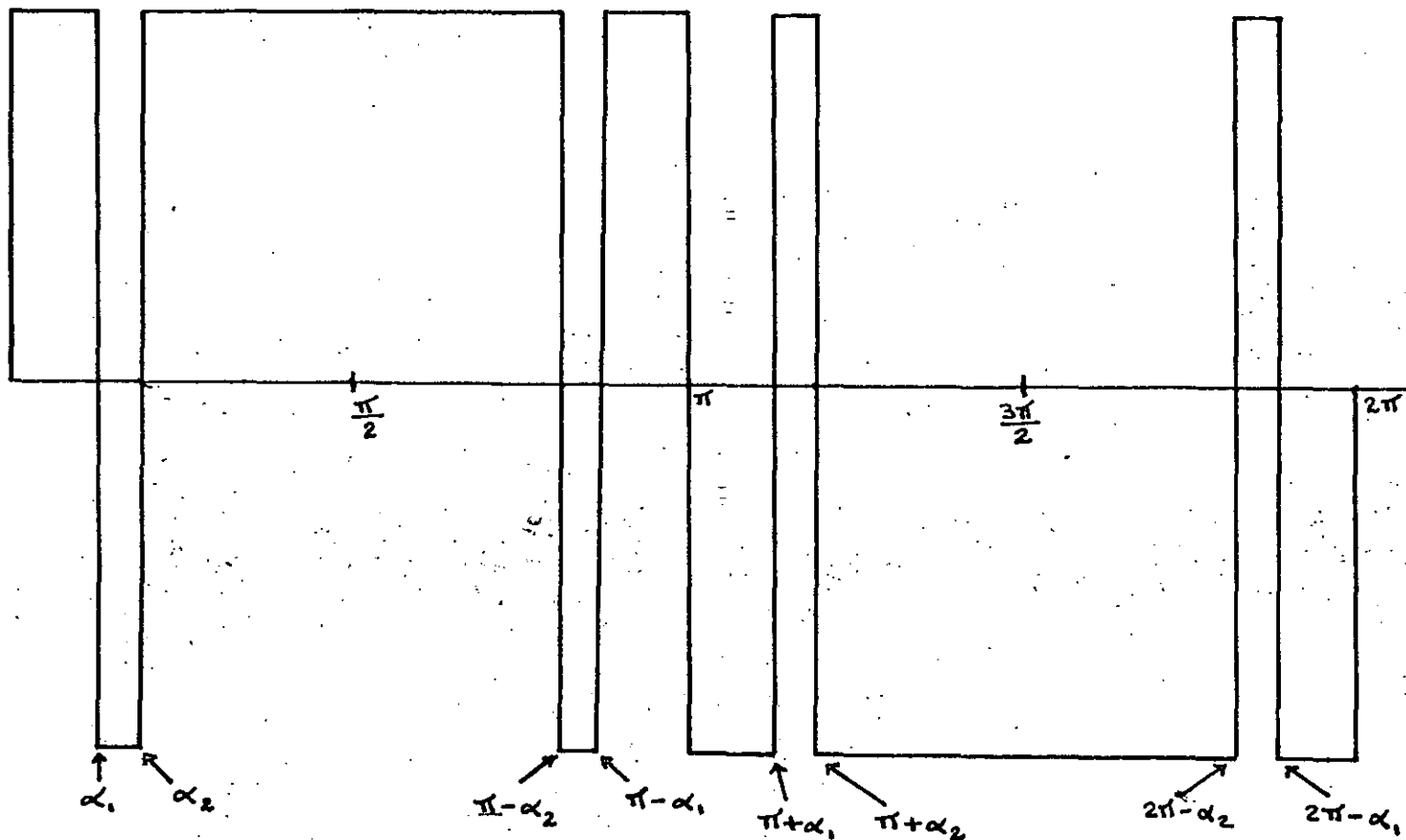


Figura 29.- Modulación con pulsos múltiples asimétricos: cuatro conmutaciones por semiciclo.

$$(66) \quad v_{on} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_1} V_{dc} \text{sen}(nwt) d(wt) - \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} V_{dc} \text{sen}(nwt) d(wt) + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\pi/2} V_{dc} \text{sen}(nwt) d(wt)$$

$$(67) \quad v_{on} = \frac{4 V_{dc}}{\pi} \left(\frac{1 - 2 \cos(n\alpha_1) + 2 \cos(n\alpha_2)}{n} \right)$$

Si el numerador de la expresión entre paréntesis de la ecuación anterior se iguala a cero para un valor dado de "n"; entonces no se tendrá esa armónica en la salida. Por otro lado, como se tienen dos ángulos, es posible igualar a cero el numerador para dos valores diferentes de "n"

En el análisis de la onda cuadrada se observa que las armónicas más grandes son la tercera y la quinta; por lo tanto, son las que conviene eliminar. Las expresiones correspondientes son:

$$(68) \quad 1 - 2 \cos(3\alpha_1) + 2 \cos(3\alpha_2) = 0$$

$$(69) \quad 1 - 2 \cos(5\alpha_1) + 2 \cos(5\alpha_2) = 0$$

Como restricción, los ángulos deben estar en el primer cuadrante; resolviendo el sistema de ecuaciones anterior, estos resultan ser:

$$\alpha_1 = 23.62^\circ$$

$$\alpha_2 = 33.30^\circ$$

Obviamente, la frecuencia fundamental y las armónicas restantes también se modifican en amplitud. En la tabla I se listan las nuevas amplitudes, expresadas en función de la amplitud de la fundamental de la onda cuadrada.

TABLA I

n	von/volc
1	0.839
3	0
5	0
7	0.248
9	0.408
11	0.306

Las armónicas séptima, novena y undécima aumentaron en amplitud (comparadas con el contenido armónico de la onda cuadrada); sin embargo, dado que corresponden a una frecuencia relativamente alta, son más fáciles de filtrar.

Para eliminar un mayor número de armónicas es necesario introducir más conmutaciones por semiciclo; en la figura 30 se muestra la forma de onda con 8 conmutaciones adicionales por semiciclo.

Además de eliminar las armónicas, también es deseable variar la amplitud de la fundamental. Introduciendo un escalamiento en esta amplitud y procediendo con el análisis de Fourier para el caso en el cual se desean eliminar las armónicas quinta, séptima y undécima, se obtienen los ángulos que se listan en la tabla II.

6.2.2c.- Modulación senoidal.

La onda generada por este tipo de modulación se ilustra en la figura 31; en esta onda, la anchura de cada pulso es una función senoidal de su posición angular. La forma de calcular las anchuras y las posiciones de los pulsos se muestra en la parte inferior de la figura.

La función de control es una onda senoidal de amplitud "V" y frecuencia "f"; también se tiene una onda triangular de amplitud "Vp" y frecuencia "fp", y una componente directa de magnitud "Vp". La onda triangular invierte su polaridad al final de cada semiciclo.

Como en el caso de pulsos múltiples simétricos, "N" es el número de pulsos por semiciclo, y está dado por la siguiente ecuación:

$$(70) \quad N = \frac{fp}{2f}$$

TABLA II

v_{01}	α_1	α_2	α_3	α_4
10%	3.757°	31.535°	34.230°	58.512°
20%	5.549°	30.208°	35.589°	57.021°
30%	7.054°	28.868°	36.923°	55.519°
40%	8.406°	27.508°	38.226°	53.993°
50%	9.639°	26.116°	39.480°	52.423°
60%	10.756°	24.671°	40.648°	50.770°
70%	11.725°	23.132°	41.633°	48.933°
80%	12.454°	21.938°	42.063°	46.543°
90%	12.356°	18.768°	37.989°	39.815°

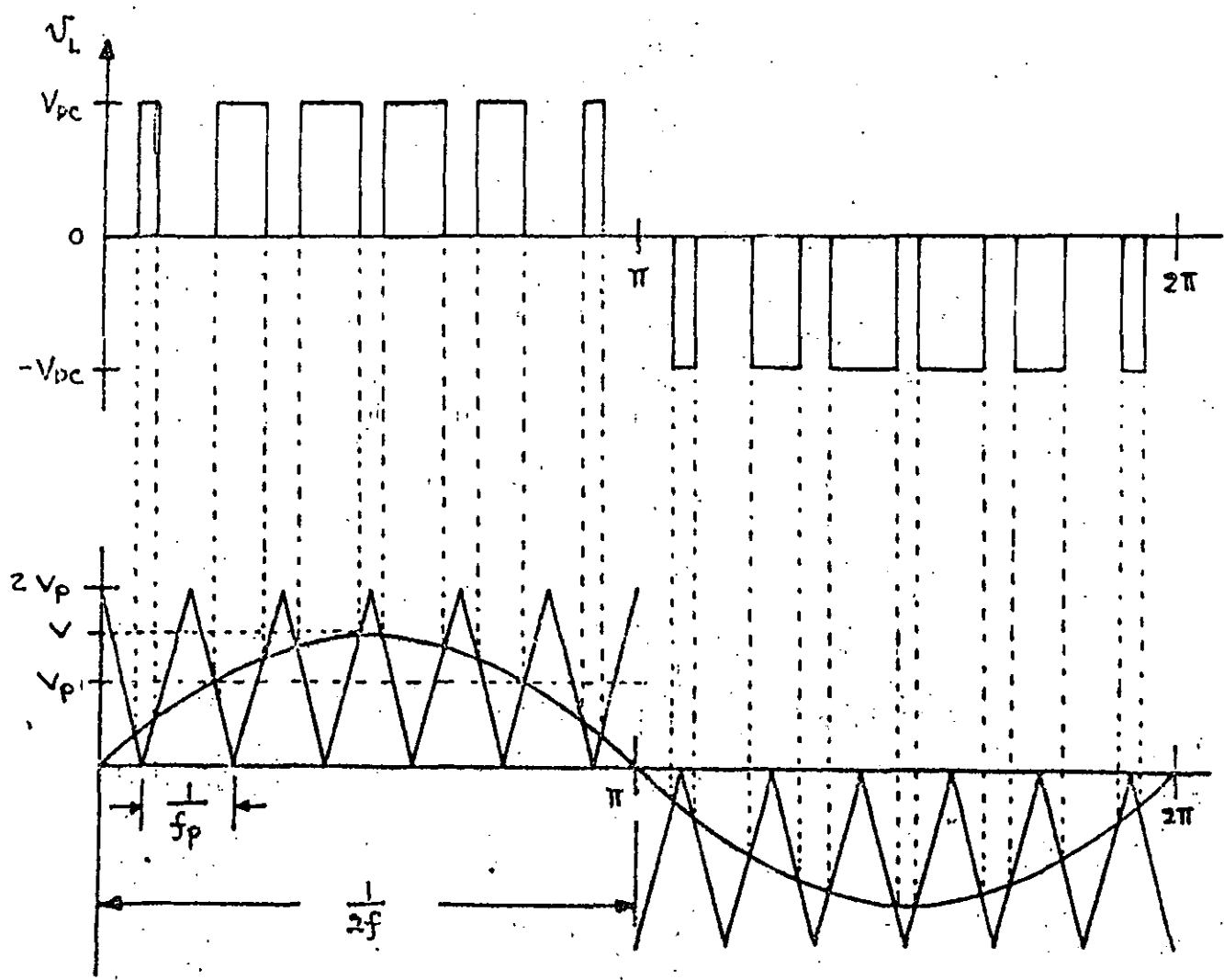


Figura 31.- Modulación senoidal

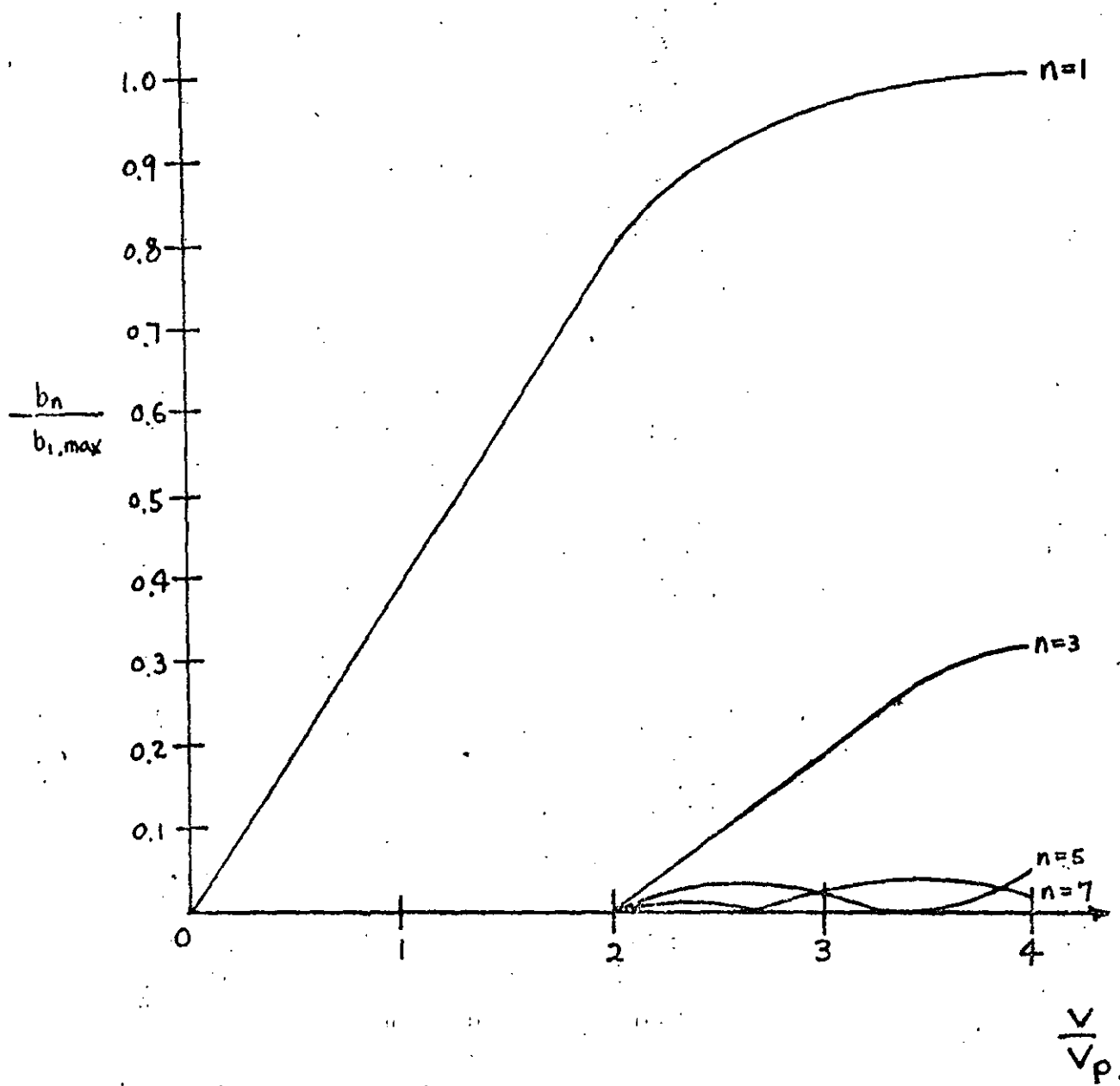


Figura 32. - Contenido armónico con modulación senoidal para $N=10$

Los instantes de encendido y apagado de los dispositivos del inversor los determinan las intersecciones de las ondas. La tensión de salida se controla variando la amplitud y la frecuencia de la onda senoidal.

Por lo que respecta al contenido armónico, se tiene que para $0 < V/V_p < 2$, todas las armónicas de orden $n < 2N$ se eliminan; si $V/V_p > 2$, entonces aparecen armónicas de bajo orden ya que la anchura de los pulsos deja de ser una función senoidal de su posición angular.

En la figura 32 se muestra el contenido armónico resultante para $N = 10$.

6.2.3.- AJUSTE DEL ANGULO DE FASE ENTRE VARIOS INVERSORES.

Este método de control involucra la suma fasorial de las salidas de dos o más inversores; el voltaje resultante puede controlarse desde cero, cuando las salidas se cancelan, hasta un voltaje igual a la suma de las salidas en fase.

Este control, en su forma más sencilla, puede explicarse con ayuda de la figura 33. Suponga que la fuente V_{dc} se ha dividido en dos fuentes de valor $V_{dc}/2$, conectadas en serie, y que se toma como referencia el punto entre ellas. Entonces, si se tiene un inversor monofásico en configuración puente; v_a es la salida de la parte izquierda del puente, y v_b la correspondiente a la parte derecha, se tiene que:

$$(71) \quad v_o = v_a - v_b$$

En la figura 34 se muestran las ondas de salida para diferentes relaciones fasoriales entre v_a y v_b ; el contenido armónico resultante corresponde al caso de la modulación de la anchura de un solo pulso.

Este concepto puede extenderse a m inversores, ya sea utilizando un transformador con m devanados en el primario; o bien, conectando los secundarios de m transformadores en serie.

Con esta técnica se pueden modular separadamente varios inversores, y desplazar sus salidas entre sí, de modo que para modular cada inversor pueden utilizarse técnicas de cancelación de armónicas.

Como ejemplo, puede tomarse el caso de cuatro armónicas adicionales por semiciclo, con cancelación de las armónicas tercera y quinta; este caso se muestra en la figura 35.

La expresión para el voltaje resultante es:

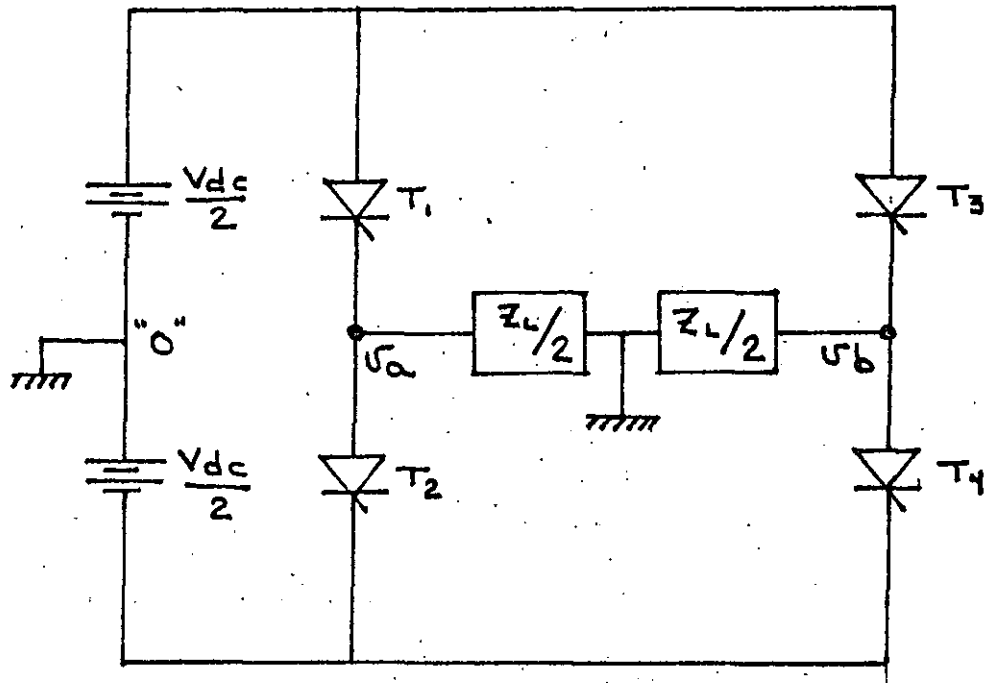
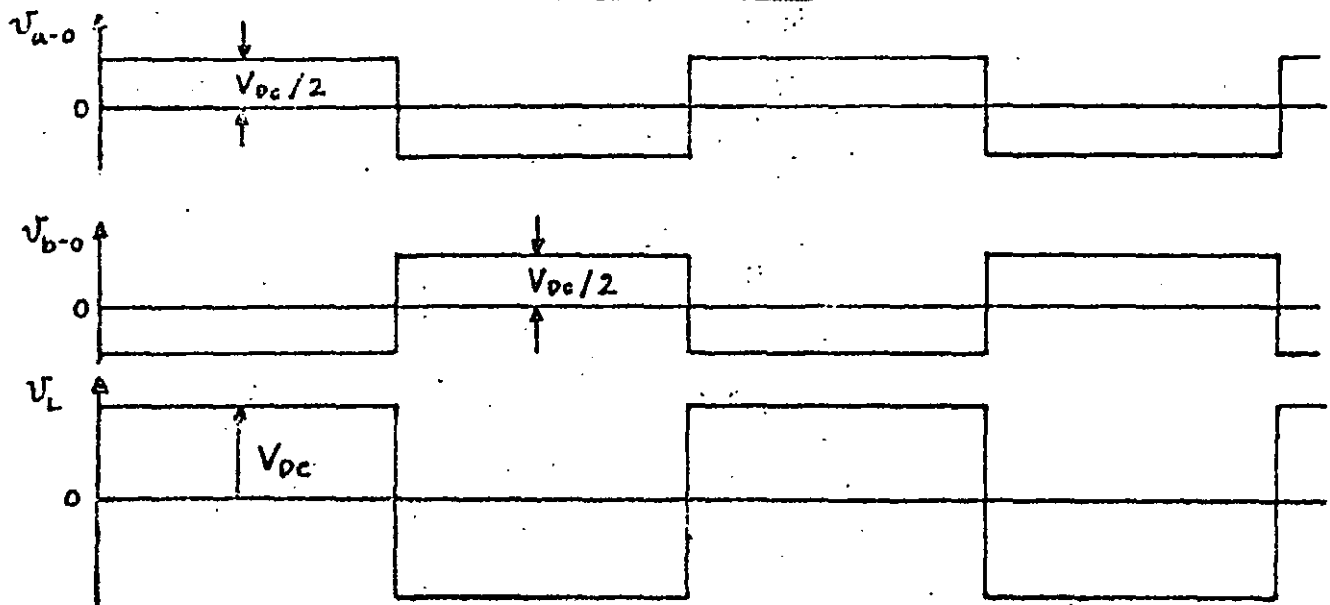
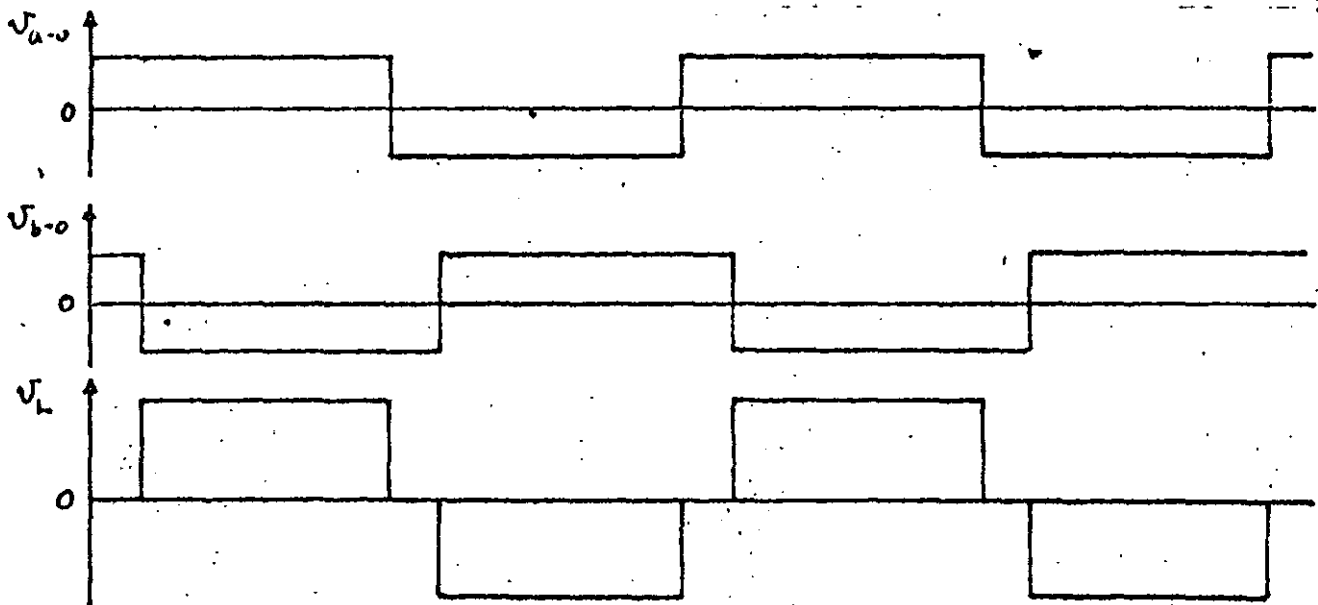


Figura 33.- Ajuste del ángulo de fase entre inversores.



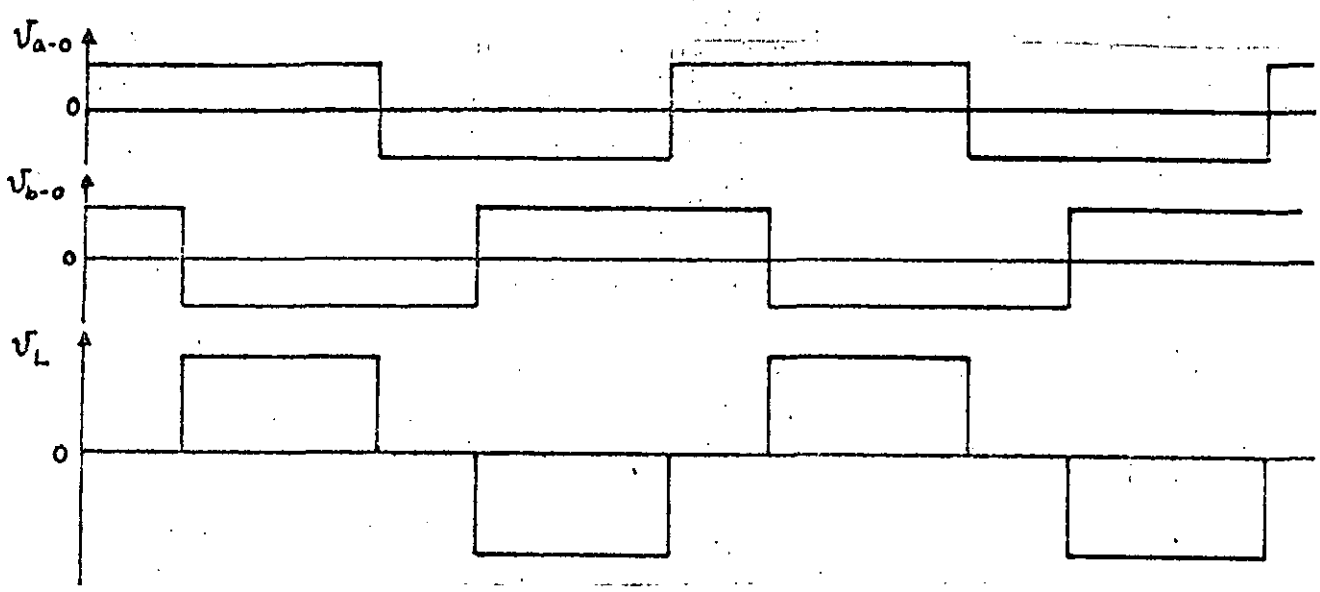
$$v_L = v_{a-o} - v_{b-o}$$

a) Operación normal del puente

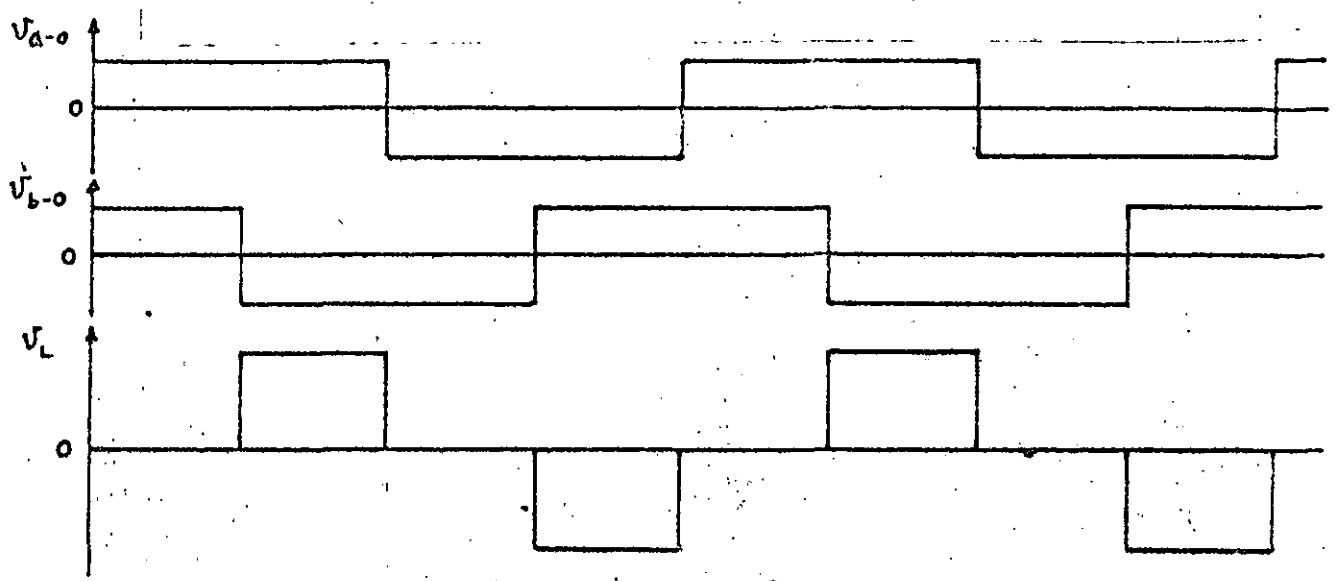


b) Desfasamiento = 30°

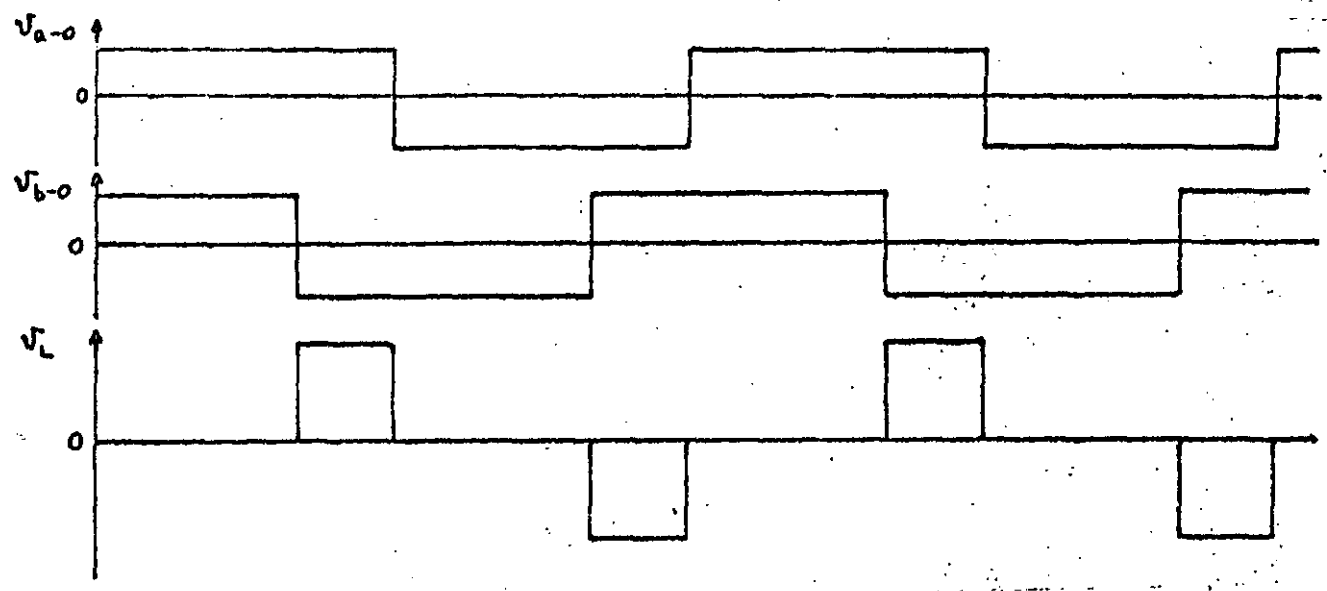
Figura 34.- Salidas de un inversor monofásico para diferentes valores de desfasamiento entre los medios puentes



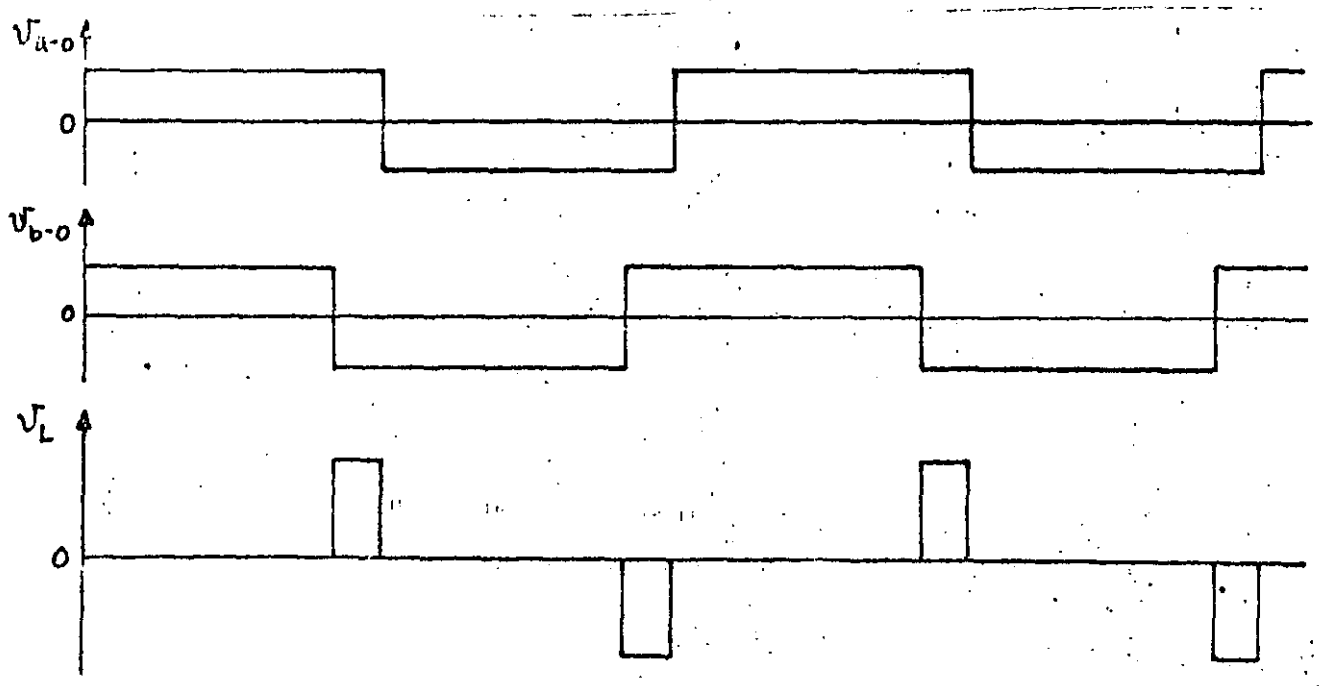
c) Defasamiento = 60°



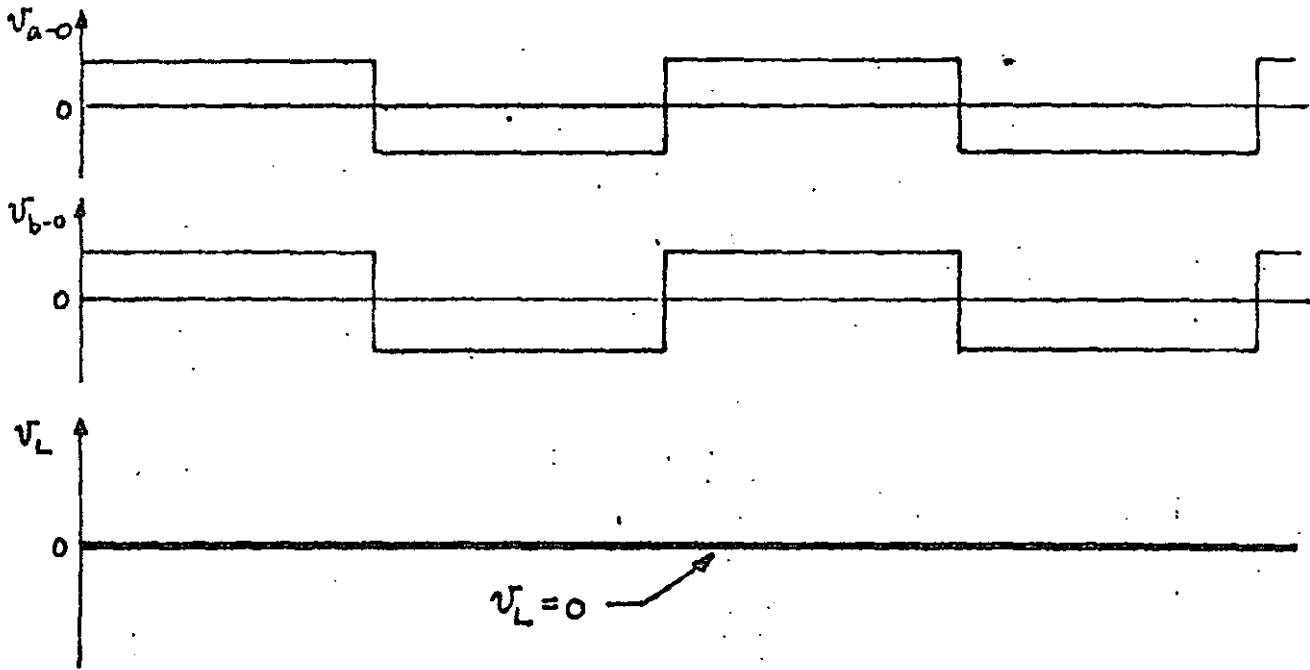
d) Defasamiento = 90°



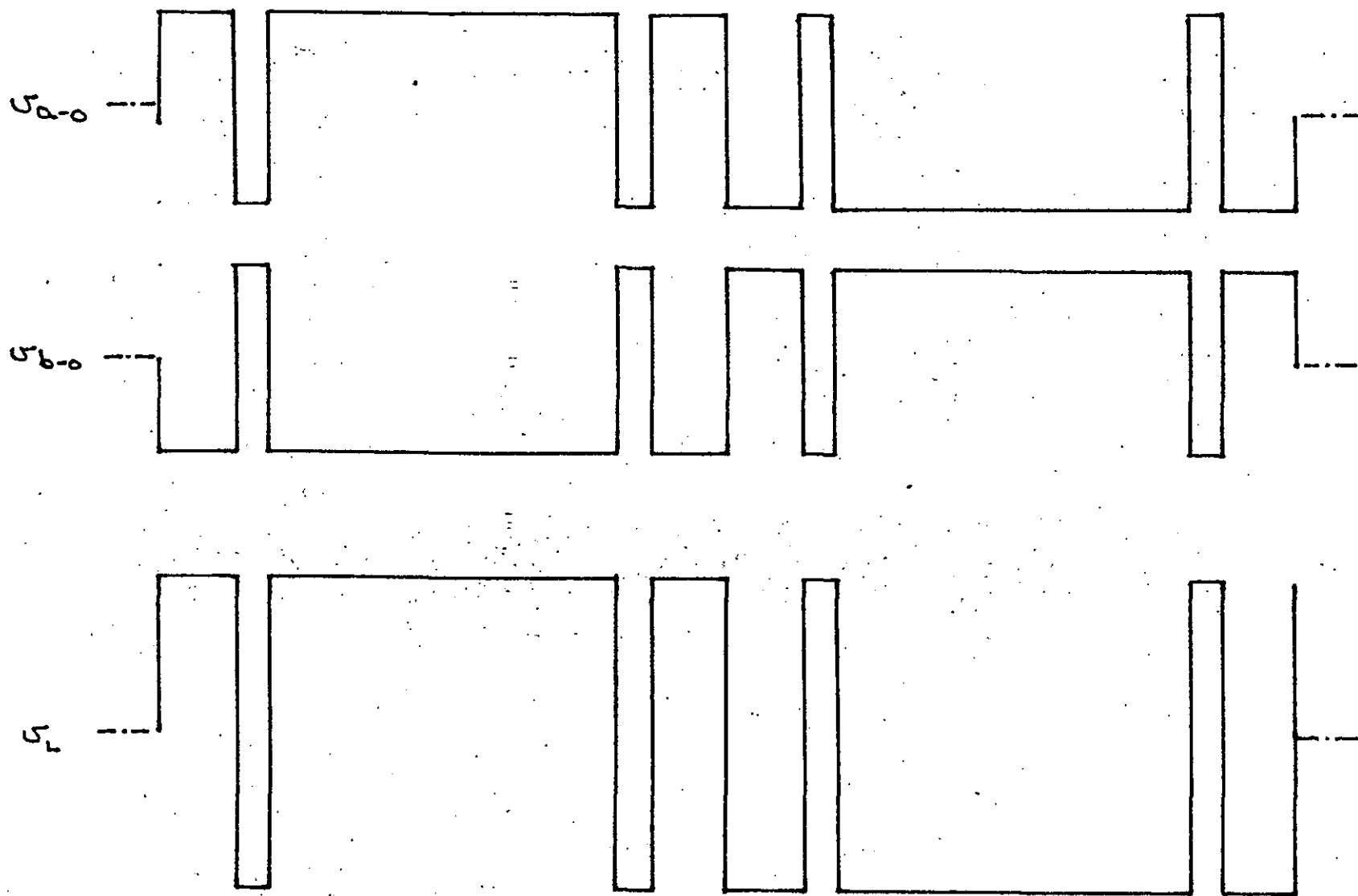
e) Defasamiento = 120°



f) Defasamiento = 150°



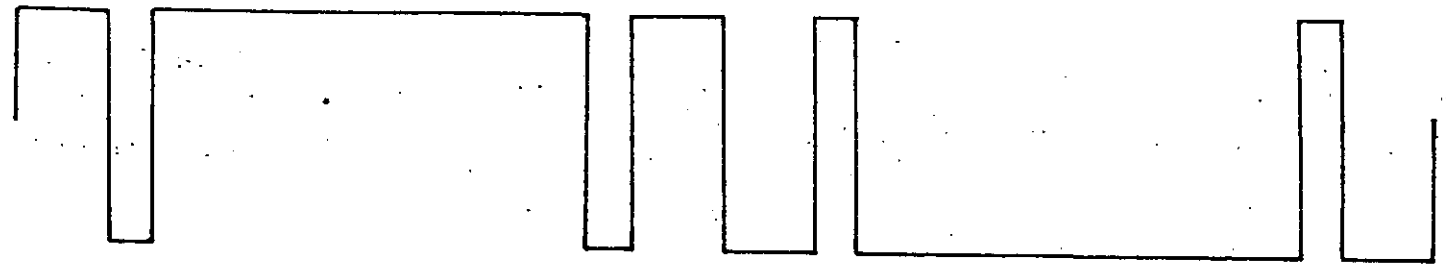
g) Defasamiento = 180°



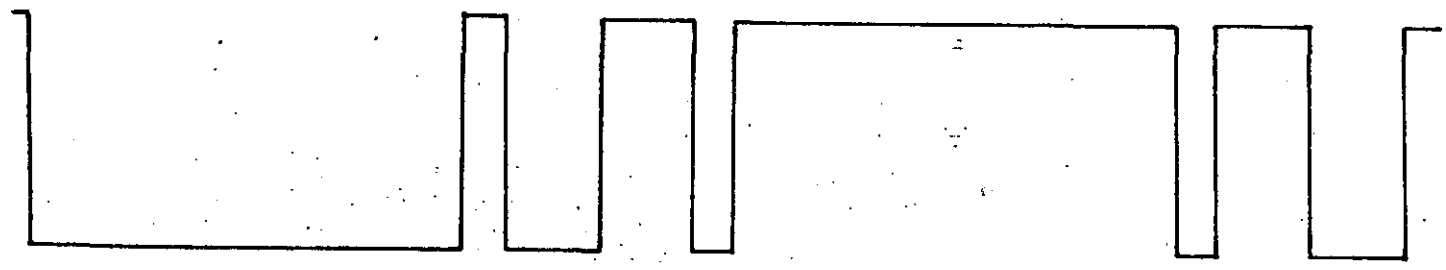
a) Defasamiento = 0 grados.

Figura 35.- Salidas de un inversor monofásico para diferentes valores de defasamiento entre los medios puentes, y cancelación de las tercera y quinta armónicas.

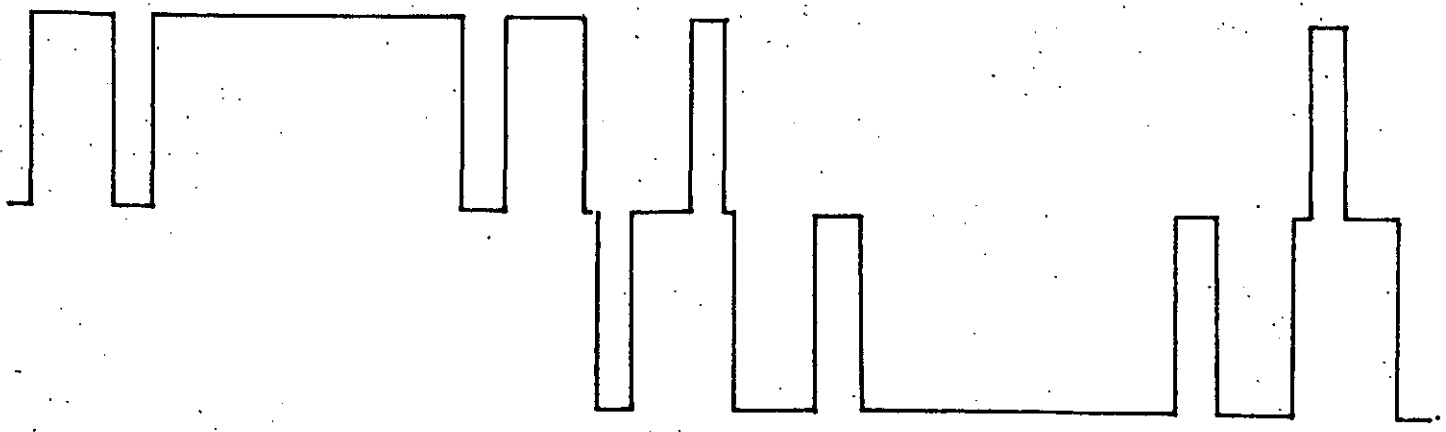
u_{a-o}



u_{b-o}

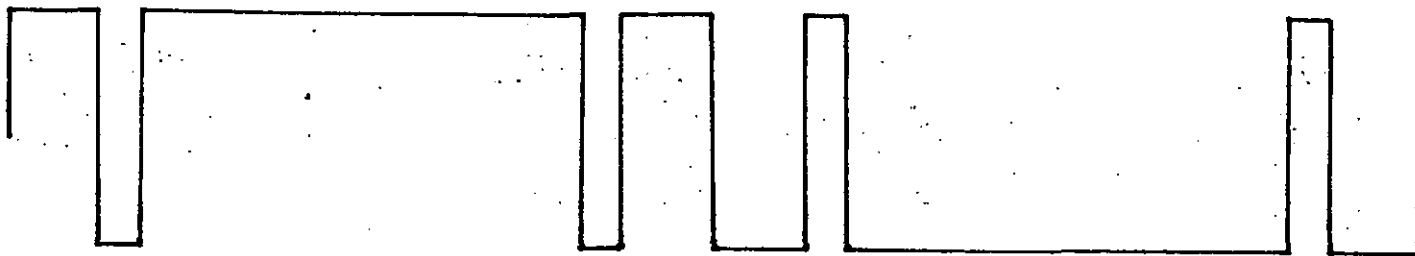


u_c

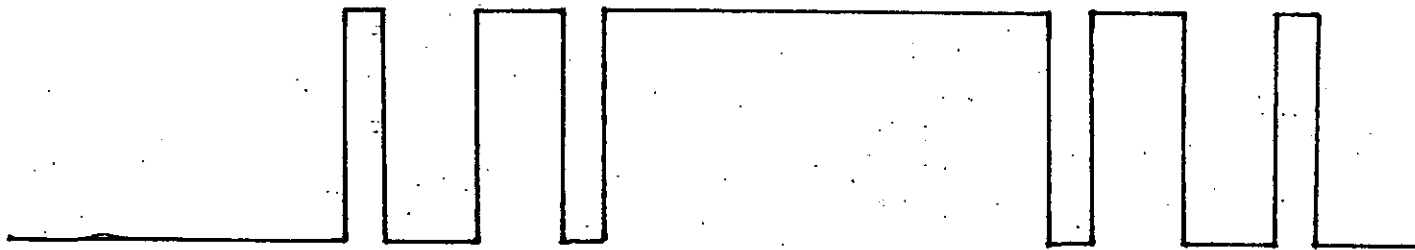


b) Defasamiento = 30 grados.

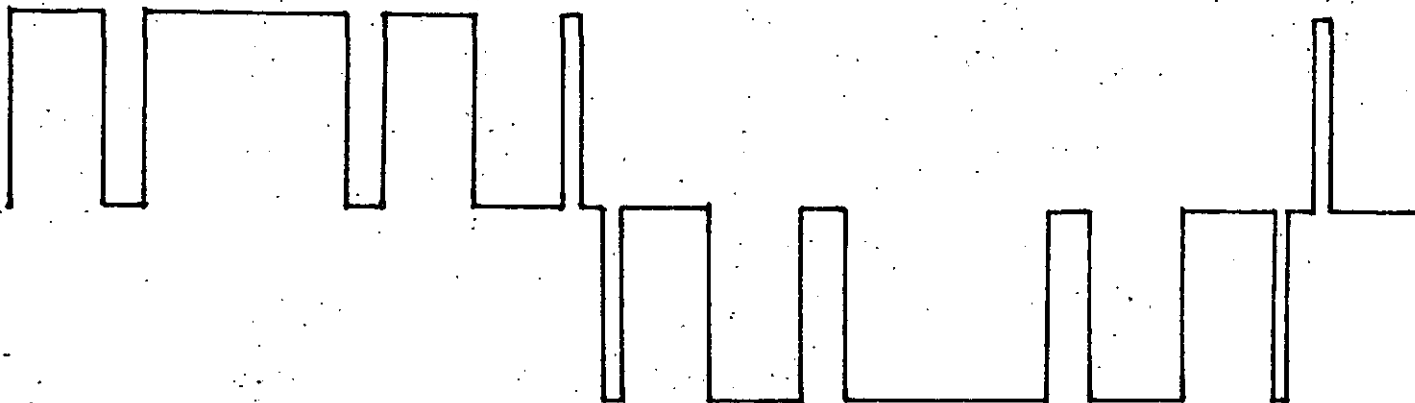
σ_{a-o}



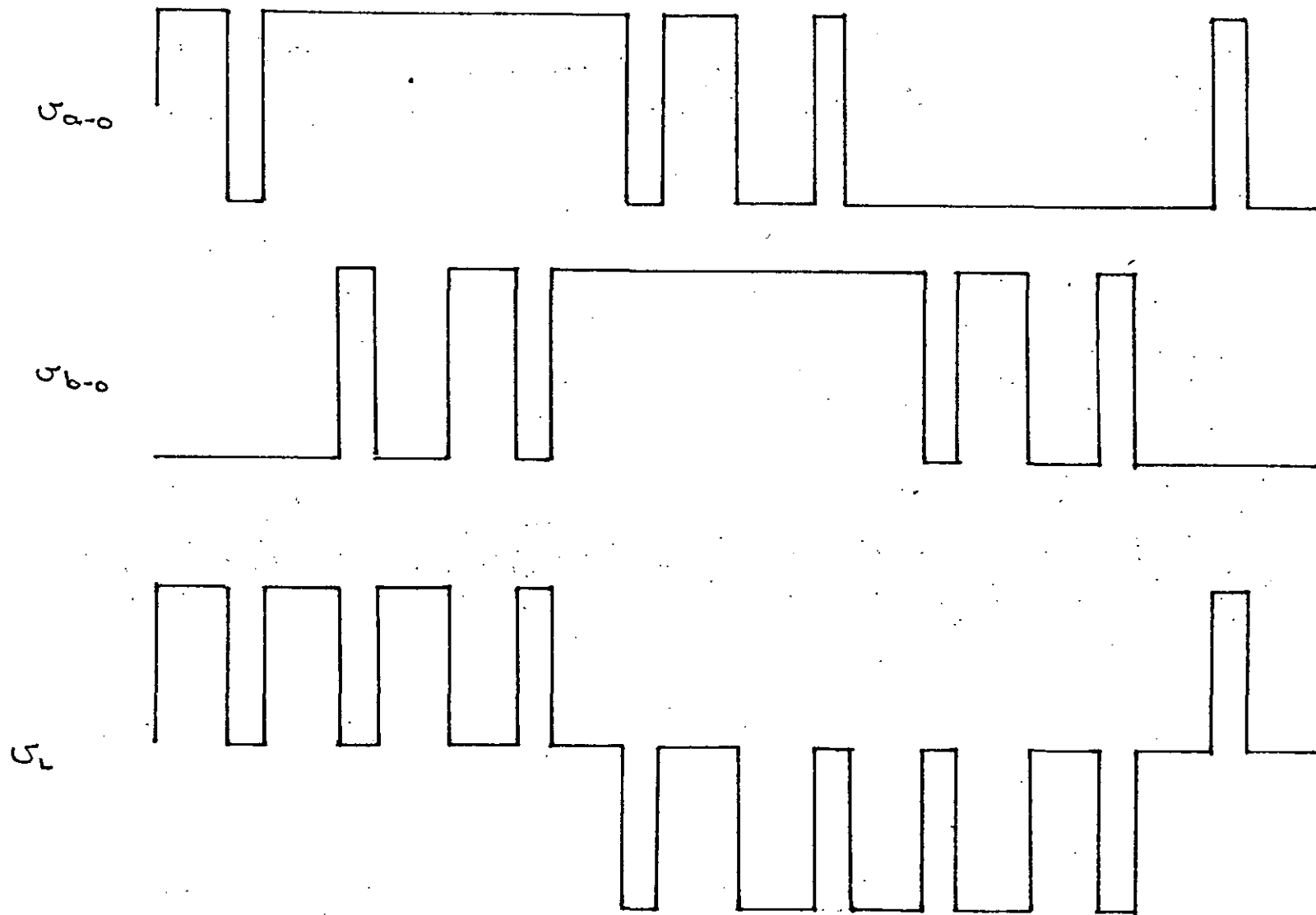
σ_{b-o}



σ_c



c) Defasamiento = 60 grados.



d) Defasamiento = 90 grados.

$$(72) \quad v_{on} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left(\frac{1 - 2\cos(n23.62^\circ) + 2\cos(n33.3^\circ)}{n} \right) \cos\left(\frac{n\psi}{2}\right)$$

donde ψ es el defasamiento entre salidas.

Para la frecuencia fundamental, la ecuación anterior se reduce a:

$$(73) \quad v_{o1} = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} (0.839) \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)$$

Para las armónicas se tiene:

$$(74) \quad v_{o3} = 0$$

$$(75) \quad v_{o5} = 0$$

$$(76) \quad v_{o7} = \frac{4 V_{dc}}{\pi} (0.248) \cos\left(\frac{7\psi}{2}\right)$$

$$(77) \quad v_{o9} = \frac{4 V_{dc}}{\pi} (0.408) \cos\left(\frac{9\psi}{2}\right)$$

$$(78) \quad v_{o11} = \frac{4 V_{dc}}{\pi} (0.306) \cos\left(\frac{11\psi}{2}\right)$$

En la tabla III se dan las amplitudes para varios valores de defasamiento, expresadas como fracción de $4V_{dc}/\pi$.

6.3.- INVERSORES TRIFASICOS.

La forma de onda "natural" de un inversor trifásico corresponde al caso de la modulación de la anchura de un solo pulso, con una anchura de pulso de 120 grados. Recurriendo a la gráfica correspondiente a esta técnica de modulación, se vé que la tercera armónica se anula. De hecho, se anulan todas las armónicas múltiplos de 3. Esto implica que un inversor trifásico genera un contenido armónico menor al que se produce en uno monofásico.

Los ángulos que se listaron en la tabla II se calcularon para una aplicación trifásica.

T A B L A III

n	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°
1	.839	.811	0.729	0.593	0.423	0.217	0
7	0.248	0.064	0.215	0.176	0.124	0.240	0
9	0.408	0.288	0	0.288	0.408	0.288	0
11	0.306	0.246	0.265	0.216	0.153	0.076	0

7.- CIRCUITOS DE CONTROL PARA INVERSORES.

Una vez implementada la etapa de potencia de un inversor, se requiere de un circuito que genera las señales de disparo para los tiristores, con la debida temporización.

La relación entre las señales de disparo depende de varios factores: tipo de inversor; esquema de modulación que se usará; y, eventualmente, tipo de carga. Es por estas razones que no existe un circuito de control único; sino, que este debe diseñarse para cada aplicación particular.

7.1.- CIRCUITO DE MODULACION DE UN SOLO PULSO.

Como ejemplo, suponga que se dispone de un inversor tipo puente, en el cual se desea generar una modulación de la anchura de un solo pulso. En la figura 36 se ilustra el caso de interés, mostrandose las señales de disparo para los SCRs como niveles lógicos: el SCR estará activo cuando la señal tenga el nivel lógico "1"; y estará apagado con un "0" lógico.

Ahora bien, si se considera unicamente a la frecuencia fundamental, y se desea tener un inversor en el cual sea posible variar la tensión de salida entre 0 y el valor máximo posible, entonces es necesario variar la relación fasorial entre los trenes de pulsos "1" y "2".

Un circuito que cumple esta función se muestra en la figura 37. Su funcionamiento es como sigue:

El transistor, actuando con el capacitor y la resistencia de colector, forman un generador de onda triangular (suponiendo que la constante RC es adecuada) sincronizado con la frecuencia del reloj que alimenta la base. Cuando la base del está en "0", el transistor está apagado y el capacitor se carga a través de la resistencia. Cuando la base está en "1", el transistor se enciende y el capacitor se descarga a través de "el.

A continuación se tiene un comparador; por un lado entra la señal triangular y por otro, un nivel de comparación. La salida es un tren de pulsos cuyo ciclo de trabajo depende del nivel de comparación.

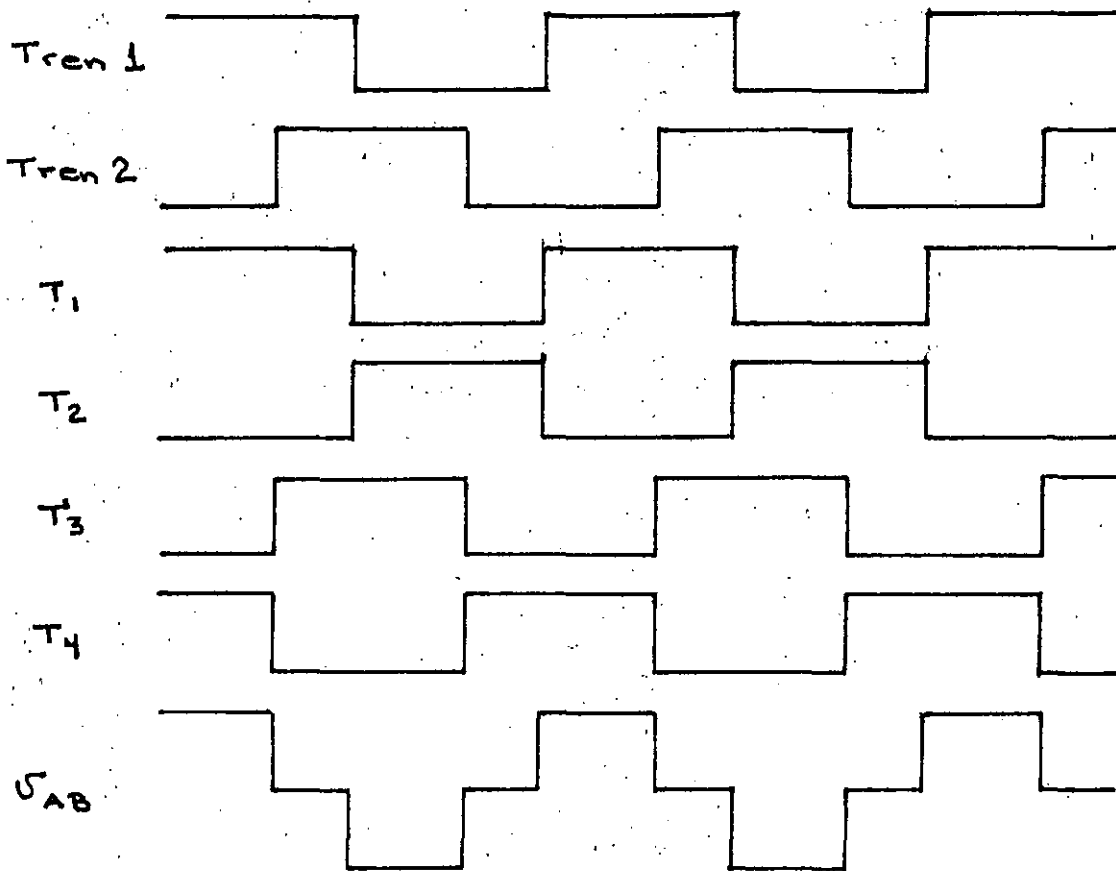
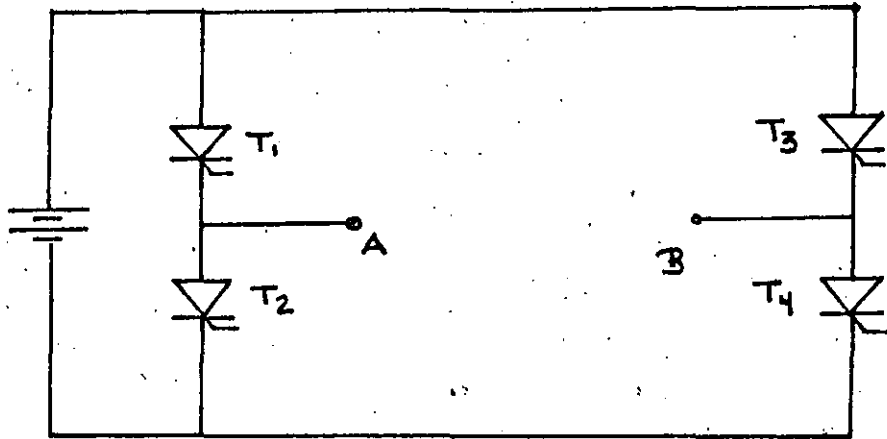


Figura 36.- Modulación de la anchura de un solo pulso en un inversor tipo puente.

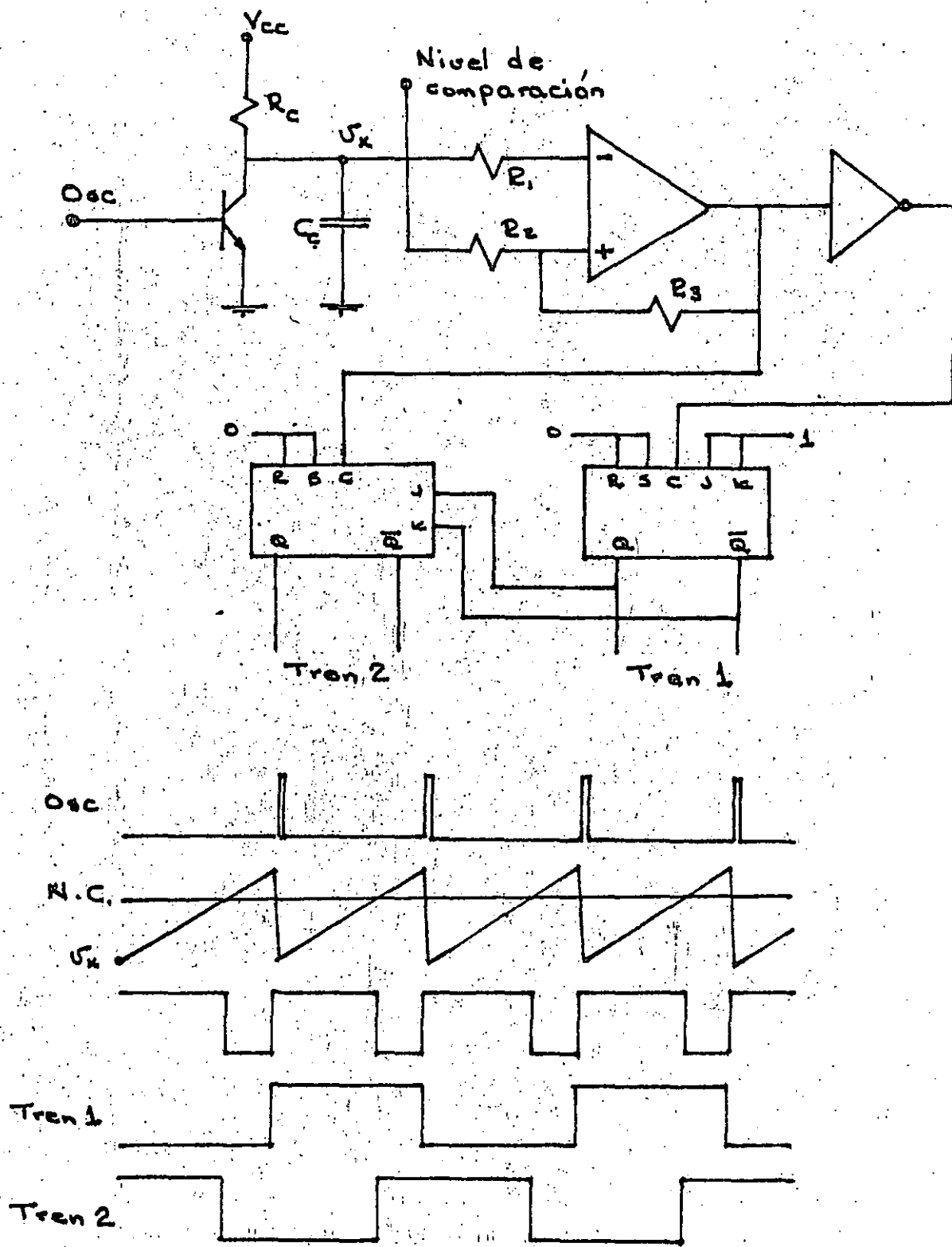


Figura 37.- Circuito para generar de modulación de un solo pulso.

Después, se tiene un par de biestables, los cuales generan las formas de onda adecuadas para los tiristores del puente.

Como puede verse, variando el nivel de comparación, puede variarse la relación fasorial entre los trenes de pulsos. Esto equivale a controlar la tensión de salida.

En la descripción anterior, se ignoró por completo el origen del reloj. Si esta proviene de un oscilador controlado por voltaje, entonces puede controlarse tanto la frecuencia como la amplitud de la salida del inversor.

De esta manera, si ocurre que la carga del inversor es un motor, entonces pueden controlarse tanto la velocidad como el par desarrollados por este.

7.2.- GENERACION DE ONDAS EN CUADRATURA.

Algunos motores de inducción emplean dos devanados en su operación, con un capacitor en serie con uno de ellos a fin de derivar señales en cuadratura a partir de una alimentación monofásica.

Dado que la reactancia del capacitor es inversamente proporcional a la frecuencia, el capacitor no puede mantener la cuadratura necesaria cuando se desea variar la velocidad del motor por medio de variaciones en la línea de alimentación.

Un par de flip-flops (F/F) operando en cuadratura pueden realizar la misma función que el capacitor, manteniendo el defasamiento adecuado a través de todo el rango de operación del sistema.

El diagrama a bloques de un sistema que cumple la función mencionada se muestra en la figura 38. Un oscilador genera una señal de reloj que es proporcional a la velocidad deseada en el motor. El reloj pasa a través de un circuito de acondicionamiento de niveles (para el caso en el cual el reloj no los genera adecuadamente), del cual se obtiene el reloj y su complemento. Con estas señales se alimenta un generador de cuadratura, el cual realiza las siguientes funciones:

- Proporciona dos pares complementarios de señales en cuadratura.
- Distribuye pulsos de anchura fija a los acondicionadores de pulsos.

Los acondicionadores de pulsos combinan las señales en cuadratura con los pulsos de anchura fija para generar señales asimétricas que alimentan los acopladores ópticos.

Las salidas de los acopladores proporcionan las señales de control para la etapa de potencia.

El circuito completo se muestra en la figura 39, las formas de onda en la 40. A continuación se describe detalladamente el control:

En la parte izquierda se tiene un oscilador construido con dos inversores, con un rango de frecuencia de 40 Hz. a 1200 Hz.. Este oscilador genera una señal de reloj y su complemento (formas de onda 1 y 2 en la figura 40).

A continuación se tiene un F/F J-K a cuyas entradas "SET" y "RESET" llegan las salidas del oscilador. El propósito de este F/F es minimizar el efecto de la distorsión en las formas de onda del reloj; las salidas Q y Q/ son iguales a este (formas de onda 3 y 4).

El F/F "A" actúa como un divisor de frecuencia, ya que está conectado en configuración "T". Por lo tanto, su periodo de salida es el doble del original (formas de onda 5 y 6).

Las compuertas "NOR" 1 y 2 generan una señal cuyo ciclo de trabajo es 1/4; i. e.: un cuarto de periodo en alto y el resto en bajo. Además, ambas salidas están defasadas 180 entre sí (7 y 8).

Tanto el F/F "B" como el "C" actúan como divisores de frecuencia, pero dado que se alimentan con relojes complementarios, sus salidas están defasadas 90 entre sí (9, 10, 11 y 12).

Las compuertas "NOR" 3 y 4 generan las señales de control para un inversor; para ello emplean las salidas de la compuerta 1 y del F/F "B"; las señales que generan tienen un ciclo de trabajo de 5/8 y están defasadas 180 entre sí (13 y 14). La salida de la compuerta 3 cierra el interruptor que conecta la carga al potencial positivo; la salida de la compuerta 4 cierra el interruptor que la conecta al potencial negativo, de tal manera que en el primer devanado aparece la forma de onda 17.

Las compuertas "NOR" 5 y 6 controlan el otro inversor, sus salidas están defasadas 90 con respecto a las de 3 y 4 (15 y 16). La tensión que se aplica al segundo devanado se muestra en la traza 18.

Debe notarse que la frecuencia de salida (en los devanados) es cuatro veces inferior a la de entrada (la del reloj); y que este se utiliza para generar las fases en cuadratura. Por lo tanto, el defasamiento es constante e independiente de la frecuencia.

El método de control corresponde a la modulación de la anchura de un solo pulso, con una anchura de 135. Para este valor se tienen los siguientes valores porcentuales de las armónicas:

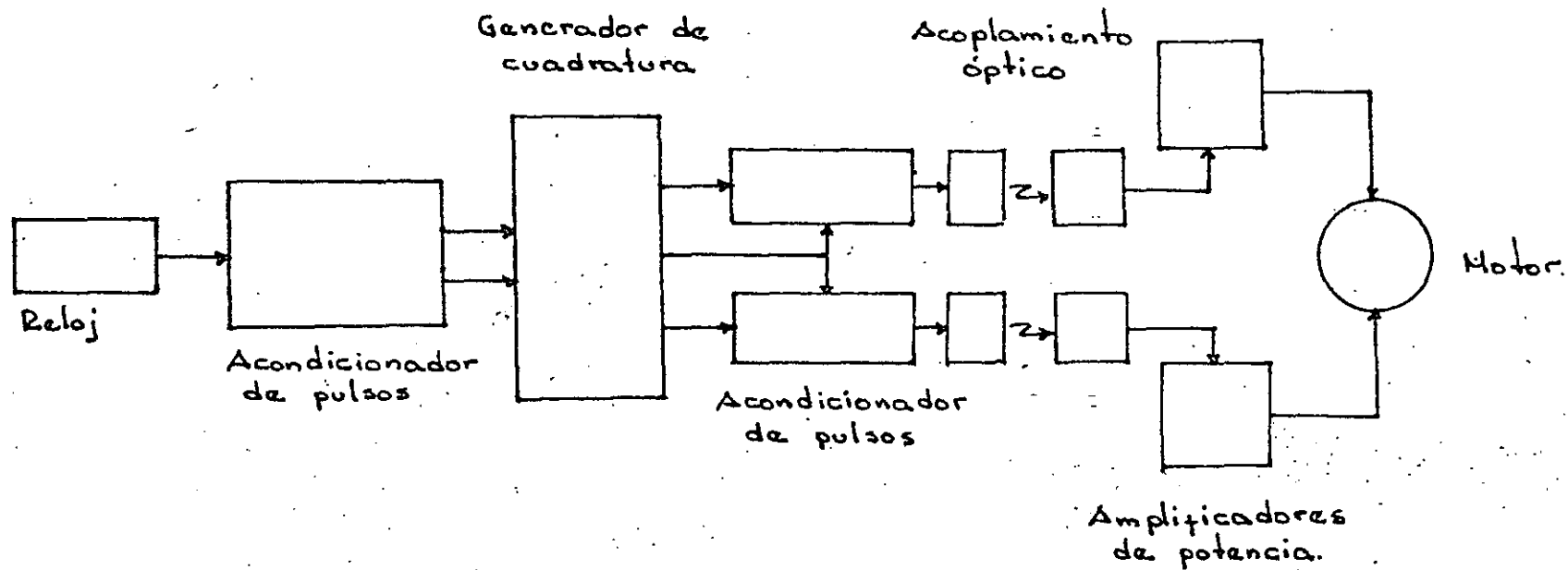


Figura 38.- Diagrama a bloques del generador de ondas en cuadratura.

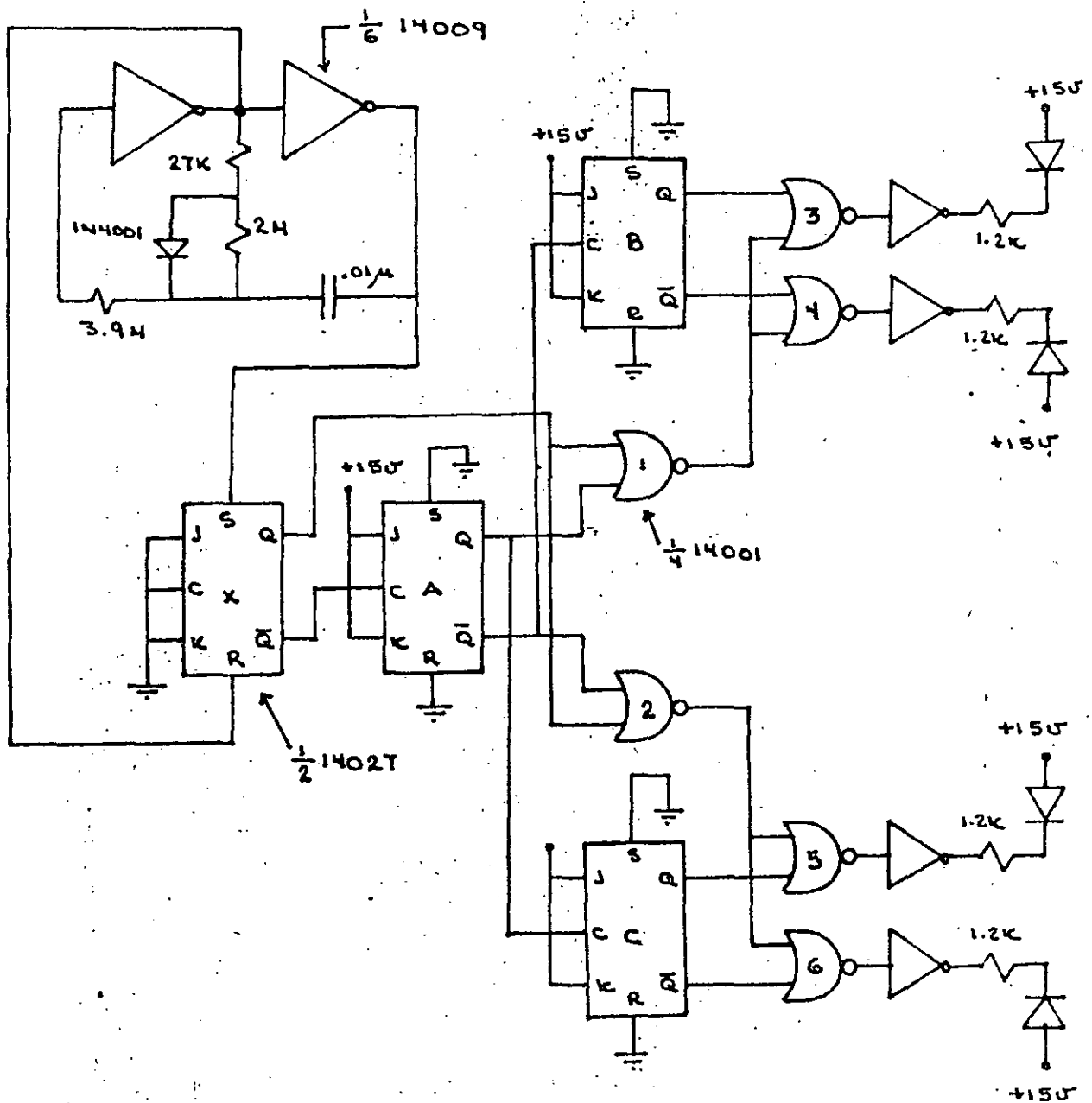


Figura 39.- Diagrama detallado del generador de ondas en cuadratura.

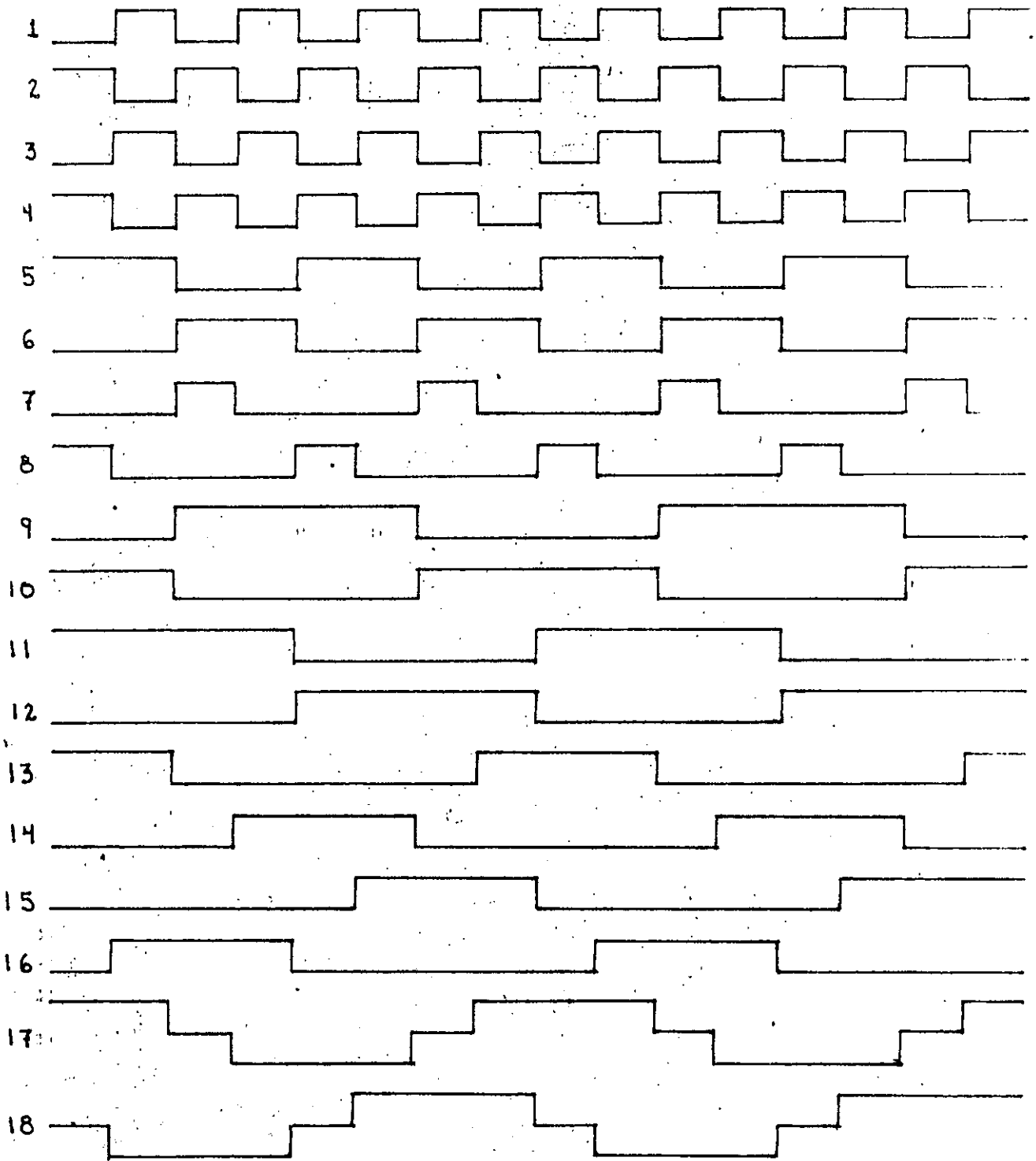


Figura 40.- Formas de onda.

n	Vn
1	93
3	13
5	7
7	13

Es interesante notar que con este valor de anchura de pulso se obtiene la mayor reducción de armónicas en relación con la amplitud de la frecuencia fundamental.

APENDICE I

ANALISIS DEL CIRCUITO R-L-C.

Análisis del circuito R-L-C.

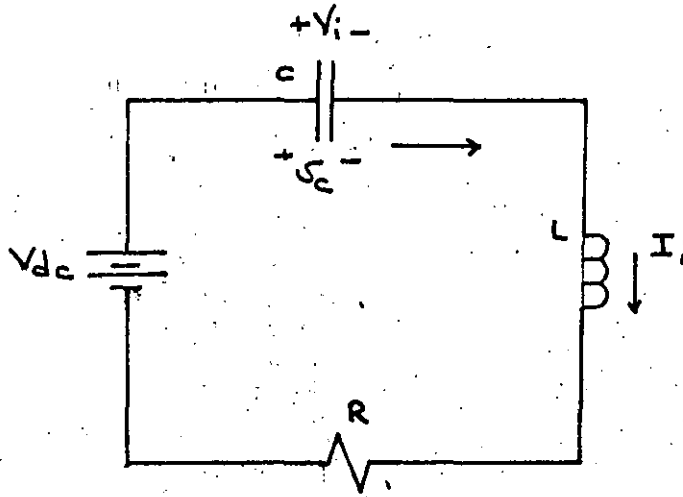


Figura I.1.- Circuito R-L-C.

La ecuación de la malla del circuito anterior es:

$$(I.1) \quad V_{dc} = V_i + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(\tau) d(\tau) + L \frac{di_c}{dt} + R i_c$$

Con la condición inicial $i_c(0) = I_i$; la transformada de Laplace de la ecuación anterior es:

$$(I.2) \quad \frac{V_{dc} - V_i}{s} = \frac{1}{sC} i_c(s) + L(s i_c(s) - I_i) + R i_c(s)$$

Resolviendo para $i_c(s)$ se obtiene:

$$(I.3) \quad ic(s) = \frac{V_{dc} - V_i}{L} + s I_i$$

$$s + \frac{R}{L} \quad s + \frac{1}{LC}$$

La solución para el caso oscilatorio es:

$$(I.4) \quad ic(t) = \frac{V_{dc} - V_i}{\omega L} \exp(-\alpha t) \operatorname{sen}(\omega t) -$$

$$I_i \frac{\omega_0}{\omega} \exp(-\alpha t) \operatorname{sen}(\omega t - \varphi)$$

donde:

$$(I.5) \quad \omega_0 = \frac{1}{LC}$$

$$(I.6) \quad \alpha = \frac{R}{2L}$$

$$(I.7) \quad \omega^2 = \omega_0^2 + \alpha^2$$

$$(I.8) \quad \varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega}{\alpha}\right)$$

A su vez, el voltaje en el capacitor está dado por:

$$(I.9) \quad v_c(t) = V_i + \frac{1}{C} \int_0^t ic(\zeta) d(\zeta)$$

y resulta ser:

$$(I.10) \quad v_c(t) = V_{dc} - (V_{dc} - V_i) \frac{\omega_0}{\omega} \exp(-\alpha t) \sin(\omega t + \varphi) + \\ + \frac{I_i}{\omega C} \exp(-\alpha t) \sin(\omega t)$$

Si la resistencia es pequeña; i.e.: el circuito tiene pocas pérdidas; entonces las siguientes aproximaciones son válidas:

$$(I.11) \quad \omega_0 = \omega$$

$$(I.12) \quad X = \frac{L}{C} = \omega L = \frac{1}{\omega C}$$

$$(I.13) \quad Q = \sqrt{\frac{X}{R}}$$

$$(I.14) \quad \frac{\alpha}{\omega} = \frac{R}{2\omega L} = \frac{1}{2Q}$$

$$(I.15) \quad \varphi = \frac{\pi}{2}$$

$$(I.16) \quad \sin(\omega t - \varphi) = -\cos(\omega t)$$

La corriente $i_c(t)$ puede aproximarse como sigue:

$$(I.17) \quad i_c(t) = \left(\frac{V_{cd} - V_i}{X} \sin(\omega t) + I_i \cos(\omega t) \right) \exp\left(\frac{-\omega t}{2Q}\right)$$

Empleando las mismas aproximaciones, la ecuación para la tensión es:

$$(I.18) \quad v_c(t) = V_{dc} + (X I_i \sin(\omega t) - (V_{dc} - V_i) \cos(\omega t)) \exp\left(\frac{-\omega t}{2Q}\right)$$



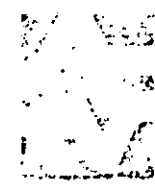
**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

ELECTRONICA DE POTENCIA

CAPITULO 8
TRANSISTORES DE POTENCIA

ING. ALBERTO M. CAMPOS V.

JUNIO, 1985



EL TRANSISTOR DE POTENCIA

CONTENIDO

- Principales parámetros de transistores de potencia.
- Areas seguras de operación.
- Tiempos de conmutación de transistores de potencia.
- Impulsores de base de transistores de alto voltaje.
- Impulsores de base de transistores de conmutación.
- Empleo del darlington como transistor de conmutación.
- Corriente inversa en transistores de potencia.
- Redes auxiliares de conmutación.

CONVERTIDORES CD-CD CON TRANSISTORES.

- Principios generales de convertidores CD-CD.
- Comparación de los principales tipos de convertidores.
- Selección de transistores de conmutación.
- Protecciones en equipo transistorizado.
- Ejemplos de diseño de convertidores CD-CD.

Principales parámetros de transistores de potencia.

Durante mucho tiempo el transistor de potencia ha sido utilizado para amplificación lineal, hoy en día su utilización como interruptor se ha ido incrementando. Las características que un transistor debe poseer para utilizarse como interruptor son obviamente diferentes de las que debe poseer como amplificador lineal.

Un interruptor posee dos estados estables (conducción y apagado), y dos estados transitorios que representan el cambio de un estado estable a otro. Existen varios parámetros que se pueden asociar a cada uno de dichos estados.

Además de los parámetros asociados a los estados del estable y transitorio del interruptor, se deben considerar aquellos relacionados con potencia de impulso requerida, capacidad de sobrecarga etc.

A continuación se definen los parámetros del transistor de potencia operado como interruptor.

Transistor en corte (apagado).

Voltaje de ruptura colector-emisor.

En un transistor, la unión colector-base es la que soporta el voltaje aplicado, sin embargo, debido a la ganancia del dispositivo, el voltaje de ruptura colector-emisor es siempre menor o igual al colector-base (V_{cbo}) y depende de la polarización base-emisor.

En la figura 1 se muestra la característica de ruptura colector-emisor de un transistor de potencia. De estas curvas se nota que el voltaje V_{ceo} , ruptura de colector-emisor con la unión base-emisor abierta, es siempre menor, independientemente de la corriente de colector. V_{cex} representa la ruptura colector-emisor con la unión base-emisor polarizada inversamente. Este parámetro es sumamente importante cuando se trata de transistores de alto voltaje.

Corrientes de fuga.

Debido a los avances tecnológicos en el diseño de transistores de potencia, las corrientes de fuga se han reducido considerablemente, debido a lo cual se consideran como parámetros de importancia secundaria.

Transistor en conducción.

La figura 2 muestra una familia de curvas de un transistor de potencia. En ellas se pueden observar 3 zonas características:

- zona 1, en ella la corriente es prácticamente constante, es la región lineal o de amplificación del transistor.

- zona 2, Corresponde a valores bajos de voltaje colector-emisor, las curvas tienen una cierta pendiente en esta región se nota que al reducirse el voltaje colector-emisor, la corriente de colector también disminuye, variando por tanto la ganancia (beta) del transistor. Esta región es característica de un estado de quasisaturación del transistor.

- zona 3, Representa el estado de saturación del transistor, el cual, en esta región, se comporta como una resistencia de valor bajo.

Las zonas de interés del transistor como interruptor son las de saturación y quasisaturación; siendo un parámetro muy importante el voltaje colector-emisor de saturación.

Voltaje colector-emisor de saturación.

Este parámetro adquiere significado cuando va acompañado por los valores de corriente de colector (I_{csat}) y de corriente de base (I_{bsat}). Para cualquier transistor de un tipo dado, el cual se encuentre operando a una corriente de colector I_c igual o menor que el valor especificado de I_{csat} , y para el cual la corriente impuesta de

base I_b sea mayor o igual que I_c/B_f , el voltaje colector-emisor será siempre menor o igual que el valor garantizado de V_{cesat} .

INSTITUTO D
INVESTIGACIONES
ELECTRICAS

B_f se define como la ganancia forzada del transistor y se define como I_{csat}/I_{bsat} . La figura 3 muestra una serie de curvas de V_{cesat} en función de I_c para distintos valores de ganancia forzada.

Máxima corriente de colector.

La máxima corriente de colector es un parámetro que fija el fabricante. Un criterio que se utiliza para fijarla es la imposibilidad de lograr que el transistor sature con un valor razonable de ganancia forzada. El fabricante garantiza que el transistor puede manejar tal corriente sin daño siempre y cuando se respeten todos los otros límites fijados (particularmente la temperatura de la unión).

Generalmente se especifican dos límites para la máxima corriente: Corriente de CD (I_c) y corriente pulsada (I_{cm}). Dichos límites jamás deberán ser excedidos.

Conmutación.

A diferencia de los transistores de señal, los tiempos de conmutación en los transistores de potencia se miden en la corriente de colector y no en la tensión de colector-emisor. Esto se debe a que, en general, en electrónica de potencia la carga generalmente es reactiva y la tensión va a depender del circuito y no del transistor. La figura 4 muestra los tiempos de conmutación de corriente de un transistor de potencia. Los tiempos que el fabricante garantiza son los máximos, en carga resistiva.

A continuación se define cada uno de los tiempos de propagación mostrados en la figura 4.

Durante Encendido

En ésta etapa se observan dos parámetros: el tiempo de retraso en el arranque de la corriente de colector; y el tiempo de subida de la misma.

Tiempo de retraso.- Se define como el tiempo que transcurre entre que la corriente de base sube al 10% de su valor y la corriente de colector alcanza el 10% de su valor. Dicho tiempo corresponde a la carga de la capacitancia de base-emisor.

INVESTIGACIONES
ELECTRICAS

Tiempo de subida de la corriente de colector.- Se mide del 10% al 90% del valor máximo. Este parámetro caracteriza la velocidad con que un transistor entra en conducción. Está relacionado directamente con el ancho de la base del transistor. La importancia de este parámetro radica en que determina las pérdidas de encendido en algunas aplicaciones.

Apagado.

El abrir un circuito inductivo representa siempre una fase crítica, es por eso la importancia de los parámetros que caracterizan el apagado de un transistor. Durante el apagado se pueden distinguir dos fases: El tiempo de retraso entre el cambio en la de base (tiempo de almacenamiento t_s) y el tiempo de caída de la corriente de colector.

Tiempo de Almacenamiento.

Cuando un transistor es trabajado en la región de saturación o en la de casi-saturación, se caracteriza por un efecto de ensanchamiento de la base; es como si parte del colector se hubiese convertido en base. Para que este efecto ocurra se requiere una cierta cantidad de cargas provistas por la corriente de base (carga almacenada). Para que la corriente de colector empiece a descender como resultado de una inversión en la corriente de base, se requiere que se evacúen las cargas almacenadas. El tiempo requerido para dicha evacuación es el tiempo de almacenamiento t_s . Este tiempo depende en gran medida del circuito impulsor de base y existen varias técnicas para reducirlo a tamaños pequeños.

Area Segura De Operación en Conmutación.

Está definida por los límites de $V_{ce}-I_c$ del transistor. Esto determina el área dentro de la cual deberá permanecer el punto de operación del transistor en cualquier momento.

Esta área segura de operación es diferente y mayor que la que caracteriza a la región lineal. En conmutación existen dos estados estables de baja disipación del punto de operación; y el paso a través de zonas de alta disipación es solamente transitorio. Esta área segura de operación tiene como propósito agrupar en un solo diagrama los límites de tensión y corriente del transistor.

El Circuito Impulsor.

Este circuito es de gran importancia en circuitos con transistores. Es importante conocer los parámetros que caracterizan el impulso de base, esto es, los parámetros de base-emisor.

Corriente de Base.-A primera vista parece sorprendente que un transistor tenga tan baja ganancia en corriente cuando es operado en saturación. Sin embargo, la potencia de impulso que requiere un transistor en saturación ($V_{besat} \times I_{bsat}$), es baja comparada con la potencia que ^{manija} en colector. Desde este punto de vista lo podemos ver como un dispositivo de alta "ganancia de potencia".

Tensión Base-Emisor de Saturación.-Es un parámetro importante en el cálculo de la circuitería de impulso de base. Depende esencialmente de la amplitud de la corriente de base y de la tensión colector-emisor. A niveles altos de corriente, el factor que mas afecta la unión base-emisor es la resistencia de base.

Tensión Base-Emisor de Ruptura V_{beo} . Cuando la unión base-emisor se polariza en inversa, la ruptura representa una limitación que debe tomarse en cuenta para el diseño del circuito impulsor de base. Se debe tener mucho cuidado cuando se aplica tensión negativa a la base para acelerar el apagado, de no exceder este valor de ruptura.

Límites y Características Térmicas.

Características del Transistor Con La Temperatura.- Normalmente el fabricante proporciona los datos de variación de parámetros con la temperatura; como son: Valor garantizado de corriente de fuga para alta temperatura, curvas características de evolución de V_{cesat} y de V_{besat} en función de la corriente de colector a diferentes temperaturas de cápsula.

Máxima Temperatura de Unión.- T_{jmax} es la máxima temperatura que puede soportar un dispositivo de silicio. Si ésta máxima temperatura se

excede, el dispositivo podría quedar dañado o destruido. Para transistores de conmutación, ésta temperatura normalmente es de 200°C para transistores de bajo voltaje, y valores menores para los de alto voltaje.

INVESTIGACIONES
ELECTRICAS

Resistencia Térmica.- No es posible medir la temperatura de unión de un transistor, sin embargo la temperatura de la cápsula si es posible medirse. La diferencia en temperaturas de unión a cápsula es directamente proporcional a la potencia que disipa el dispositivo; por tanto la resistencia térmica de unión a cápsula se define:

$$T_j - T_{c\text{ap}} = R_{th(j\text{-cap})} * P_d$$

Esta resistencia térmica representa la capacidad del dispositivo para ser enfriado.

AREAS SEGURAS DE OPERACION.



INSTITUTO
INVESTIGACIONES
ELECTRICAS

Definición General.

Es un método simplificado de especificar los rangos de tensión-corriente de colector para una unión dada.

Para transistores de potencia está dada en forma de gráfica de I_c-V_{ce} ; los contornos indican los rangos absolutos máximos para el modo de operación correspondiente; la operación del dispositivo fuera de dichos rangos podría redundar en falla del dispositivo ya sea a corto o largo plazo.

Area segura de operación en polarización directa.- La figura 5 muestra el área segura de operación para un transistor que opera en modo lineal o pulsado. En modo de conmutación el transistor opera en forma diferente (corte y saturación). Por tanto dicha área segura de operación no aplica.

Area Segura en Modo de Conmutación.- La figura 6 ilustra dicha área segura de operación. De ella se puede concluir que:

La tensión colector-emisor debe permanecer igual o menor al valor máximo absoluto de $V_{ce(sus)}$ hasta que la corriente de colector haya descendido a un valor suficientemente bajo. La tensión de colector-emisor puede elevarse hasta V_{cex} siempre que se polarice en inversa a la unión base-emisor y para valores pequeños de I_c . Se recomienda, para todos los transistores con $V_{ce(sus)}$ mayor a 300v, operar dentro de la zona de baja disipación, particularmente durante el apagado. Si solo se tiene disponible esta información, se deberá emplear tanto para conducción como para apagado del transistor.

Area segura de operación directa.- Se ilustra en la figura 7; es muy semejante a la de polarización directa para modo pulsado cuando el pulso es muy corto. Se emplea de la manera siguiente. En encendido el incremento de corriente y descenso de tensión no deberán exceder la zona ABC. Bajo las condiciones especificadas se podría agregar la zona CDEF para encendido. En apagado jamás se deberá exceder la zona ABC.

Area Segura de Operación con Polarización inversa.- Se muestra en la figura 8; sólo se debe emplear en el apagado del transistor cuando se tiene la unión base-emisor polarizada en inversa, o cuando la resistencia equivalente entre base y emisor es inferior a la especificada. De aquí se nota que un transistor puede soportar

tensiones de colector-emisor inferiores a $V_{ce0(sus)}$ a bajos niveles de corriente de colector y con la unión base-emisor polarizada en inversa.

Las siguientes aclaraciones se hacen sobre áreas seguras de operación:

1).- El área segura de operación en conmutación con polarización inversa se determina experimentalmente.

2).- Se debe emplear bajo las condiciones especificadas en las hojas de datos.

3).- Un impulsor que resulte en un cambio acelerado de un estado de sobresaturación a corte del transistor restringe los rangos de tensión en las regiones de alta corriente. De la misma forma si el impulsor cambia al transistor de casi-saturación a corte, el rango de tensión se ve agrandado.

En conmutación, es de primaria importancia conocer los tiempos de cambio de estado del transistor de potencia a utilizarse, ya que esto determina las pérdidas de conmutación. Es importante desde el punto de vista de diseño, el optimizar tales parámetros, ya que existe una interrelación entre el dispositivo y su circuitería asociada. El diseñador deberá tener conocimiento de:

Las propiedades físicas del transistor cuando es encendido o apagado por su circuito impulsor.

Las curvas típicas que le permitan determinar los tiempos de conmutación para cada aplicación en particular.

Conmutación.- La respuesta de un transistor en conmutación va a depender de la razón de incremento o decremento de las cargas almacenadas en la base y en el colector, que corresponden al estado de conducción permanente requerido.

Encendido del Transistor.- Ver figura 9.

Estado inicial; El transistor está apagado. Las uniones base-colector y base-emisor se encuentran polarizadas en inversa.

Umbral de conducción; Se inicia el impulso de base. Se polariza la unión base-emisor a un nivel cercano a conducción; no hay inyección de emisor a base, por tanto no hay corriente de colector.

Inicio de corriente de colector; Continúa la corriente de impulso de base y tiende hacia su valor final I_b . Existe una acumulación progresiva de cargas en la base, lo que provoca un incremento progresivo de la corriente de colector hacia su valor final I_c . La tensión base-emisor alcanza su valor final V_{besat} . En forma simultánea, la tensión de colector-emisor cambia de su valor inicial V_{cc} a su valor final V_{cesat} . Durante conducción la base proporciona toda la carga requerida.

Apagado del Transistor.- Para apagar el transistor, todas las cargas acumuladas deben eliminarse, ya sea por inversión de polaridad del generador de base, el cual invierte la corriente de base a su valor máximo polarizando en inversa la unión base-emisor; o por consumo de cargas debida a la corriente colector-emisor.

Continuación de corriente de colector sin cambio; el transistor en completa saturación, todas las cargas pueden ser removidas sin cambio

de la corriente de colector I_c o de la tensión V_{cesat} ; solo la corriente de base tiene una influencia directa en la duración de esta fase.

INSTITUTO D
INVESTIGACIONE

Caída de la corriente de colector; La corriente de base continúa evacuando las cargas almacenadas y la corriente de colector consume algunas de dichas cargas. El punto de operación se moverá sucesivamente de casi-saturación a la región lineal sobre la línea de carga. Pero las uniones base-emisor y la colector-base virtual evolucionarán independientemente una de la otra bajo la influencia de las corrientes de base y colector-emisor.

Caso 1: Unión base-emisor apaga al final. Dado que la unión base-emisor no está apagada, el transistor funciona normalmente, sin embargo el transistor ya no se encuentra saturado y las pérdidas a corrientes elevadas son considerables.

Caso 2: La unión base-emisor apaga primero. Tan pronto como la unión apaga, (cero corriente de emisor) el efecto del transistor cesa. Solo queda la unión colector-base recuperando todas las cargas; aquí se pueden presentar altas pérdidas si se trata de un transistor lento.

Caso 3: Ambas uniones se apagan simultáneamente. Este compromiso es el que resulta en pérdidas mínimas:

-La mayoría de las cargas son evacuadas mientras la tensión colector emisor es aún baja.

-Hay una reducción de corriente rápida cuando el transistor opera a valores elevados de V_{ce} .

Características de transistores de conmutación en operación.

Definiciones

t_d tiempo de retraso de subida de la corriente de colector.

t_r tiempo de subida de la corriente de colector.

t_s tiempo de almacenamiento (retraso entre la caída de la corriente de base y el inicio del tiempo de caída).

t_f tiempo de caída de la corriente de colector.

$t_{on} = t_d + t_r$ tiempo total de subida de la corriente de colector.

$t_{off} = t_s + t_f$ tiempo total de caída de la corriente de colector.

Los anteriores tiempos de conmutación se muestran en la figura 10, y están definidos entre el pulso de entrada, la corriente de base y el pulso de salida (corriente de colector).

En lo sucesivo se utilizarán las siguientes abreviaciones:

- Ib1 Corriente de base directa durante conducción.
- Ib2 Máximo valor de corriente de base inversa requerida para apagar el transistor.
- Ic Corriente de colector.
- Icn o In Valor nominal de la corriente de colector, que corresponde a la corriente a la que los tiempos de conmutación se especifican en las hojas de datos del transistor correspondiente.
- Ganancia forzada Relación I_c/I_b (corriente de colector/corriente de base directa).

Transistor de baja tensión: con $V_{ceo(sus)} \leq 250$ V.

Transistor de alta tensión: con $V_{ceo(sus)} \geq 250$ V.

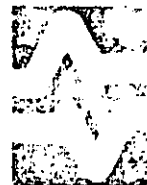
Curvas Características

Las tablas 1 a la 11, muestran las variaciones típicas de un transistor en función de:

- La ganancia forzada I_c/I_b .
- La relación de corriente de base inversa Ib2 con la corriente de base directa Ib1, $Ib2/Ib1$.
- La tensión de alimentación de colector.
- La temperatura de unión Tj.

Nota.- Por facilidad todas las curvas se refieren a un transistor con tiempo de conmutación de 1 microsegundo, bajo las condiciones indicadas. Por tanto, es suficiente multiplicar los tiempos de conmutación dados en la hoja de datos, para determinar su valor cuando las condiciones aplicadas varían.

IMPULSORES DE BASE DE TRANSISTORES DE ALTO VOLTAJE.



INSTITUTO DE
INVESTIGACIONES
ELÉCTRICAS

Objetivo.- Proporcionar la información requerida para la selección adecuada de condiciones de impulso de base, e indicar algunos de los problemas prácticos que se presentan debido a efectos parásitos.

Aún cuando se presentan las técnicas de impulso de base para transistores de alto voltaje, para operación en línea de 220v, la naturaleza general de las técnicas presentadas permite su utilización en transistores de baja tensión.

Conmutación en encendido.

Conmutación en carga resistiva.- La figura 11 muestra el encendido de un transistor con carga resistiva. Inicialmente éste se encuentra apagado (punto A). Para minimizar pérdidas de conmutación, el punto de operación se deberá desplazar lo más rápido posible del punto A al C, pasando por B. La tensión colector-emisor empieza a descender después del tiempo de retraso t_d , a la vez que la corriente de colector empieza a incrementarse. En la fase comprendida entre B y C, las variaciones de tensión y corriente son menores debido al fenómeno de ensanchamiento de la región de base. Al llegar al punto C el transistor está completamente saturado. La energía que se pierde durante el encendido depende del tiempo t_1 , el cual a su vez depende de la amplitud de la corriente de base I_{b1} .

Si durante el encendido se incrementa la corriente de base en forma considerable, los tiempos t_1 y t_2 se verán reducidos en forma considerable también. Esto redundará en una reducción de energía perdida durante el encendido.

Conmutación en carga inductiva.- Ver figura 12. Si la corriente en el transistor es cero al instante de encendido, el transistor no se ve fuertemente cargado. En éste caso la corriente de base puede crecer lentamente sin causar pérdidas excesivas de conmutación en el transistor. Esta situación se presenta sólo en convertidores del tipo "Fly-Back", cuando operan sin red auxiliar de conmutación. En el momento en que se emplea una red RCD como red auxiliar de conmutación, se puede considerar que se comporta inicialmente como una resistencia de carga de valor igual a la resistencia de la red. El proceso de conmutación es semejante al descrito previamente.

Conmutación en carga inductiva con alto valor de corriente inicial.- Este caso aparece muy frecuentemente en troceadores, impulsores de motores, convertidores cd-cd, etc.. Al inicio de conducción, la corriente circula a través del diodo D (freewheel). Mientras la carga

de recuperación Q_r no haya sido evacuada, el diodo D se comporta como corto circuito y toda la tensión de alimentación está aplicada al transistor. El incremento de la corriente de colector depende de:

- La ganancia del transistor.
- La corriente de base forzada.
- El tiempo de subida de la corriente de base.

La energía que se pierde durante el encendido será menor mientras la corriente de base sea mayor y el tiempo de subida sea menor. También la energía perdida durante encendido depende del tiempo que tarde en recobrase el diodo D ; es importante el usar un diodo rápido para reducir el tiempo de recuperación. Se puede reducir la energía que se pierde en el encendido mediante un incremento en la corriente de base. El uso de un inductor en serie con el colector permite obtener reducción en las pérdidas de encendido, aún cuando la corriente de base tenga una subida más lenta (ver fig. 13). El inductor deberá ser tal que no sature durante el tiempo de encendido.

Apagado.

El funcionamiento transistorio del transistor durante el apagado está determinado por la naturaleza del impulsor de base; el apagado se realiza en 2 fases:-

- Tiempo de almacenamiento t_s
- Tiempo de caída t_f .

Reducción del tiempo de almacenamiento.- El tiempo de almacenamiento depende de muchos parámetros:

- Amplitud de las corrientes de base y de colector antes de apagado.
- Amplitud de la corriente de base inversa durante el tiempo de almacenamiento de cargas.

Dependiendo de la amplitud de la corriente de base, para una corriente de colector dada, será el estado de saturación de el transistor en el momento anterior a conmutación; el transistor puede estar:

- Sobresaturado.
- Saturado.
- cuasisaturado.
- En la región lineal.

Entre mayor sea el nivel de saturación del transistor, mayor será el tiempo de almacenamiento. En circuitos en los que la corriente de base permanece constante independientemente de la corriente de colector, el tiempo de almacenamiento puede ser muy grande para baja carga de salida. Para evitar este caso es conveniente el empleo de una red de antisaturación, que mantenga al transistor en estado de casisaturación, manteniendo el tiempo de almacenamiento bajo independientemente de la corriente de colector (ver fig. 14).

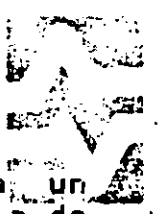
Tiempo de Caída. Este tiempo depende de:

- El grado de saturación del transistor antes de la fase de apagado.
- El valor de la tensión inversa aplicada a la unión base-emisor final del tiempo de caída. Si antes del apagado, el transistor está sobresaturado o muy saturado, y bajo esas condiciones se aplica corriente negativa de alta amplitud a la base, habrá una rápida evacuación de portadores en la base y la unión base-emisor cortará rápidamente. Sin embargo, los huecos en la región de colector requieren de un cierto tiempo para recombinarse y la corriente negativa de base tiene un efecto despreciable en este tiempo. A partir de ese momento la corriente de colector continúa circulando, y el transistor se comporta como diodo durante su período de recuperación trr. Este tipo de operación introduce pérdidas y corre el riesgo de inestabilidad térmica, por tanto debe ser evitado; ya que existe el riesgo de que aún circule corriente cuando la tensión de colector es mayor que $V_{ce(sus)}$, resultando en una destrucción inmediata del transistor. Este efecto se muestra en la figura 15 junto con el efecto obtenido con una corriente de base bien adaptada.

Adaptación de la corriente de base negativa.- No es conveniente aplicar corriente negativa de base muy grande cuando el transistor se encuentra saturado o cuasisaturado; éste no es el caso cuando el transistor abandona la región de cuasisaturación y entra en la lineal. Si la corriente de base pasa de positiva a negativa con velocidad moderada, es posible permitir un valor elevado de corriente negativa de base en el instante en que el transistor entra en su región lineal, obteniéndose tiempos de almacenamiento y caída muy cortos. Un método simple de lograr la adaptación de la corriente de base es mediante una pequeña inductancia que podría ser la misma del transformador de impulso de base (si éste existe).

Empleo de circuito antisaturación y su influencia en el tiempo de caída.- Una mejora sustancial en el apagado del transistor se logra con el empleo de una red antisaturación como se muestra en la figura 16, éste reduce el exceso de portadores en la zona del colector, permitiendo el empleo de alta corriente inversa en la base ya que no existe el riesgo descrito anteriormente. El empleo de éste circuito permite una gran reducción en las pérdidas de conmutación. Aunque existe un ligero incremento en las pérdidas de conducción éste no es significativo con respecto a las pérdidas totales.

Tensión base-emisor en apagado.- La tensión base-emisor es muy importante durante el apagado. Es importante al apagar, establecer cierta tensión negativa en la base del transistor para minimizar el tiempo de caída. Esta tensión negativa deberá mantenerse aplicada si existe la posibilidad de que la tensión de colector exceda el valor de $V_{ce(sus)}$.



Oscilaciones parásitas en el circuito de base.- Si se emplea un inductor para limitar el di/dt , ésta en conjunto con la capacitancia de base podría formar una red que oscilara durante el apagado con riesgo de encender al transistor una vez más; si este caso se presenta cuando la tensión de colector ya es grande, el dispositivo podría quedar destruido. En la mayoría de los casos, el empleo de una resistencia chica amortigua convenientemente las oscilaciones (ver figura 17).

V.V.
174
174

- Impulsor con corriente de base proporcional a la de colector.- El circuito de la figura 28 el secundario del transformador n2, conduce cuando lo hace el primario que se encuentra ubicado en el colector del transistor de conmutación; por tanto la corriente de base es proporcional a la de colector. Este circuito solamente requiere de un pequeño impulso en la base para encender y apagar, lo que lo hace de muy bajo consumo. El devanado n3, sirve para desmagnetizar el núcleo del transformador.

- Impulsor con corriente de base siguiendo a la de colector.- En este circuito, mostrado en la figura 29, la corriente de base siempre se ajusta a la corriente de colector dividida por la ganancia forzada; la corriente extra es enviada a tierra a través del diodo DAS y el transistor de salida Ip. Este último siempre se mantiene en cuasisaturación minimizándose el tiempo de almacenamiento.

- Impulsor con tiempo de caída muy pequeño.- En el circuito de la figura 30, T2 y D1 se encargan de monitorear el ingreso de Ip a la región lineal durante el apagado, disparando al tiristor Th1, con lo que se acelera el apagado de Ip. La red formada por R3 y C1 se encarga de deshabilitar la acción de T2 y D1 durante el proceso de encendido.

- Impulsor con autoprotección y con regulación de corriente de base.- Se muestra en la figura 31; este circuito monitorea la corriente de colector midiendo la tensión colector-emisor de saturación. Si el transistor muestra tendencia a desaturar, se inhibe el pulso de base. D4 mantiene a Ip en cuasisaturación, mientras que el inductor ayuda en el proceso de apagado.

Recomendaciones de diseño de impulsores.-

Cuando se emplean transistores en alta frecuencia manejando potencias elevadas, la inductancia parásita del alambrado puede representar problemas; es recomendable llevar a cabo un cableado cuidadoso para minimizar dichas inductancias. El emisor del transistor de potencia debe ser empleado como la tierra central del circuito; las conexiones de la fuente de poder, de los capacitores de desacoplo, etc., deben ser traídas a este punto. Es preferible el empleo de capacitores de baja inductancia y resistencia serie.

El Darlington Como Interruptor.

El darlington debido a su alta ganancia en corriente ha sido utilizado en aplicaciones de amplificación, sin embargo también ser empleado en aplicaciones de conmutación. Aquí se describen algunas de las consideraciones requeridas para la utilización del darlington como interruptor.

- Tensión colector-emisor de saturación.- De la figura 32 se puede ver que la tensión colector-emisor en un darlington está compuesta por la suma de la tensión colector-emisor del transistor impulsor y la tensión base-emisor del transistor de salida:

$$V_{ce} = V_{ce1} + V_{be2}.$$

La figura 32 muestra la evolución de la tensión colector-emisor de saturación (darlington con ganancia forzada), mostrándose también las tensiones de colector-emisor del transistor impulsor, así como la tensión base-emisor del transistor de salida bajo estas condiciones. Apagado.- Una de las principales limitaciones del darlington como interruptor es el tiempo de almacenamiento, que es relativamente grande. En una configuración darlington, el transistor impulsor se encuentra saturado, tiene un tiempo de almacenamiento t_{s1} , durante el cual su corriente de colector varía muy poco, es al final de t_{s1} cuando I_{c1} del impulsor empieza a decrecer permitiendo que I_{b2} empiece a decrecer. El transistor de salida T_2 que se encuentra cuasisaturado tiene un tiempo de almacenamiento t_{s2} no despreciable; el tiempo de almacenamiento de un darlington es por tanto la suma de los tiempos de almacenamiento de dos transistores:

$$t_s = t_{s1} + t_{s2}$$

La ganancia forzada influye en el tiempo de almacenamiento principalmente en el transistor impulsor que es el que se encuentra saturado; el de salida al estar en cuasisaturación se ve poco afectado por ella. La evolución del tiempo de almacenamiento en un darlington con respecto a la ganancia forzada se muestra en la figura 34.

El empleo de resistores de estabilización también tiene influencia en el tiempo de almacenamiento, su influencia se muestra en la figura 35.

Si se emplea tensión negativa en la base del transistor impulsor incrementa la corriente negativa de base de dicho transistor reduciéndose su tiempo de almacenamiento; para reducir el tiempo de almacenamiento del darlington aún más, se debe actuar sobre el tiempo de almacenamiento del transistor principal, esto se puede hacer mediante la inclusión de un diodo en antiparalelo a la conexión base-emisor del transistor impulsor (ver figura 36). La tensión negativa se aplica al transistor principal sólo cuando el impulsor está completamente apagado, pero aún con eso se logra una gran reducción en el tiempo de almacenamiento.

se mejorar considerablemente la conmutación de apagado en un
consiste en aplicar tensión negativa simultánea a las bases
transistores; ésto es, ambos apagan en paralelo. Al emplear DE
ca se debe tener cuidado de no apagar primero al transistor
a que esto ocasionaría que el impulsor tuviera que soportar CAS
arga durante un cierto tiempo, lo que lo podría llevar fuera
os máximos y destruirlo. La figura 37 muestra un ejemplo de
impulsor para darlington en el que se emplea ésta última
a tensión negativa aplicada en las bases de los transistores
ane el darlington es tomada de la energía almacenada en los
C1 y C2 durante la fase de conducción. En el apagado se
tiristor Th1 y los capacitores se descargan a través de los
entregando la corriente negativa a la base de cada
L1 y L2 se seleccionan de forma tal que la corriente
I1 crece un instante antes que la de I2 para evitar que el
ague antes que el transistor principal.

Corriente Inversa En Transistores De Potencia

En muchos circuitos de conversión de energía, la corriente a través del interruptor se invierte, por tanto al diseñar se debe prever el tener un interruptor bidireccional. Tal es el caso de convertidores alimentando una carga inductiva. Un método de hacer bidireccional un interruptor de transistores, es conectar un diodo en antiparalelo con cada transistor. En modo directo, el interruptor es idéntico al transistor; mientras que en modo inverso el interruptor no funciona exclusivamente como diodo. La causa de esto es que el diodo no es perfecto y el transistor tiene ciertas características de simetría; la corriente en modo inverso se comparte entre el diodo y el transistor. Es importante por tanto conocer las características y capacidad de un transistor cuando conduce corriente inversa. Un transistor en inversa es aquel en el cual el emisor actúa como colector y viceversa. La ganancia de un transistor conectado en inversa es normalmente bastante menor que su ganancia en directa, debido a las características de cantidad de impurezas tanto de colector como de emisor.

Corriente inversa a través de un transistor.- En un interruptor bidireccional consistente de diodo y transistor, con la corriente del interruptor circulando en modo directo para el diodo y por tanto en modo inverso para el transistor, se pueden presentar varios casos:

- Transistor con corriente de base aplicada.- Si al invertirse la corriente de colector, el transistor tiene corriente de base aplicada, el transistor conduce en modo inverso de acuerdo a la ganancia inversa del transistor; la corriente se distribuye entre el diodo y el transistor de acuerdo a dicha ganancia. La potencia disipada en el transistor va de acuerdo a la caída de tensión del diodo V_d .

- Transistor en reposo con resistencia de base-emisor.- En este caso la caída de tensión directa del diodo, polariza al emisor del transistor (con papel de colector), con respecto al colector (emisor inverso). La unión colector-base del transistor se polariza en directa y existe una inyección de corriente de base via la resistencia R_{be} ; esta corriente se ve amplificada por la ganancia inversa del transistor. La corriente inversa a través del transistor es una función de la ganancia inversa y del valor de la resistencia R_{be} .

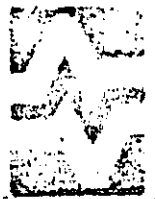
- Transistor en reposo con polarización de base-emisor.- Este caso ocurre cuando se tiene una tensión negativa aplicada a la unión base emisor. Para que el transistor conectado en inversa conduzca es necesario que $V_{be\text{inverso}} > 0.7\text{v}$; por tanto para que conduzca es necesario que:

$$V_p < V_f - 0.7\text{v}$$

Con tener aplicada una tensión inversa de aproximadamente 1v, aseguramos que el transistor no conduzca en inversa.

W
- Efecto en el transistor y en los circuitos.- En la mayoría de los casos en que el transistor conduce en inversa, éste se encuentra asociado con un diodo en paralelo. Por tanto la tensión del colector-emisor se encuentra limitada a la caída de un diodo que es una tensión muy baja; además como la ganancia inversa del transistor es baja, la corriente inversa nunca será grande. La potencia disipada por el transistor al conducir en inversa es generalmente baja y, a veces despreciable. Existe un caso en que puede ser peligrosa dicha corriente, ocurre cuando el dispositivo regresa a conducción directa en un tiempo muy corto, puede ocurrir un pico de corriente muy grande en el transistor que afecte la confiabilidad del equipo.

Redes Auxiliares De Conmutación.



INSTITUTO DE

Las redes auxiliares de conmutación se componen de elementos pasivos (resistencias, capacitores e inductores), que ayudan a minimizar las pérdidas de conmutación del transistor, así como a modificar la trayectoria de línea de carga de forma tal que el transistor pueda ser incorporado más fácilmente dentro del área segura de operación.

Apagado del transistor.- En un circuito con carga inductiva y diodo de recuperación, con el valor de la inductancia tal que la corriente de salida se mantiene casi constante, ver fig 39, la trayectoria V_c-I_c es rectangular, la energía disipada en cada ciclo de apagado es:

$$W_{to} = \int v i dt = V_m I_m t_f / 2$$

Con carga resistiva la variación de tensión sería progresiva, siendo la energía disipada 1/3 de la anterior. La figura 40 muestra las verdaderas formas de onda de conmutación, de ellas se nota que las pérdidas son en realidad mayores:

$$W_{to} = V_m I_m t_f$$

Este tipo de operación corresponde a la mayoría de los convertidores que operan con un transformador de aislamiento, en los cuales la tensión reaplicada al colector no solo es la tensión de la fuente, sino que puede ser hasta dos veces dicha tensión.

Redes Auxiliares en Apagado.- El elemento básico de dicha red es el capacitor (ver figura 41). La corriente de carga permanece constante durante todo el período de apagado. En la fase inicial de apagado, la corriente en el transistor decrece, y la del capacitor aumenta. La tensión en el capacitor cuando está completamente cargado es :

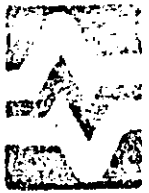
$V_c = I_m t_f / 2$. En una segunda fase el capacitor se carga a una tensión V_m ; y es durante la tercera fase que se realiza la conmutación entre el capacitor y el diodo de recuperación. Lo que sucede es que la red transfiere las pérdidas del transistor hacia el capacitor. Con esto al retrasarse el incremento de tensión con respecto a la caída de corriente se obtiene una reducción efectiva en las pérdidas en el transistor, además de modificarse la línea de carga colocando al transistor en una mejor posición dentro de el área segura de operación.

Encendido de un transistor.- en este caso las pérdidas debido a conmutación en el transistor son menores que en el apagado; en el instante de encendido pueden ocurrir transitorios de corriente, debidos entre otras cosas a: utilización de diodos de recuperación lentos, capacitancia parásita en la carga, descarga de la red auxiliar de conmutación de apagado; La red auxiliar de conmutación se compone de un inductor, el cual tiene conectado en paralelo un diodo con una resistencia; su misión es minimizar las pérdidas de encendido, así

como la reducción del transitorio de corriente. Se debe tomar en cuenta que el tiempo de subida de la corriente de colector ya no está limitado por el tiempo de subida del transistor, sino por la inductancia conectada en serie; y se debe prever que la constante de tiempo de la red auxiliar siempre sea bastante menor que el período de operación del convertidor. La figura 42 muestra esta red auxiliar, así como su efecto tanto sobre la corriente de colector como sobre la línea de carga.

- Protección contra picos de tensión transitorios.- Si se presentan picos de tensión debidos a inductancia de cableado o a inductancia parásita del transformador, es posible reducirlos un poco mediante una red RC como se muestra en la figura 43. En dicha red el capacitor se carga a la tensión de alimentación y el diodo conduce durante los picos. La acción de reducción de picos de tensión de esta red es pequeña.

CONVERTIDORES CD-CD CON TRANSISTORES.



INSTITUTO DE
INVESTIGACIONES
ELÉCTRICAS

Principios Generales De Convertidores CD-CD.

Los convertidores CD-CD son convertidores de energía que tienen una gran variedad de aplicaciones como son fuentes de poder conmutadas, impulsores de motores de CD, entre otras. Se presenta aquí el funcionamiento de algunos de los tipos de convertidores más comunes, así como su implementación utilizando transistores de potencia. La diferencia principal que se encuentra entre los convertidores CD-CD radica en lo que se obtiene a la salida para una entrada dada de tensión, que puede ser: reducción de la tensión de entrada, elevar la tensión o inversión de polaridad de la tensión de entrada. Algunos convertidores presentan la característica de poder regresar energía a la fuente, este tipo de convertidores es conocido como reversible.

- Convertidor Directo (Troceador).- Este tipo de convertidor consiste de un interruptor K y un diodo conectado a través de la carga inductiva y de la fuerza contraelectromotriz; durante el tiempo que el interruptor está cerrado, la fuente entrega corriente a la carga, en el momento en que el interruptor abre, la corriente es sostenida por la inductancia de carga. Si la inductancia es suficientemente grande, existirá aún corriente en el momento en que el interruptor vuelva a cerrarse (la constante de tiempo de carga L/R es mucho mayor que el período de operación del troceador); a este modo de operación se le conoce como modo de conducción continua, en este caso la relación de conversión de tensión de entrada a salida está determinada por el ciclo de trabajo del interruptor y no depende de la carga. Esto se puede demostrar a partir de los volts-segundos aplicados al inductor de carga (o de filtro en algunos casos):

Durante el tiempo que el interruptor está cerrado se tiene:

$$V_{lon} = (V_{in} - V_o) t_{on}$$

Cuando el interruptor está abierto:

$$V_{loff} = -V_o (t_{off})$$

$$V_{lon} = -V_{loff}$$

Por tanto se obtiene:

$$(V_{in} - V_o) t_{on} = V_o t_{off}$$

la relación de salida a entrada es:

$$V_o = V_{in} (t_{on} / (t_{on} + t_{off}))$$

Se define como ciclo de trabajo D a la relación de tiempo de encendido

ton contra el período total ton+toff :

$$D = \text{ton}/\text{ton+toff}.$$

Si por el contrario la inductancia de carga es baja, la corriente se hará cero antes de que se vuelva a cerrar el interruptor; este caso se conoce como modo de conducción discontinua y la tensión de salida del convertidor no solo dependerá del ciclo de trabajo, sino también de la carga que se maneja.

Las figuras 44 y 45 muestran a un convertidor de este estilo operando tanto en modo continuo como en modo discontinuo de conducción.

En resumen, este tipo de convertidor sirve para reducir tensión, con el se puede lograr operación en corriente continua en la salida, pero la corriente de entrada es discontinua. Las principales aplicaciones de este tipo de convertidor están en impulsores de motores de C.D., fuentes de alimentación conmutadas, cargadores de baterías, etc. Este convertidor no presenta aislamiento entre la tensión de entrada y la carga; y el hecho de tener corriente discontinua a la entrada puede presentar problemas como la generación de corrientes armónicas, así como una relación grande de corriente eficás a corriente promedio.

Convertidor Tipo "Fly-Back".- Este tipo de convertidor mostrado en la figura 46, consiste de un interruptor K, un inductor L y un diodo D. Su funcionamiento es de la manera siguiente, cuando el interruptor está cerrado, la corriente circula por el inductor, ya que el diodo está polarizado en inversa; cuando el interruptor abre la corriente circula por el diodo y el inductor. En este tipo de convertidor la corriente de salida siempre es discontinua, mientras que la de entrada puede ser continua o discontinua, además este tipo de convertidor tiene la característica de que la tensión de salida queda con polaridad invertida con respecto a la tensión de entrada, y la relación de tensión de salida a entrada está dada por:

$$V_o = - V_{\text{in}}\text{ton}/\text{toff} = - V_{\text{in}}D/1-D.$$

La obtención de esta relación se hace en forma análoga que para el caso anterior.

De la anterior ecuación se puede ver que este tipo de convertidor tiene la capacidad tanto de elevar como de reducir la tensión de entrada dependiendo del ciclo de trabajo del interruptor.

Convertidor tipo Elevador.- Este convertidor es una variante del "fly-Back", se muestra en la figura 47, la corriente de entrada también puede ser continua o discontinua, mientras que la de salida siempre es continua. Cuando el interruptor está cerrado la corriente circula de la fuente por el inductor, en el cual se almacena energía, y a través del interruptor; cuando se abre el interruptor la corriente circula

por el inductor y el diodo hacia la carga. La relación de tensión de salida a tensión de entrada está dada por:

$$V_o = (t_{on} + t_{off}) / t_{on} = 1/D$$

INSTITUTO DE
COMUNICACIONES
ELECTRICAS

De aquí se puede notar que la salida es mayor o igual a la entrada. Esta relación se obtiene de una manera análoga al primer caso.

Convertidor tipo Cuk.- Este tipo de convertidor, mostrado en la figura 48, tiene las mismas características de salida que el 'fly-Buck' en el sentido de que puede elevar o reducir tensión, pero además presenta la característica de que puede operar en modo de corriente continua tanto de entrada como de salida, siendo posible inclusive el obtener cero rizo de corriente de entrada o de salida mediante un acoplamiento adecuado de los inductores. Una diferencia sustancial de este convertidor con respecto a los anteriores es que la transferencia de energía se realiza mediante un capacitor y no mediante un inductor. El funcionamiento de este convertidor es como sigue: Cuando el interruptor K se encuentra abierto, existe una trayectoria de corriente a través del inductor L1, el capacitor y el diodo D hacia tierra, la cual carga al capacitor quien está encargado de almacenar energía. Al mismo tiempo la energía almacenada en L2 se descarga a través del mismo diodo D y de la carga conectada a la salida. Cuando el interruptor K se cierra, el capacitor polariza al diodo en inversa y se descarga entregando corriente a la carga a través de L2 en el cual la corriente tiene pendiente positiva en ese momento; a su vez a través del interruptor también circula corriente proveniente de la fuente de alimentación. Como se ve a través de los inductores se puede mantener circulación continua de corriente tanto a la entrada como a la salida. Este tipo de convertidor además invierte la polaridad de la tensión de entrada.

Convertidor Reversible.- En un gran número de aplicaciones es necesario tener capacidad de conducción de corriente en ambos sentidos, tal es el caso en impulsores de motores de CD con frenado regenerativo por ejemplo, para estas aplicaciones se puede utilizar un convertidor como el que se muestra en la figura 49, el cual al estar los dos interruptores cerrados la corriente circula de la fuente hacia la carga, cuando éstos abren la corriente sigue circulando a través de la carga pero de regreso hacia la fuente, a través de los diodos de recuperación. Este convertidor permite la inversión de la tensión en la carga, siempre que se mantenga a la corriente circulando en el mismo sentido, mediante variación del ciclo de trabajo de los interruptores. Este tipo de convertidor se conoce como de dos cuadrantes. En aplicaciones en las que se requiera de operación en cuatro cuadrantes se pueden emplear dos convertidores de este estilo.

Convertidores CD-CD con transistores.- Hasta ahora se han descrito algunos de los tipos de convertidores más comunmente conocidos. Todos

ellos pueden realizarse sustituyendo el interruptor por un transistor bipolar de potencia. Todos los convertidores que se han presentado tienen la característica de no presentar aislamiento hacia la carga. También hay convertidores que tienen aislamiento mediante transformador. En esta sección se presentan primero algunos convertidores con transistores sin aislamiento y después se presentan algunos otros que si tienen transformador para aislar la carga.

- Convertidores sin aislamiento.- Se describe la implementación con transistores de 4 tipos de convertidores principales:

- Convertidor reductor.
- Convertidor "Fly-Back" (elevador reductor).
- Convertidor elevador.
- Convertidor Cuk (elevador reductor).

Se presentan las características que debe reunir el transistor para operar en cada uno de estos tipos de convertidor.

Convertidor reductor.- Este convertidor la corriente pasa a través del transistor durante un tiempo t_{on} , que es el que este permanece encendido, dicha corriente circula a través del inductor hacia la carga, cuando el transistor apaga la corriente se sostiene mediante el diodo de recuperación (freewheeling) y el inductor. Este convertidor se utiliza principalmente en modo de corriente continua a la salida. El transistor debe ser de naturaleza tal que soporte una corriente $I_{csat} > I_L$ (mayor a la corriente del inductor). Cuando conduce el diodo de recuperación, el emisor del transistor se amarra a tierra, y se presenta una tensión de colector emisor igual a la de la fuente, por tanto el $V_{ceo(sus)}$ del transistor deberá ser mayor al valor de la tensión de alimentación. Los rangos del diodo de recuperación, deberán ser en corriente, mayores a la corriente promedio que circula por él, y en tensión inversa, mayor que la de alimentación. La figura 50.

Convertidor elevador.- Se muestra en la figura 51; Aún cuando la corriente en el inductor circule en forma continua, la corriente que se entrega a la carga es discontinua, en este convertidor la corriente que circula por el transistor es la máxima del inductor, y es mayor que la de la carga en una relación igual a la de elevación de tensión. Cuando el transistor está apagado su tensión de colector es la de salida. Por tanto los rangos del transistor seleccionado deben cumplir, en corriente con la máxima corriente del inductor y en tensión, con la tensión máxima de salida ($V_{ceo} > V_s$). El diodo deberá estar dimensionado para una tensión inversa igual a la de salida y una corriente máxima

Igual a la de salida.

Convertidor elevador reductor.- Este convertidor se muestra en la figura 52, tiene la propiedad de funcionar tanto como elevador de tensión, así como reductor. Aquí la corriente en el inductor es continua, mientras que la de salida es pulsante. La tensión de salida depende de la alimentación y del ciclo de trabajo D ; si este es menor a 0.5, el convertidor opera como reductor de tensión, mientras que si es mayor a 0.5 opera como elevador. La máxima corriente a través del transistor durante conducción, es la máxima del inductor; en apagado la tensión de colector emisor es la suma de la alimentación y la salida.

Convertidor tipo Cuk.- Se muestra en la figura 53, opera también como elevador o reductor dependiendo del ciclo de trabajo. La corriente es no pulsante tanto a la entrada como a la salida. La máxima corriente a través del transistor cuando está encendido es la suma de las corrientes máximas de los dos inductores, mientras que la máxima tensión a la que está sujeto el transistor cuando está apagado es la de alimentación.

- Convertidores con aislamiento por transformador.-

Este tipo de convertidores incorpora un transformador para dar aislamiento de la entrada a la salida, se distinguen dos clases de convertidores aislados, aquellos en que el transformador opera en uno solo de los cuadrantes de su curva de magnetización (convertidores asimétricos), y aquellos en que el transformador recorre toda la curva de magnetización (simétricos). Se presentan los siguientes tipos de convertidores aislados:

- Convertidor Directo.
- Convertidor Fly-Back.
- Convertidor Push-Pull.
- Convertidor Medio Puente.
- Convertidor Puente.

Convertidor Directo.- Se muestra en la figura 54, Su funcionamiento es como sigue: cuando conduce el transistor, se establece corriente en el secundario a través de D_1 , L y hacia la carga, al apagar el transistor, la corriente en el secundario se extingue; permanece sin embargo una

ectoria de corriente hacia la carga con la energía almacenada en L que se desaloja a través de D2. En este convertidor se emplea un modo extra para desmagnetizar el núcleo cuando se apaga el transistor. Esto limita el máximo tiempo de conducción del transistor. En el momento de apagar el transistor, la tensión que se presenta en el colector puede llegar a ser dos veces la de alimentación debido a la inductancia del devanado de desmagnetización.

La corriente que maneja el transistor está dada por la corriente de carga secundaria y relación de vueltas, además de la corriente de magnetización.

Convertidor Fly-Back.- Este convertidor que se muestra en la figura 55 almacena energía en el primario del transformador durante el tiempo que conduce el transistor. Dicha energía es transmitida a la carga por el secundario cuando se apaga el transistor. En realidad el transformador de este tipo de convertidor se comporta como dos inductores acoplados. La tensión que se puede llegar a presentar en el colector del transistor es la de alimentación más la reflejada del secundario, la corriente en el transistor tiene forma triangular para asegurar que haya desmagnetización completa del transformador, y está limitada por la tensión de alimentación dividida entre la inductancia del primario, esto multiplicado por el tiempo de encendido del transistor.

Convertidor Push-Pull.- Se muestra en la figura 56, utiliza dos transistores de conmutación, cada uno conduce la mitad del tiempo. Cuando uno está encendido, el otro se encuentra apagado; esto permite un mejor aprovechamiento del transformador, ya que en lugar de tener la mitad del tiempo para desmagnetizar el núcleo, se utiliza toda la curva de magnetización del transformador en transferir energía hacia la carga. Otra ventaja que se presenta con este convertidor es la simplificación del filtrado de salida ya que la corriente de rizado en la carga es muy baja. La corriente que circula por los transistores es la corriente de salida reflejada al primario, más la corriente de magnetización del transformador. Cuando un transistor está en conducción, la tensión de colector del otro es del doble de la alimentación; si existe una zona muerta entre la conducción de ambos transistores, estos quedan sujetos a la tensión de línea durante dicho intervalo. En comparación con otros convertidores simétricos este presenta la ventaja de que los transistores tienen los emisores referidos al mismo potencial, lo que simplifica la circuitería de impulso de las bases. El tener una zona muerta entre la conducción de los transistores es indispensable para evitar el riesgo de conducción simultánea de los transistores. Se debe tener mucho cuidado con el impulso de los transistores, ya que un exceso de corriente en la corriente de los colectores puede dar lugar a un efecto destructivo en la magnetización del núcleo y llevarlo a saturación.

Convertidor Medio Puente.- Es un convertidor asimétrico, se muestra en la figura 57, su operación es similar al directo sólo que al tenerse

dos transistores la tensión máxima aplicada al colector de cada uno de ellos es la de alimentación. Otra ventaja con respecto al directo es que no requiere devanado de desmagnetización, ya que esta se efectúa a través de los diodos conectados en antiparalelo con el colector y del mismo devanado primario. El problema de este convertidor es la necesidad de contar con aislamiento entre los impulsores de base de los transistores por encontrarse los emisores de éstos referidos a diferente punto.

Convertidor Puente.- Se muestra en la figura 58, debido a su complejidad, su aplicación se reserva a potencias elevadas. Los transistores conducen alternativamente en pares dando característica de operación simétrica del transformador. El secundario funciona en forma semejante al del convertidor push-pull. La máxima tensión a la que están sujetos los colectores de los transistores es la de alimentación.

EJEMPLOS DE APLICACIONES DE CONVERTIDORES CD-CD.

Proceder para controlar la salida de un alternador.- En esta aplicación se utiliza un convertidor reductor no aislado para controlar la potencia de salida de un alternador automotriz. La función del convertidor es incrementar la capacidad de corriente del sistema por medio de la reducción de tensión. Un esquema tradicional de control de alternador por variación de excitación permite tener una corriente máxima de salida hacia la carga de la máxima corriente del alternador. Con éste esquema se fija la excitación a su valor máximo, se procesa la salida por medio del convertidor reductor llegándose a obtener casi el doble de corriente de salida. El convertidor implementado es capaz de entregar 120 A a la carga a 14 v de salida. En la figura 59 se muestra el esquema de convertidor utilizado, la figura 60 es el circuito impulsor de base que incorpora doble fuente de alimentación, protección de sobrecorriente por sensado de tensión colector-emisor de saturación, monitoreo de la fuente negativa para evitar que si ésta falla el transistor conduzca en forma continua, red antisaturación y apagado simultáneo de los dos transistores que componen el transistor darlington de salida. La figura 61 muestra una comparación entre la corriente de salida (a 14 v en la carga), para los dos esquemas, el convencional y el de campo fijo y control por convertidor CD-CD.

Fuente de Poder Conmutada.- La figura 62 muestra el diagrama esquemático de una fuente de poder conmutada de 24 v a 6 A, es una configuración de convertidor directo, aislado, con frecuencia de oscilación de 20 KHZ, este convertidor opera directamente de la línea, la cual es rectificadas y filtrada. El circuito generador de forma de onda consiste de una rampa que se compara con la tensión de error, -diferencia entre la referencia y la salida-, la señal modulada por ancho de pulso pasa entonces por una etapa de amplificación de corriente (el impulsor de base), y llega a la base del transistor de conmutación. Este circuito cuenta con una red que permite que su operación sea autosostenida, esto es, la tensión requerida para alimentar el generador y el impulsor es generada por la misma fuente de alimentación. Se incorpora también un circuito que permite el arranque inicial de la fuente antes de que ésta empiece a generar su propia alimentación; aquí se incorpora también una protección de baja tensión de salida que apaga a la fuente en caso de presentarse dicha situación.

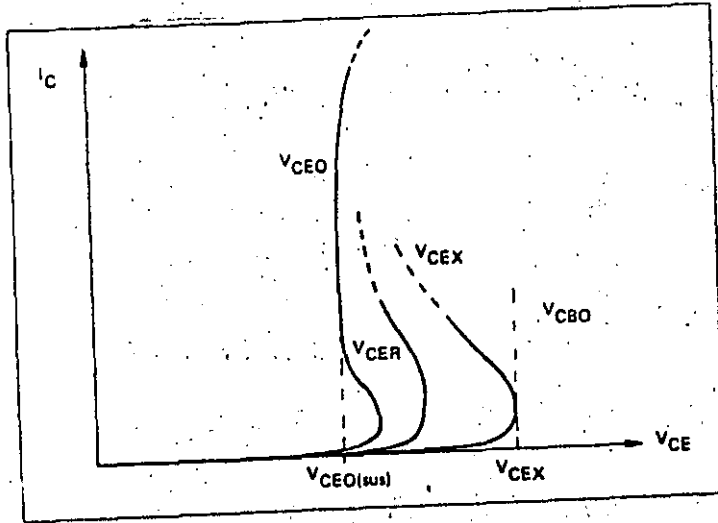


fig. 1

61.
E.

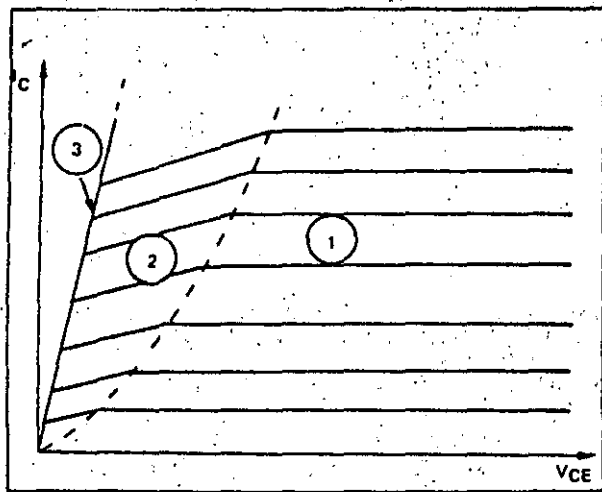


fig. 2

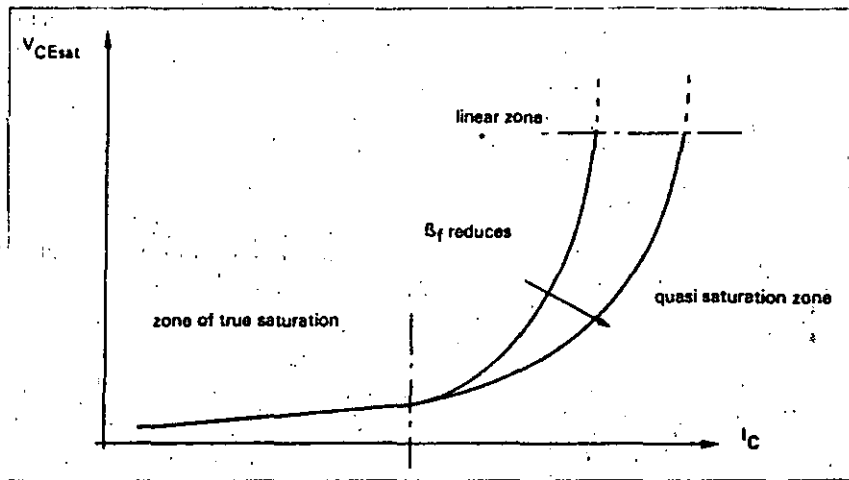


Fig. 3

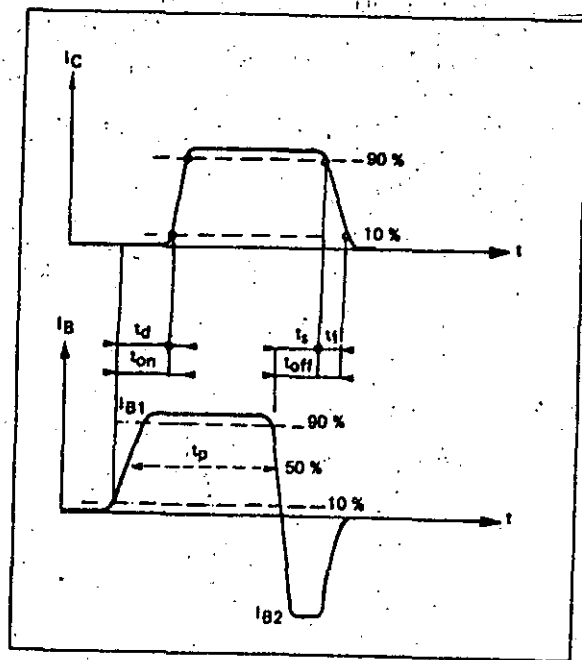


Fig. 4

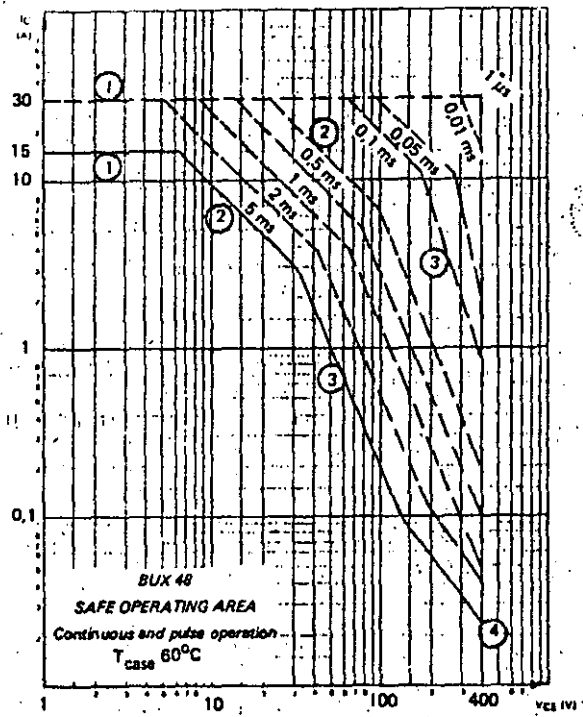


Fig. 5

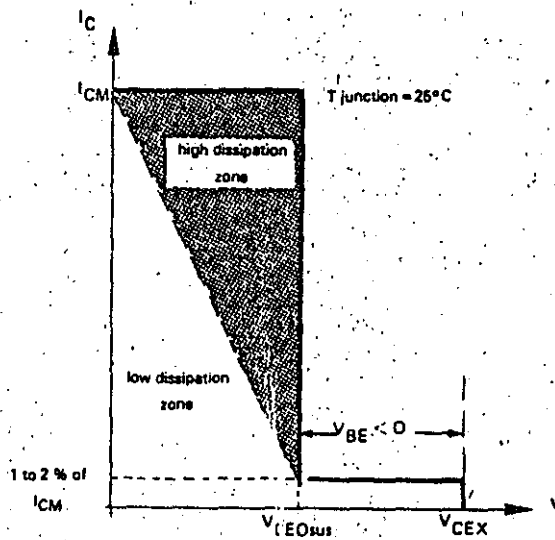


Fig. 6

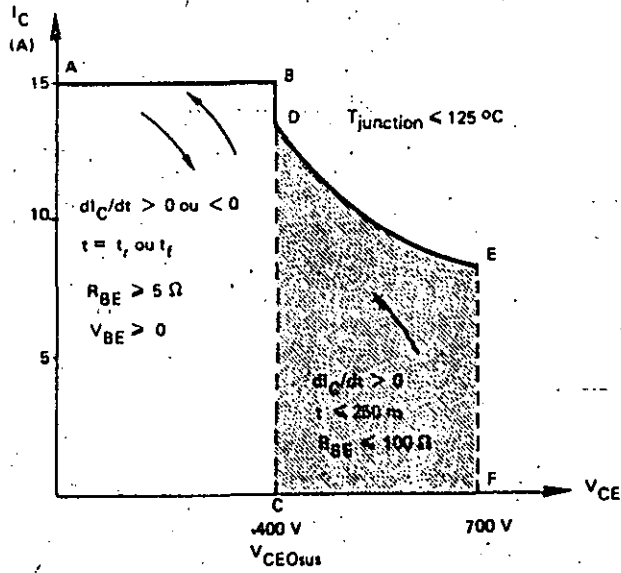


fig. 7

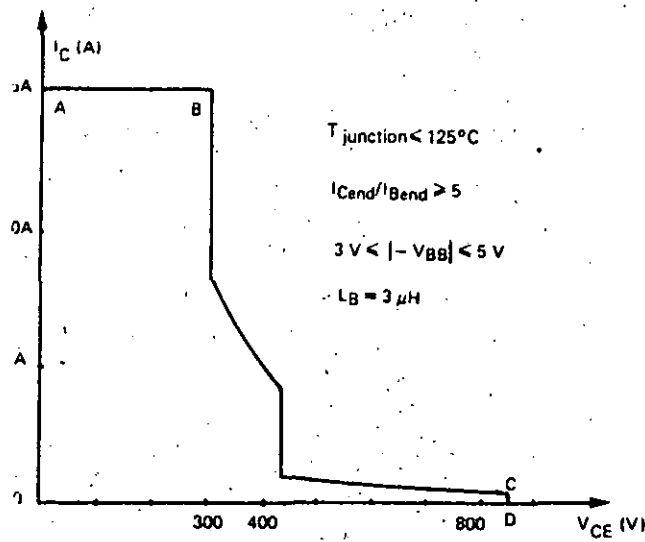


fig. 8

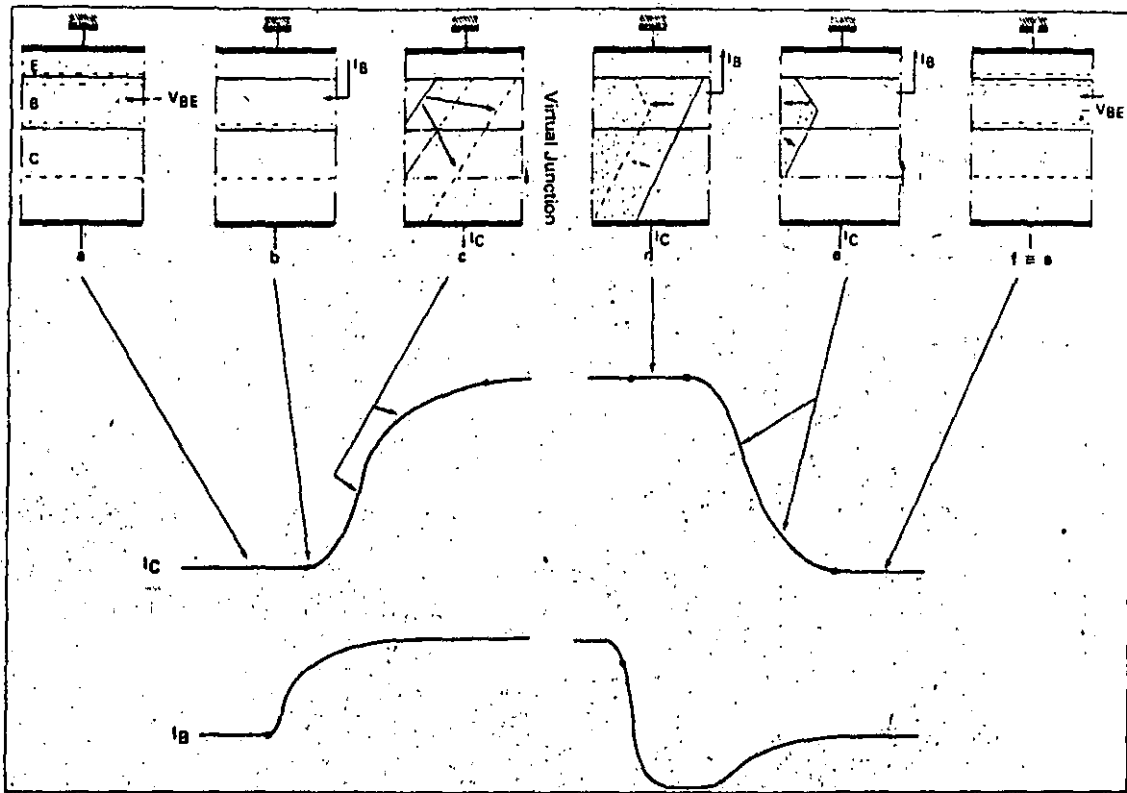


fig. 9

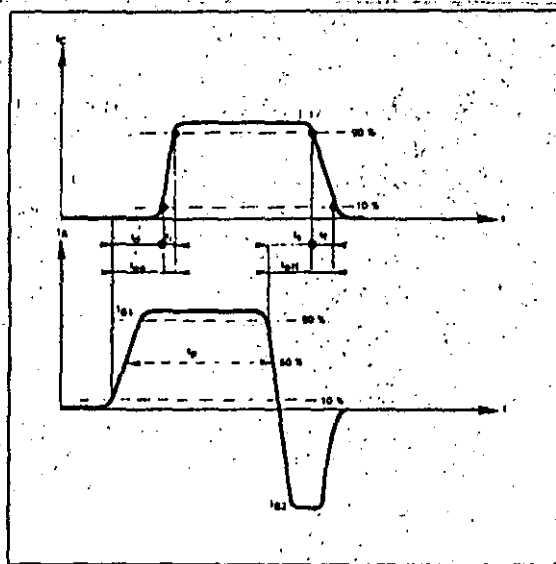


fig. 10

TABLE 1
 VARIATION OF TOTAL RISE TIME OF THE COLLECTOR CURRENT AS A FUNCTION OF THE FORCED
 GAIN I_C/I_{B1}

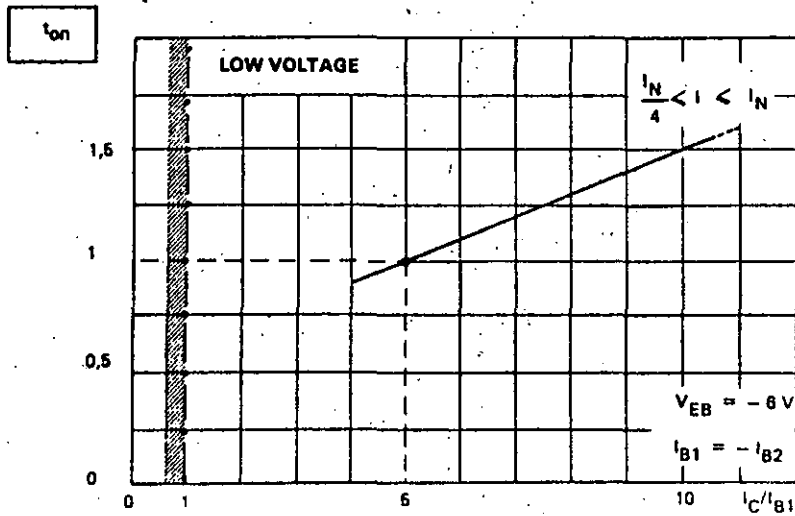
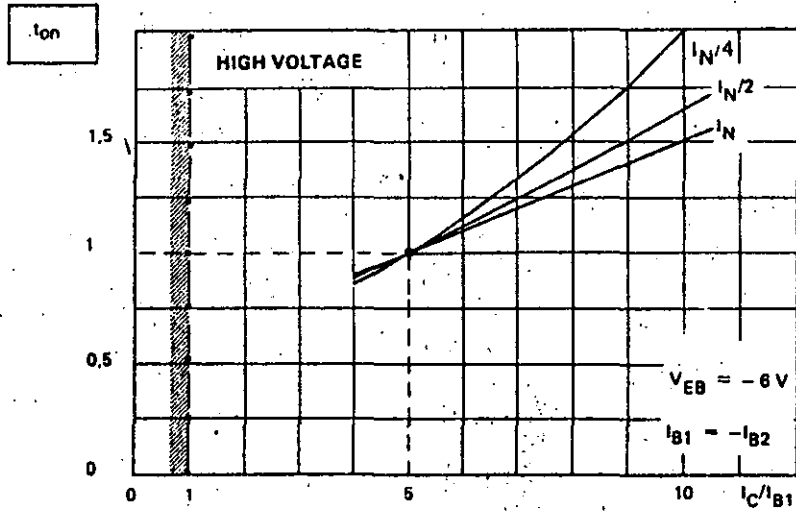


TABLE 2
 VARIATION OF STORAGE TIME AS A FUNCTION OF THE FORCED GAIN I_C/I_{B1}

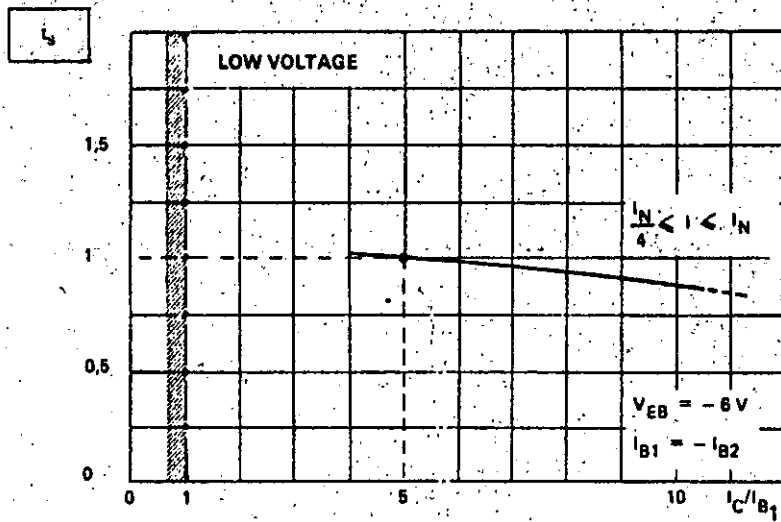
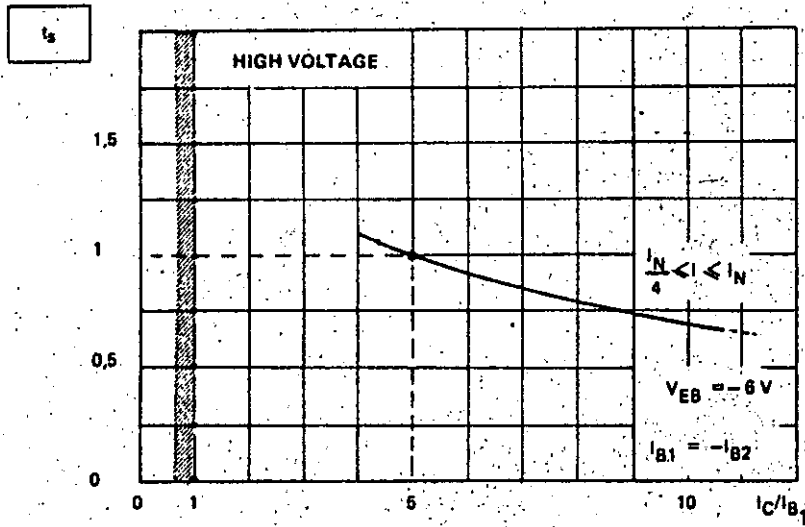
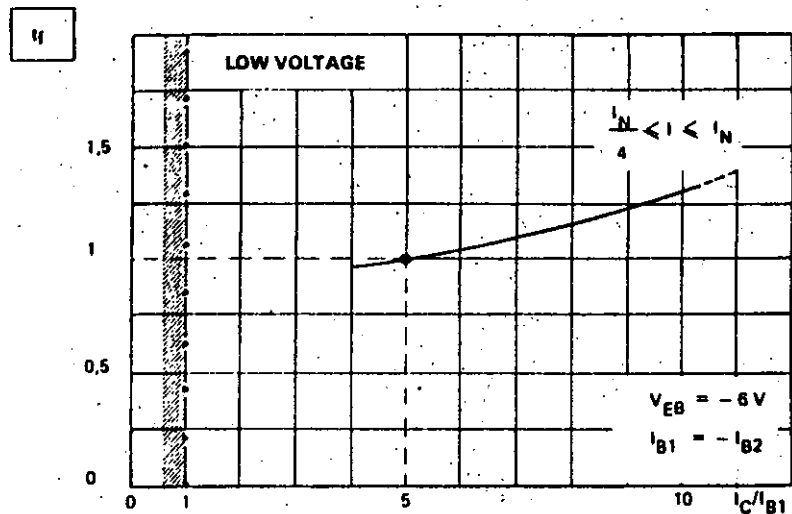
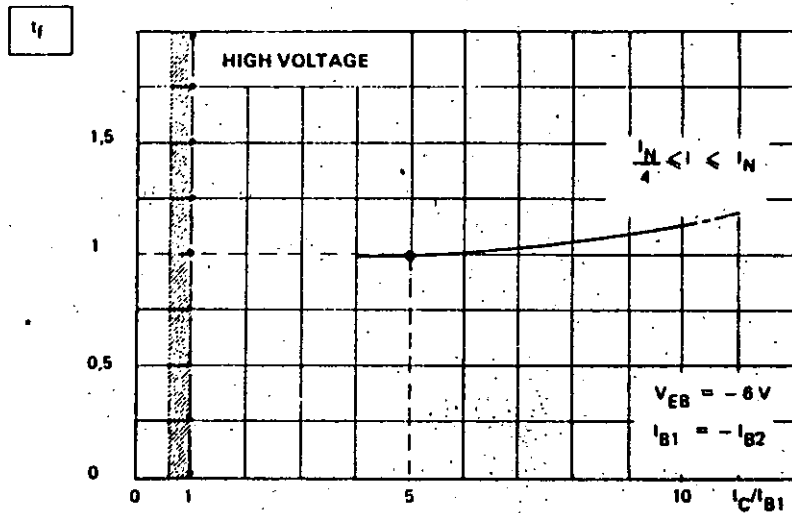


TABLE 3
 VARIATION OF THE FALL TIME OF THE COLLECTOR CURRENT AS A FUNCTION OF THE FORCEE
 GAIN I_C/I_{B1}



8.42

TABLE 4
 VARIATION OF FALL TIMES OF THE COLLECTOR CURRENT AS A FUNCTION OF I_{B2}/I_{B1}

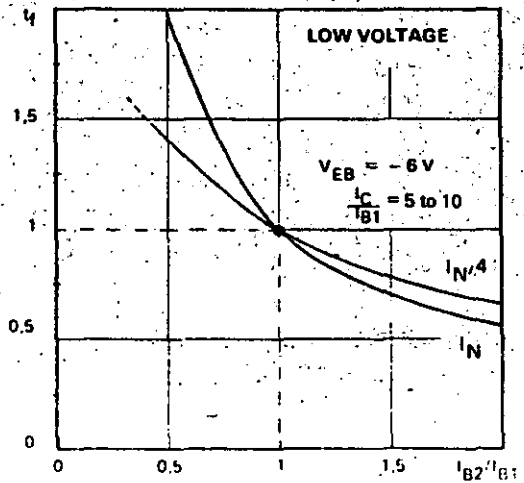
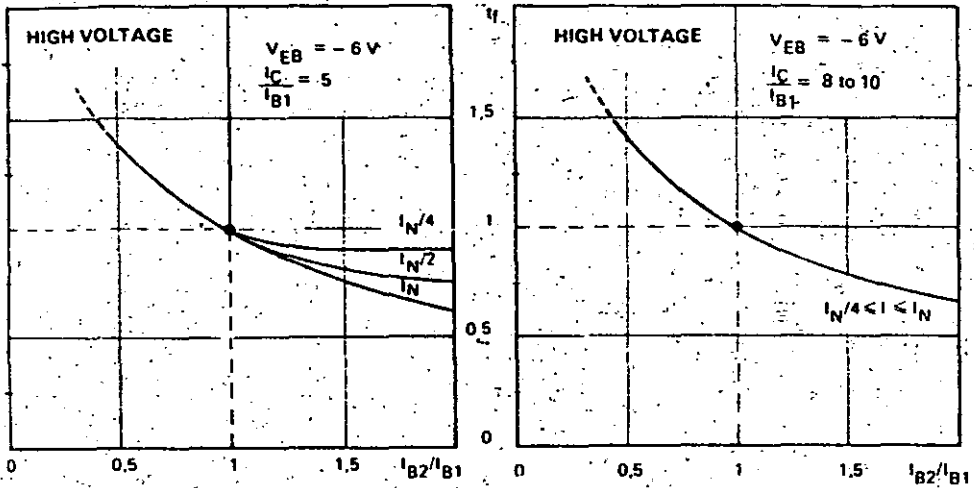


TABLE 5
 VARIATION OF STORAGE TIME AS A FUNCTION OF I_{B2}/I_{B1}

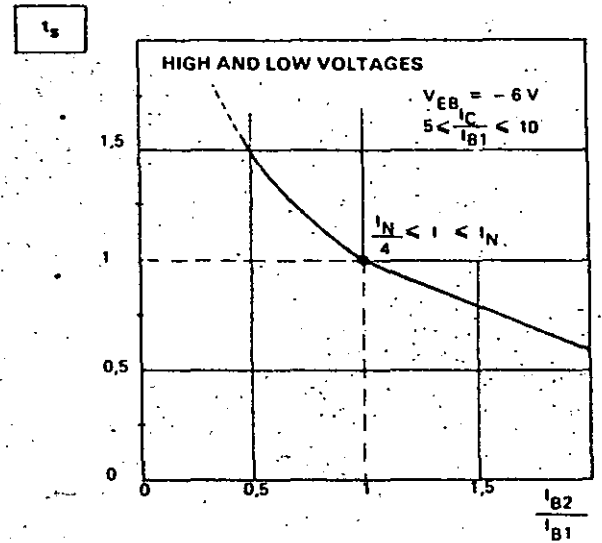


TABLE 6

VARIATION OF RISE AND FALL TIMES OF THE COLLECTOR CURRENT AS A FUNCTION OF THE SUPPLY VOLTAGE V_{CC}

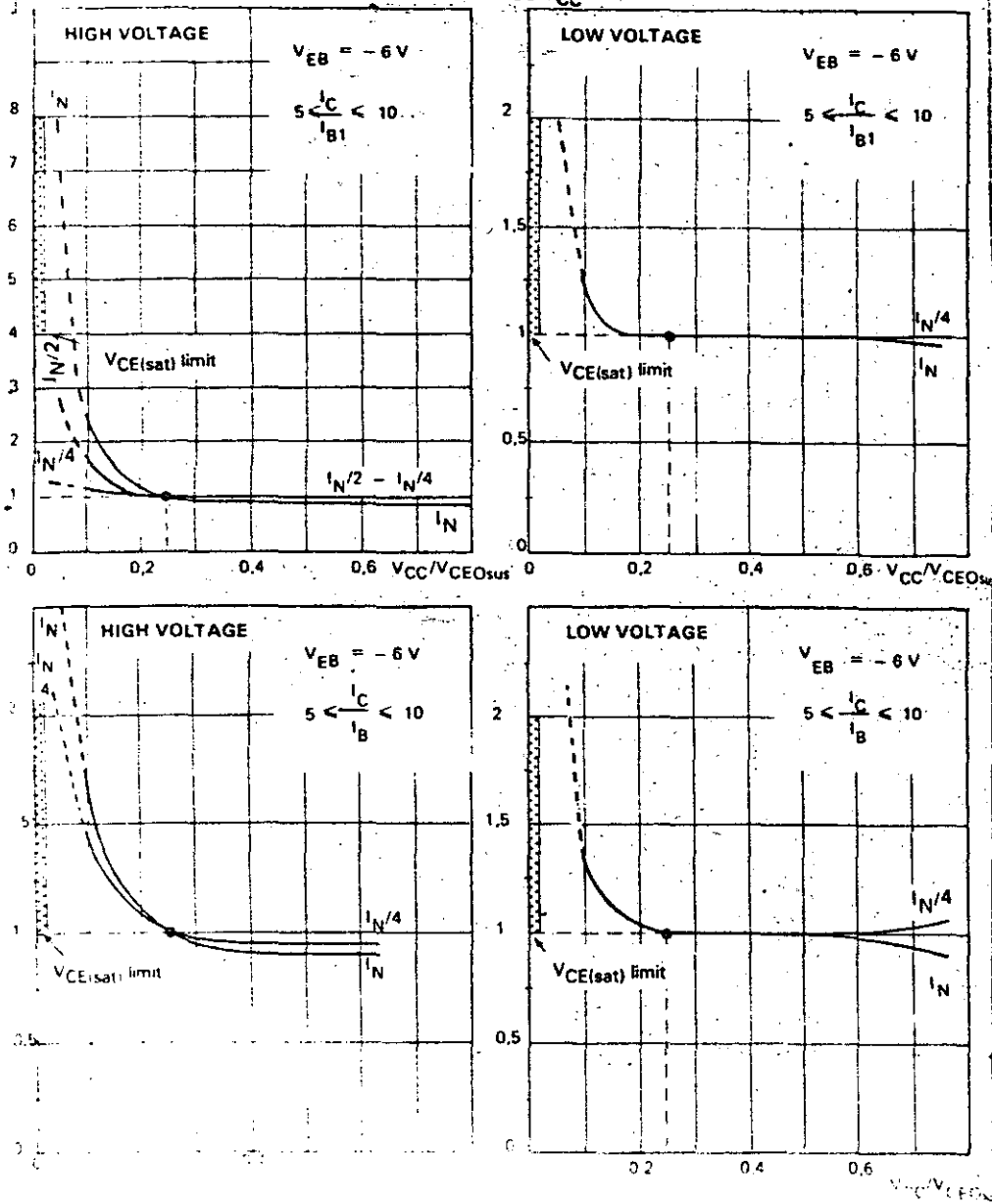
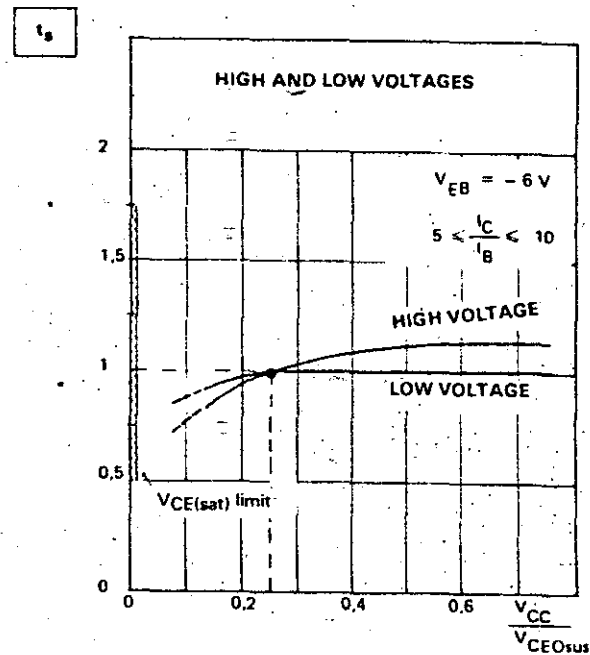


TABLE 7

VARIATION OF THE STORAGE TIME OF THE COLLECTOR CURRENT AS A FUNCTION OF THE COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE



B.43

8.44

TABLE 8
 VARIATION OF TOTAL RISE TIME OF THE COLLECTOR CURRENT
 AS A FUNCTION OF THE JUNCTION TEMPERATURE T_j

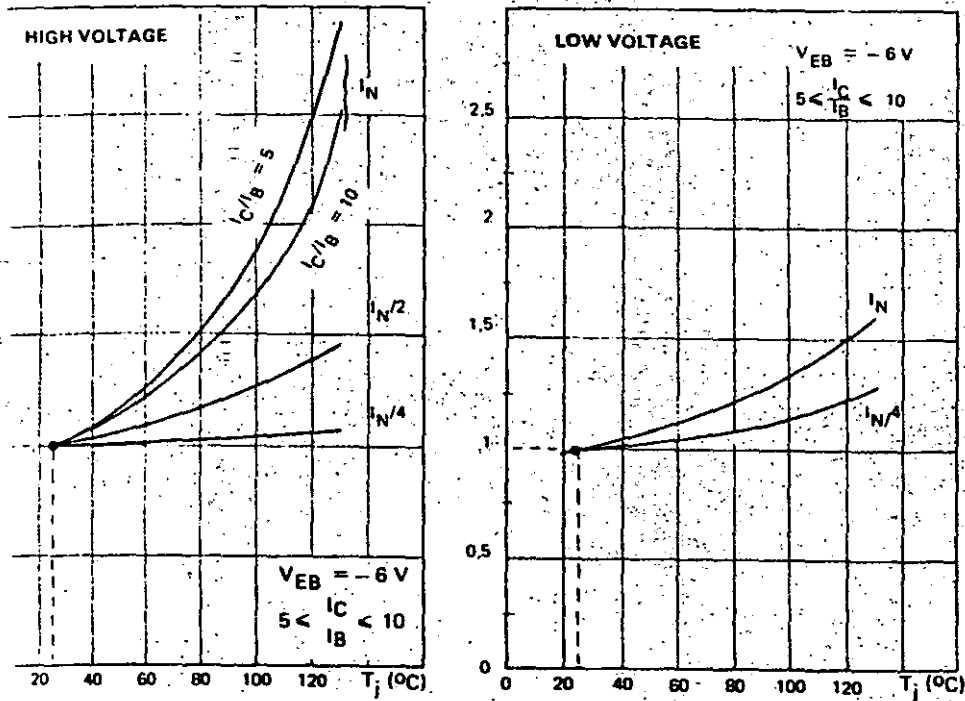


TABLE 9
 VARIATION OF THE STORAGE TIME
 AS A FUNCTION OF THE JUNCTION TEMPERATURE

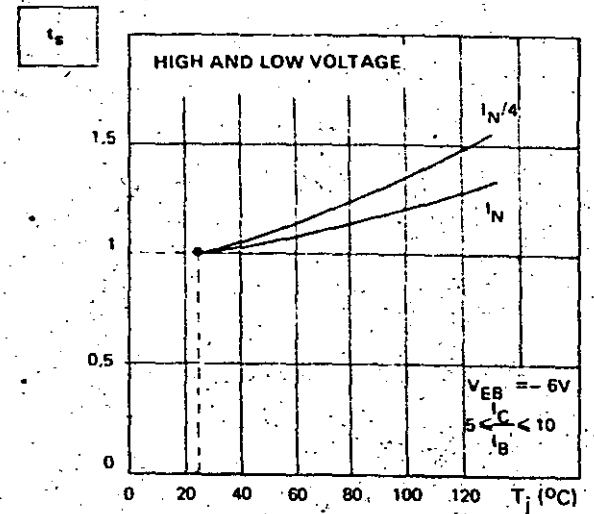


TABLE 10
VARIATION OF THE FALL TIME
AS A FUNCTION OF THE JUNCTION TEMPERATURE

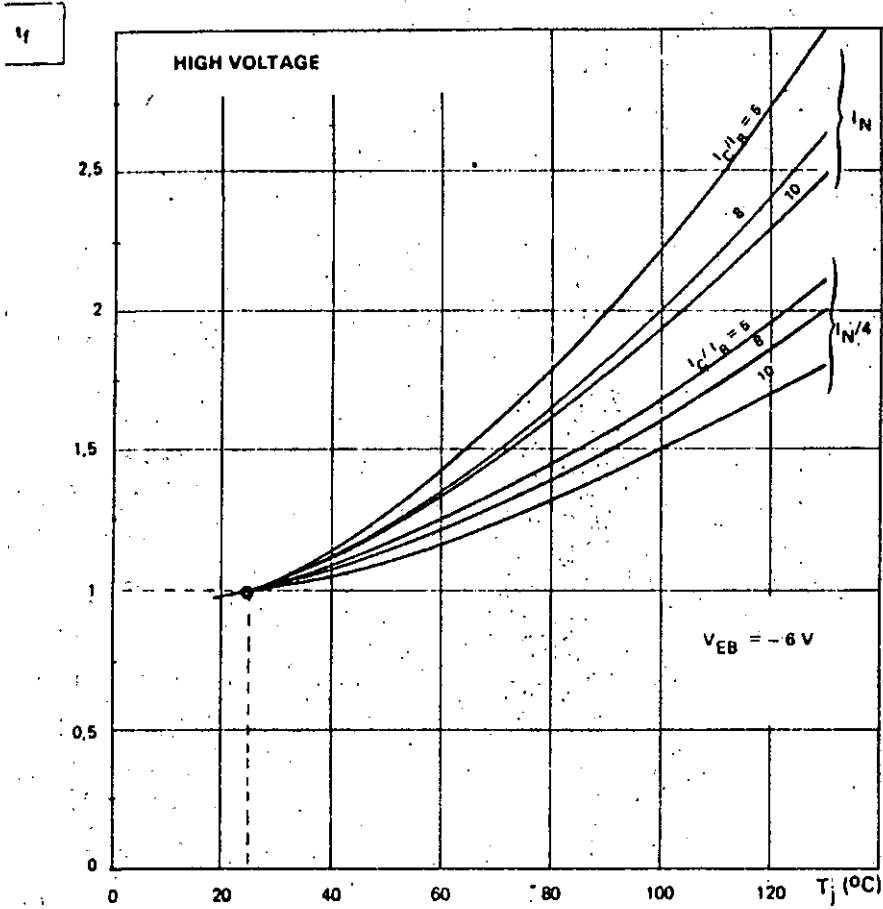
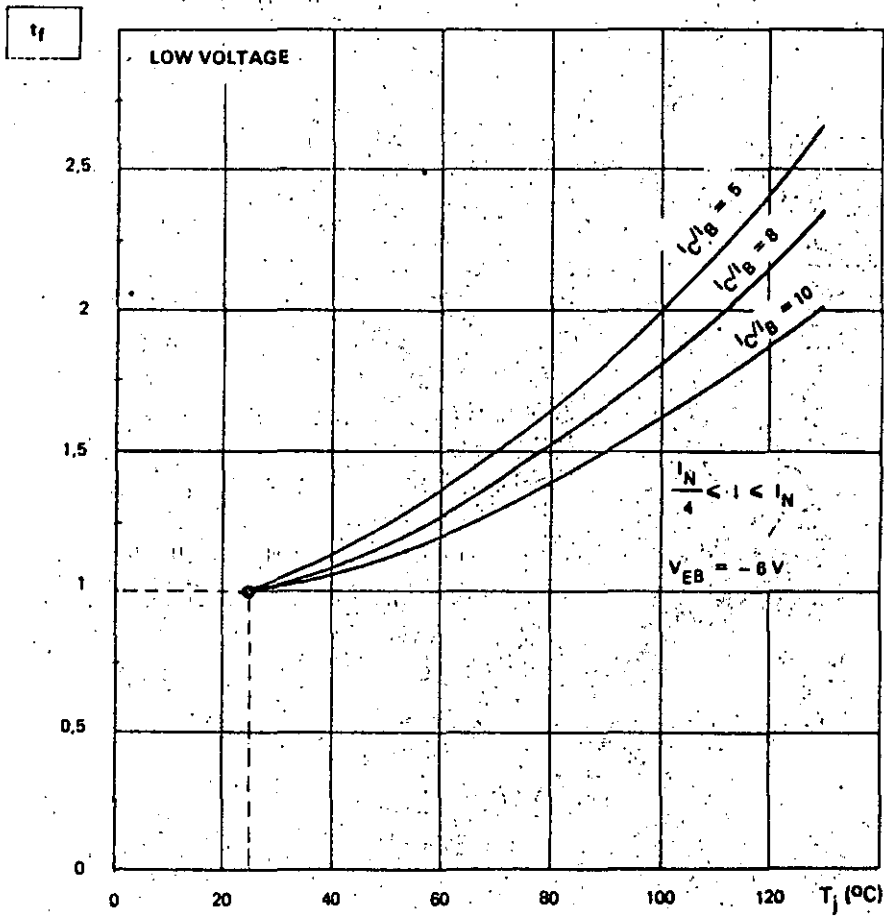


TABLE 11
 VARIATION OF THE FALL TIME OF THE COLLECTOR CURRENT
 AS A FUNCTION OF THE JUNCTION TEMPERATURE



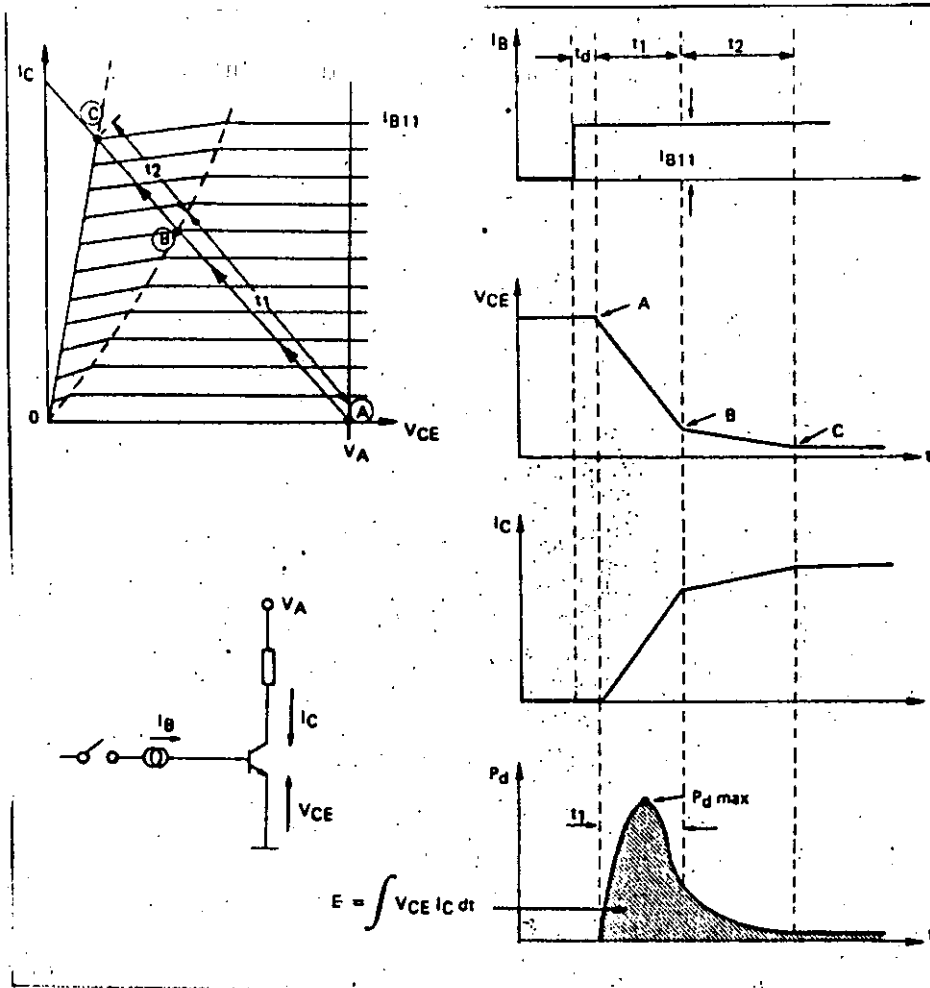


fig. 11

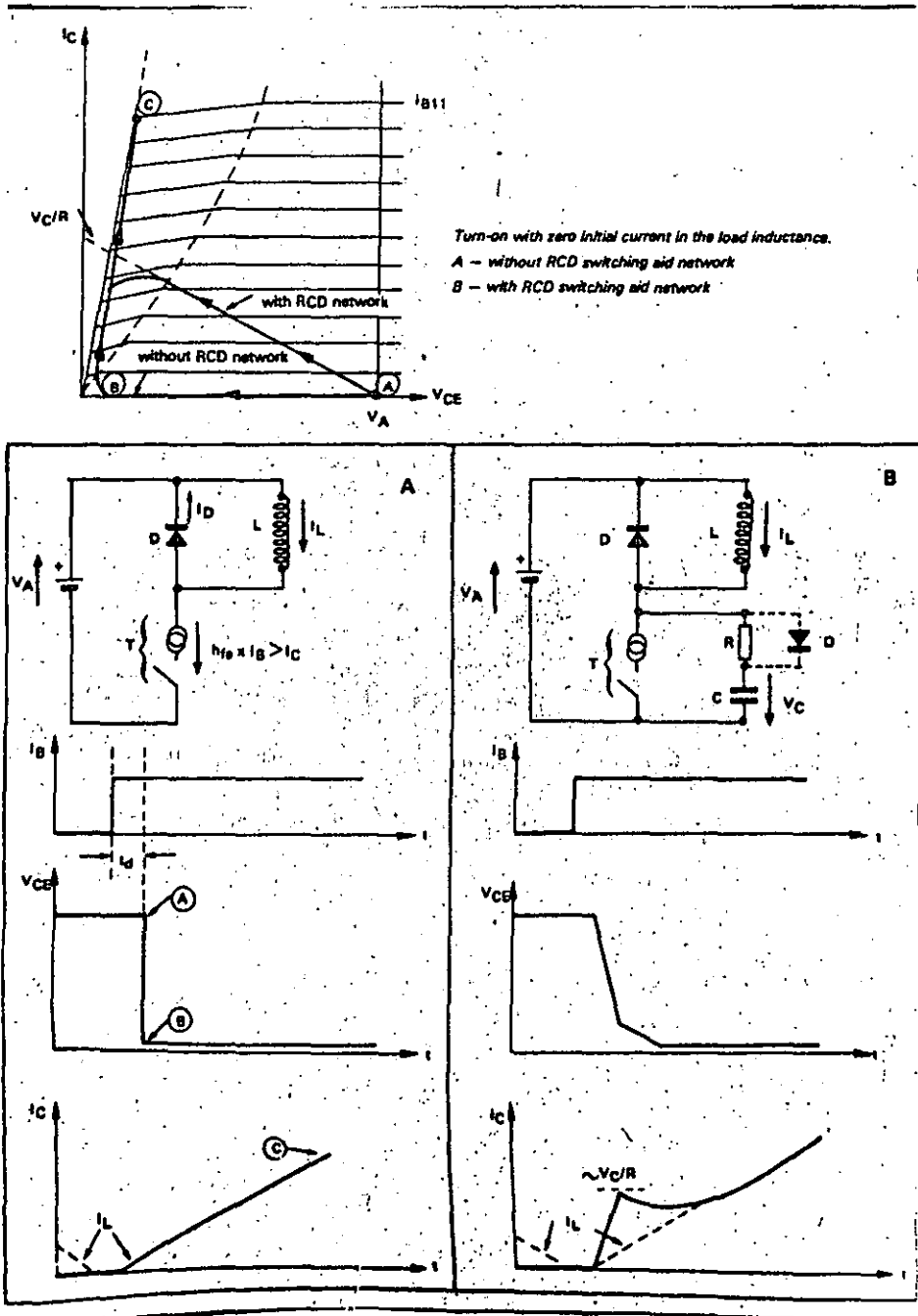


fig. 12 (a)

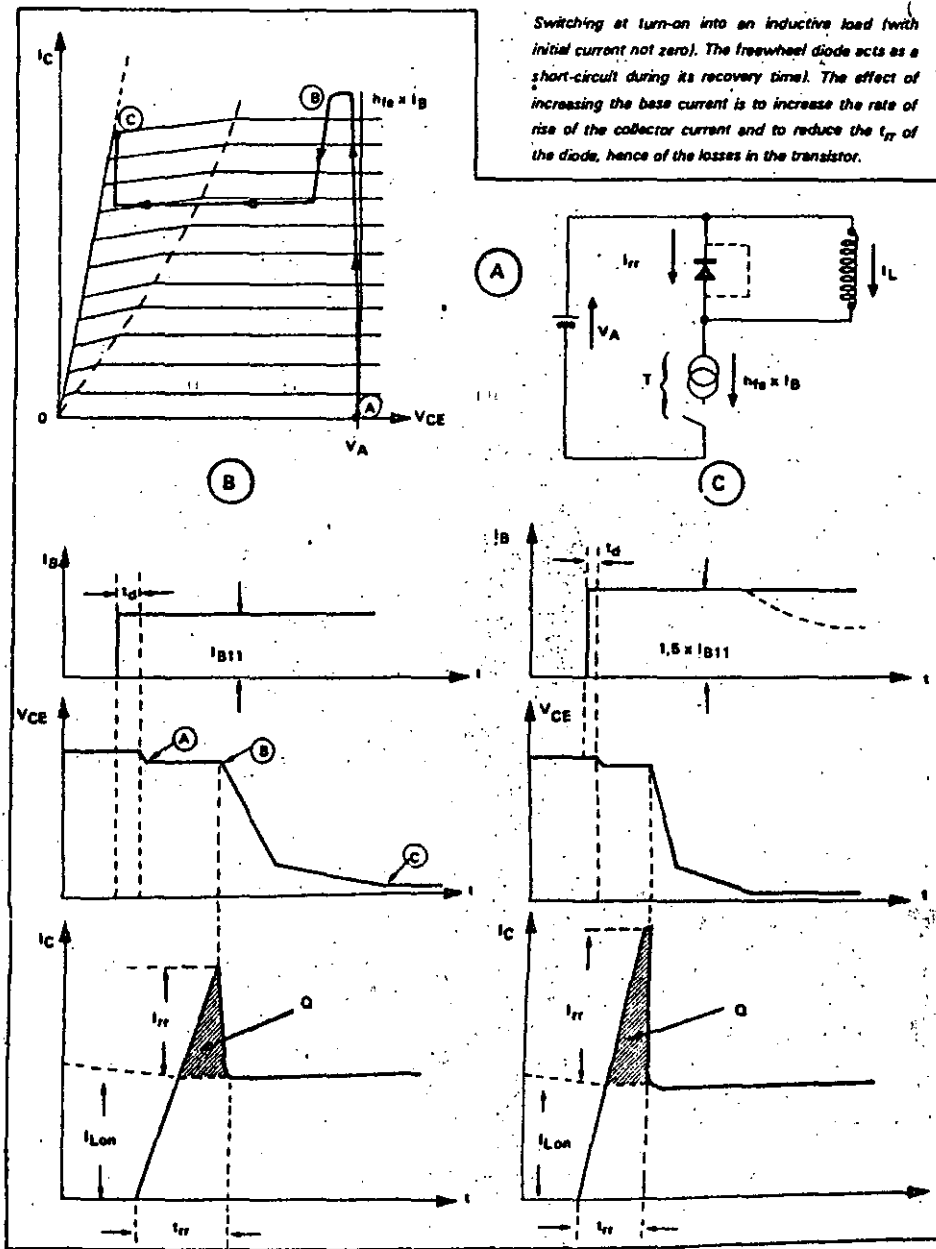
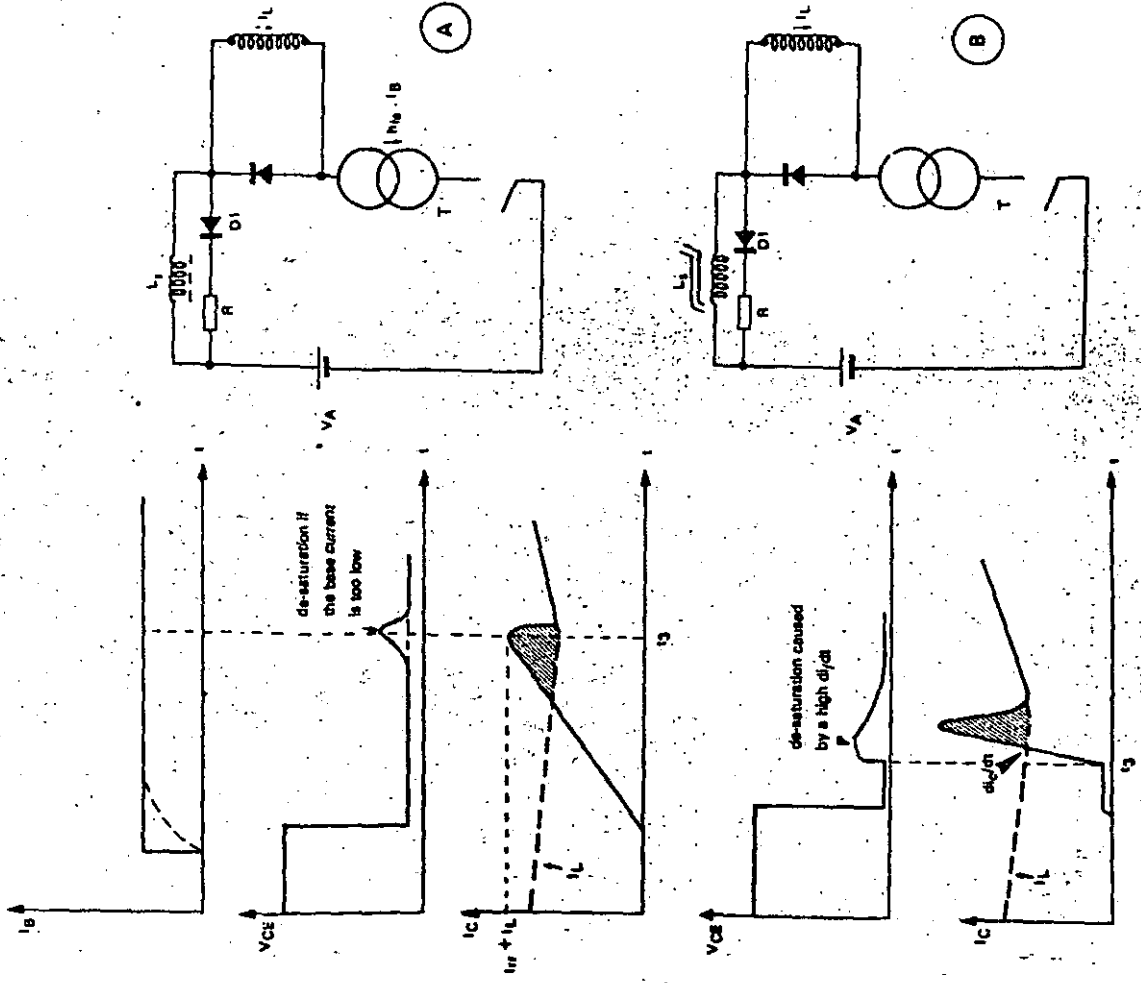


fig. 12 (b)



Turn-on with
 A - A linear protection inductance
 B - A saturable protection inductance

fig. 13

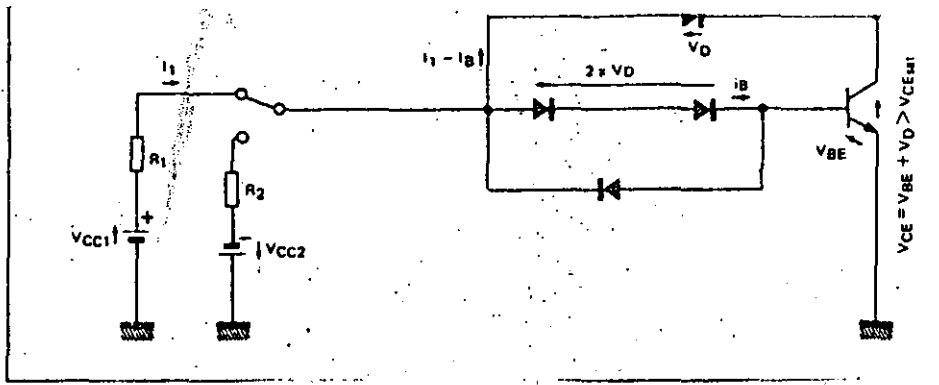


fig. 14

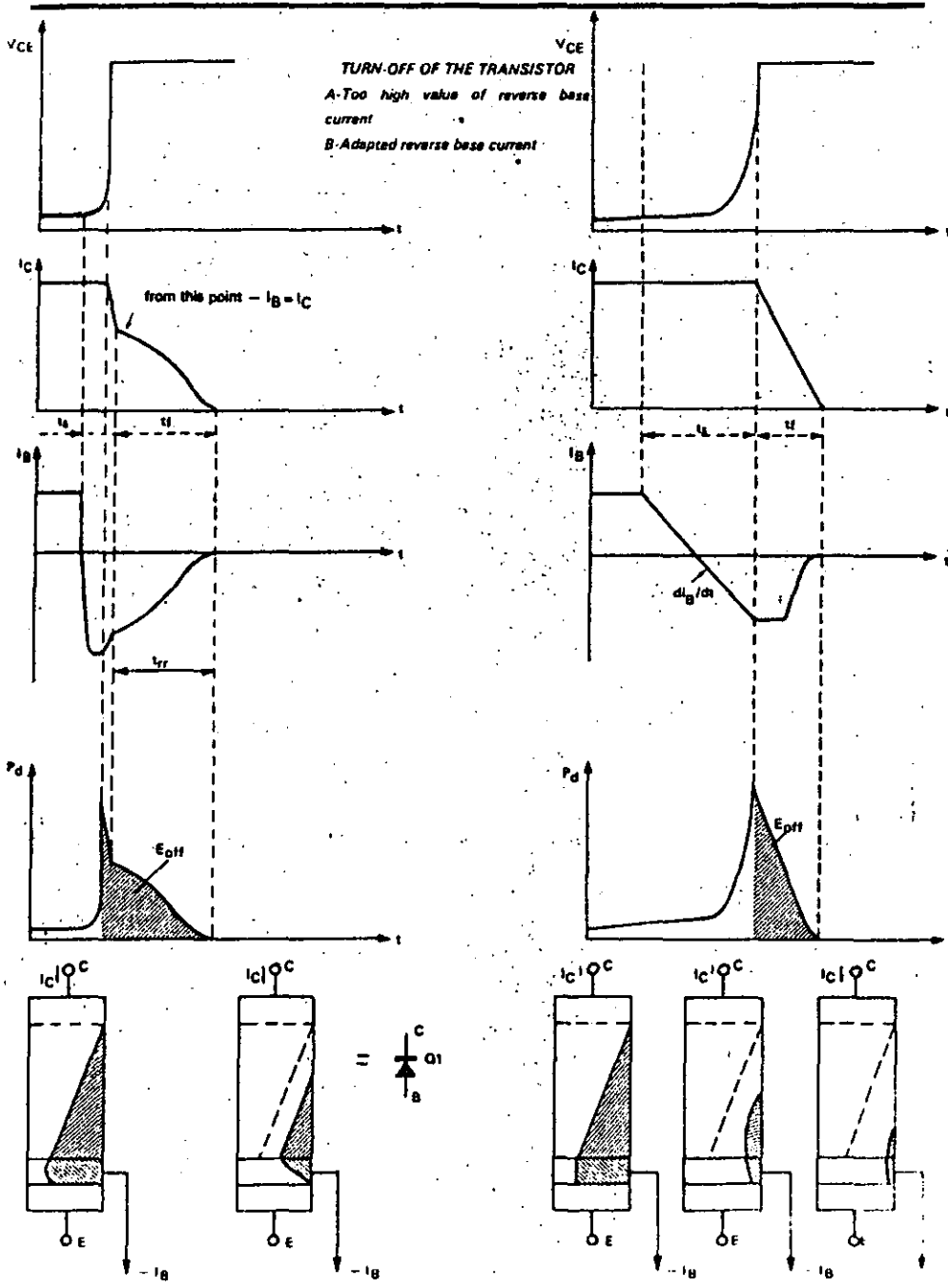


fig. 15

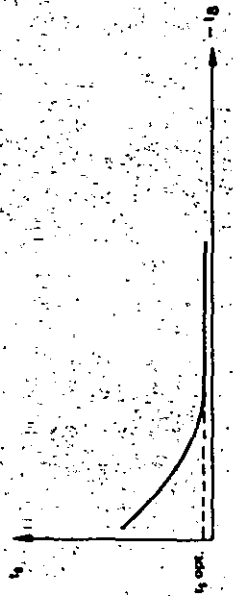
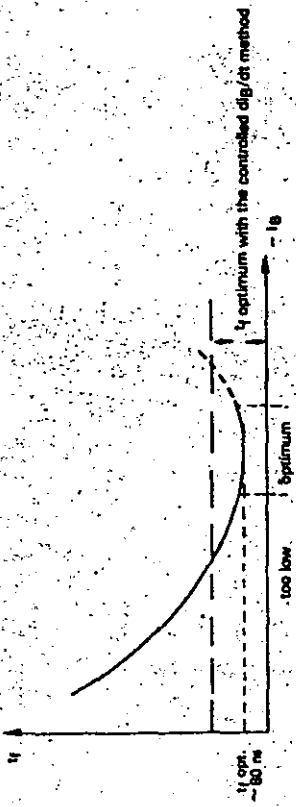
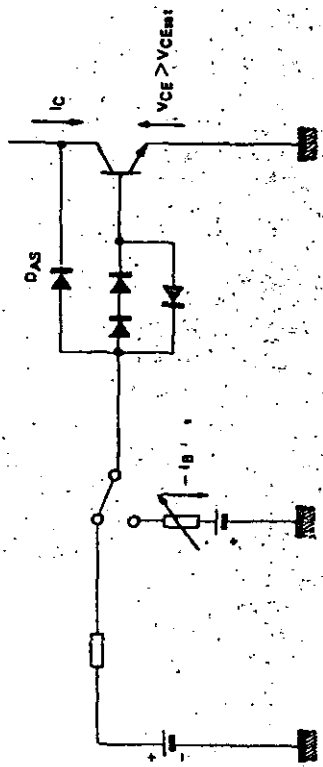
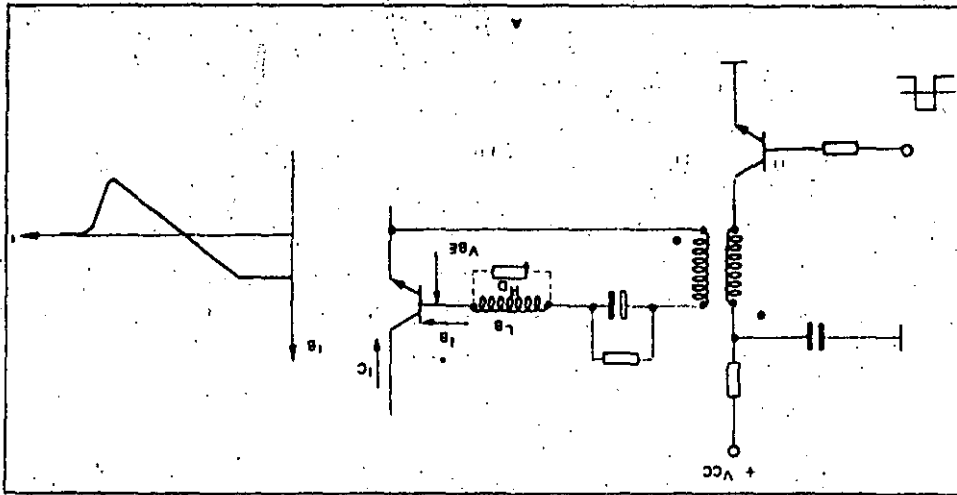
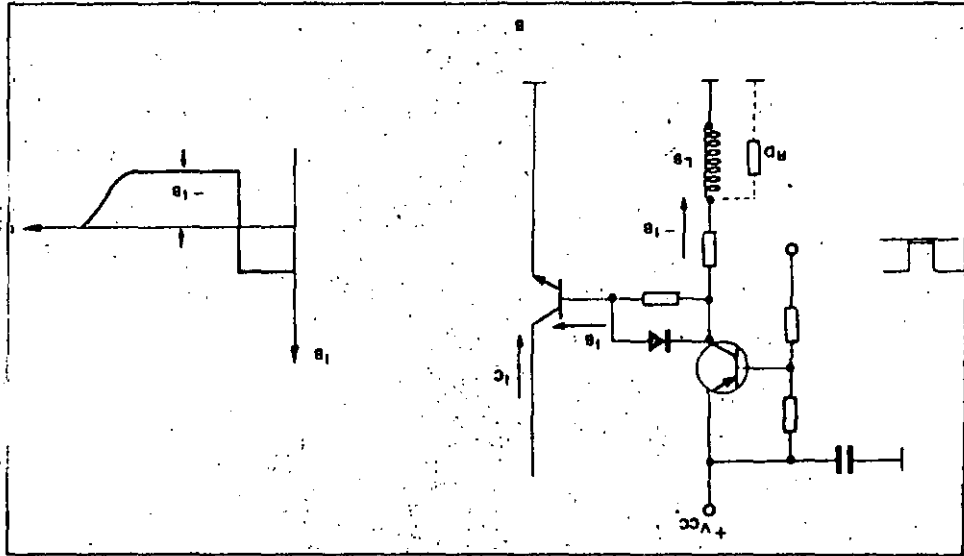


Fig. 16

Fig. 17



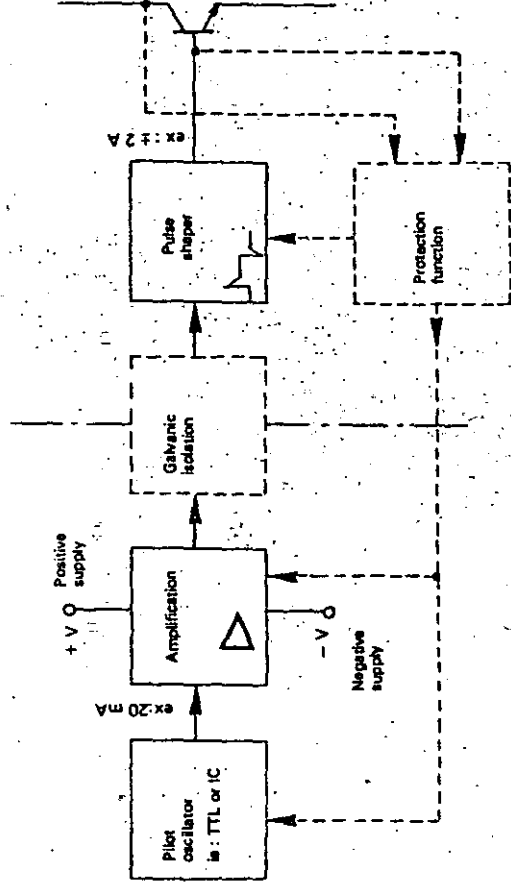


Fig. 18

- o Average speed switch-on
- + Very few components
- High storage time t_s and high fall time t_f
- Transistor body protected against high dv/dt (especially if T_p is Darlington)

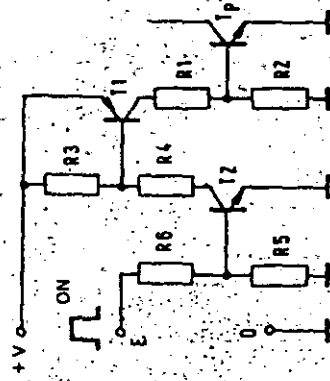


Fig. 19

- o Average speed switch-on
- o Average storage time and fall time
- + Very few components
- + Can be employed at high frequencies
- High power drain during the conduction phase
- Poor operation when the conduction time is low

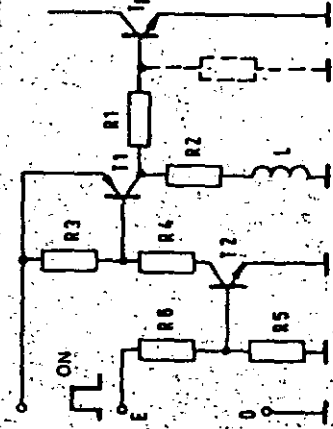


Fig. 20

- o Average turn-on speed
 - o Average storage and fall times
 - + Very few components
- High conduction during the conduction phase of the transistor T_p since resistance R_2 passes a high current

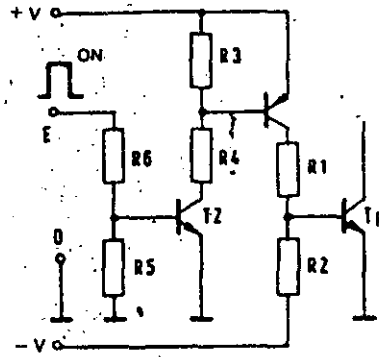


fig. 21

- + Fast turn-on
- 8 Average t_s and low fall time
- o few components
- + can be utilised at high operating frequencies
- difficulty in using for short pulses since C will not be sufficiently charged

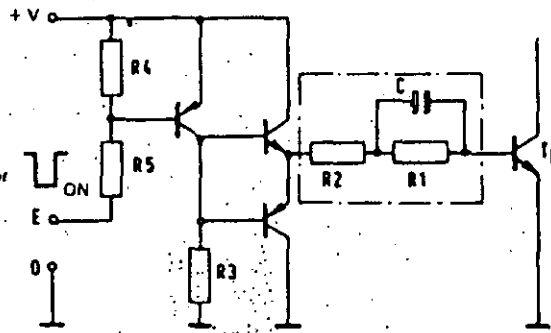
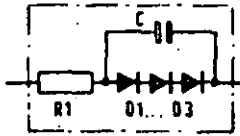


fig. 22

- + Low consumption
- o Average turn-on speed
- n Average storage time
- o Utilises few components.

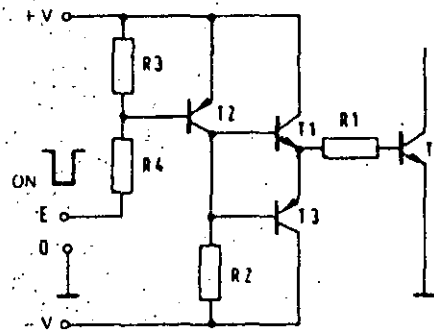


fig. 24

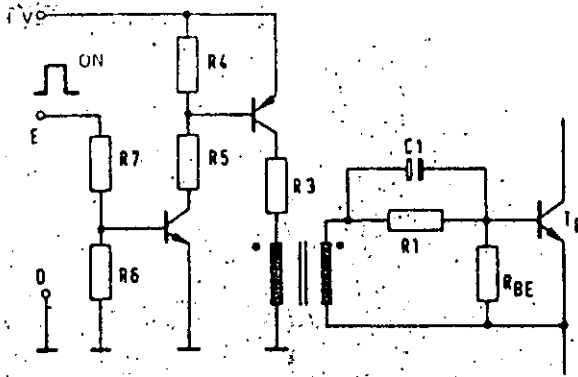
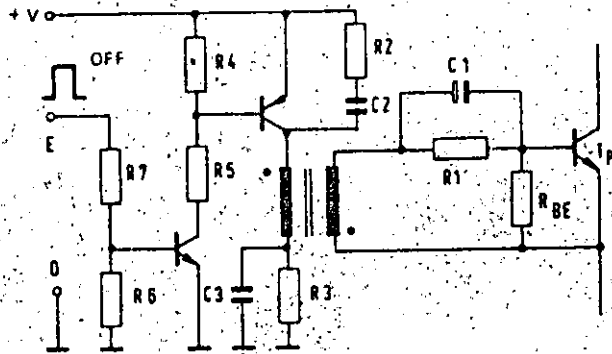


fig. 25



- + Rapid switch-on
- + Rapid turn-off
- The base current varies according to the duty cycle

- + Can be utilised at high frequencies
- Limited conduction time

fig. 26

- Good switching performance
- Low consumption
- Added components
- Large variation of duty cycle possible
- Maximum pulse width limited

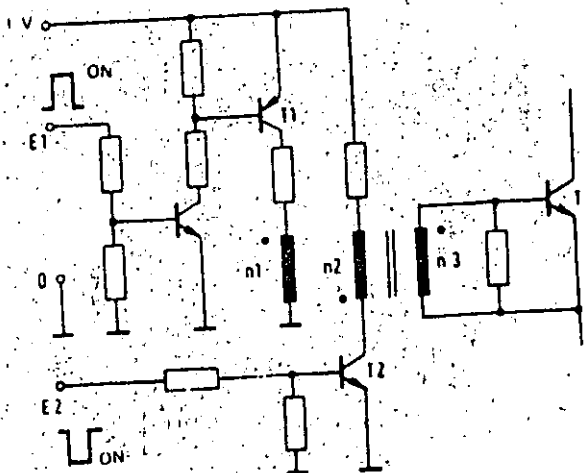


fig. 27

- + Low consumption of the drive circuit (in an extreme case only a spike of current is required to trigger the system).
- + The storage time remains low irrespective of the value of the collector current

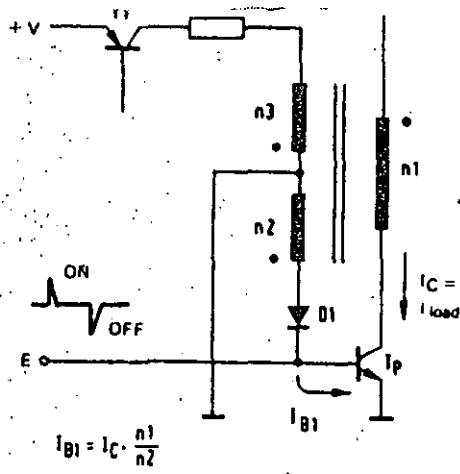


Fig. 28

- + Low storage time and low fall time
- + Little variation in switching times with respect to the collector current
- High consumption during the conduction phase

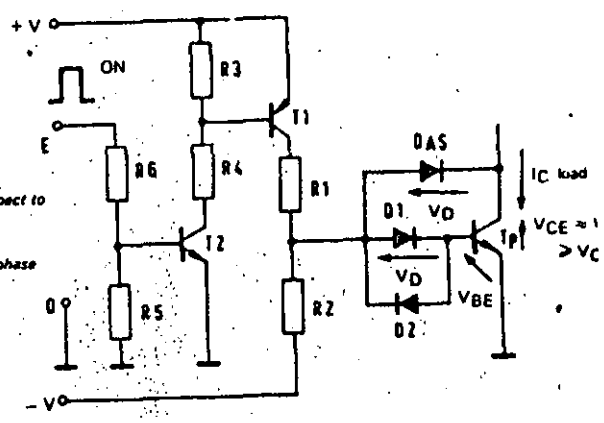
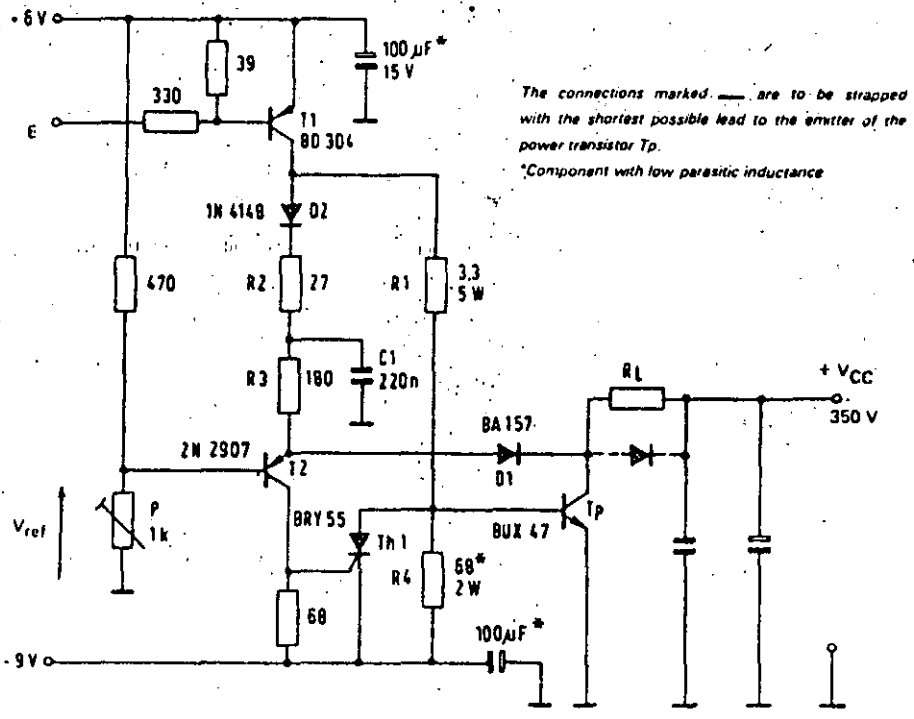


Fig. 29



The connections marked — are to be strapped with the shortest possible lead to the emitter of the power transistor T_p .
 *Component with low parasitic inductance

Fig. 30

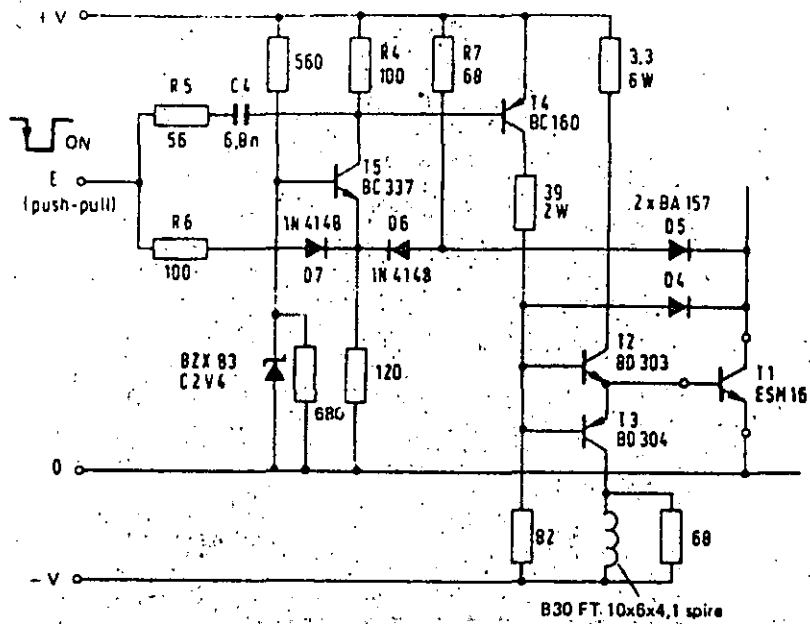


fig. 31

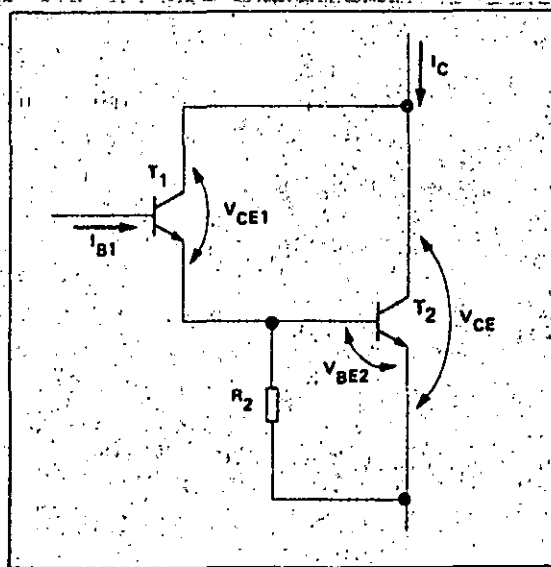


fig. 32

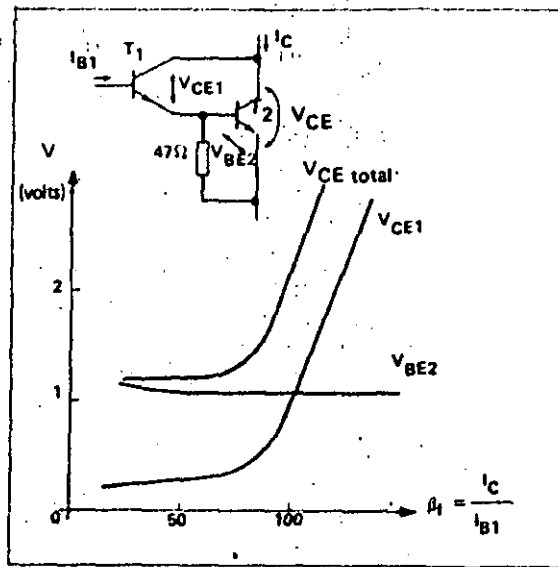


Fig. 33

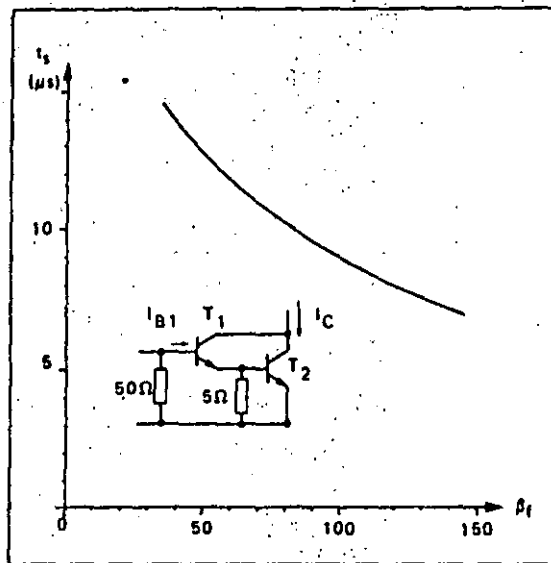


Fig. 34

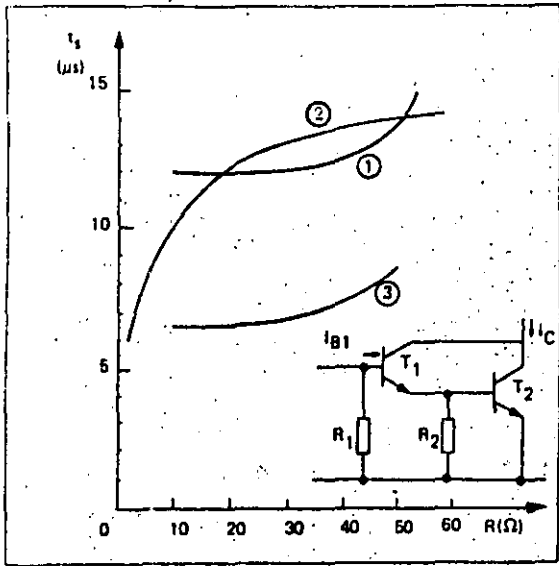


fig. 35

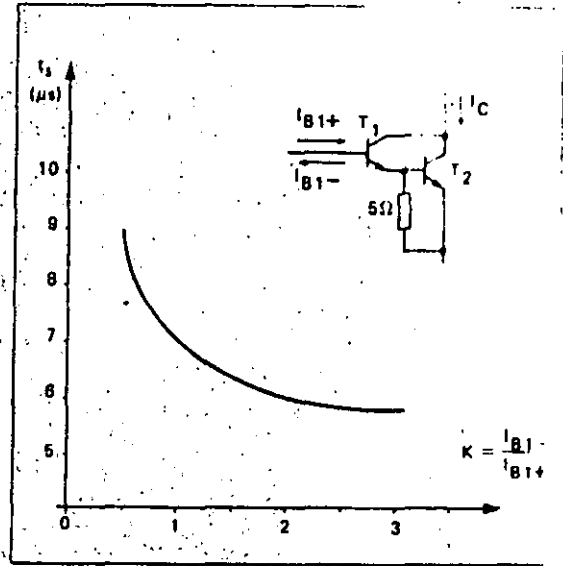


fig. 35(b)

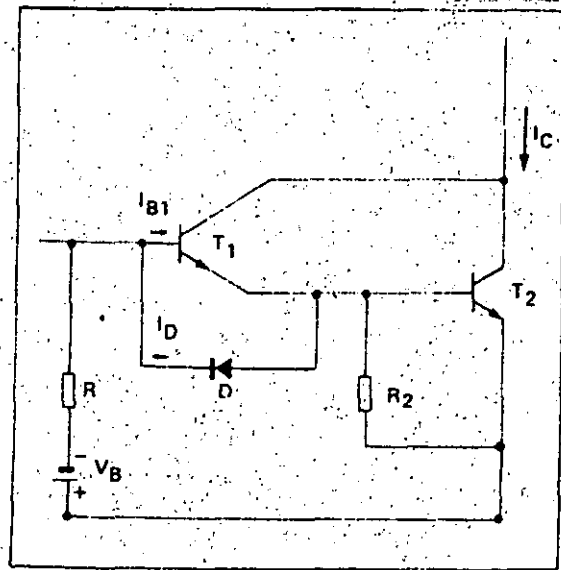


fig. 36

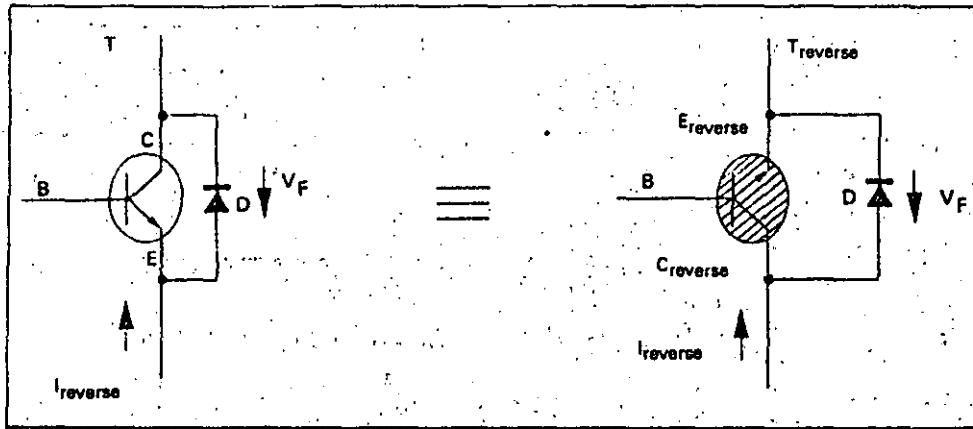


fig. 38

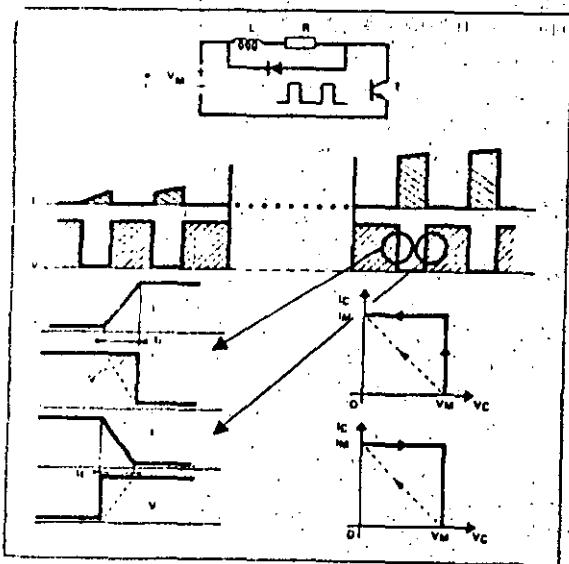


fig. 39

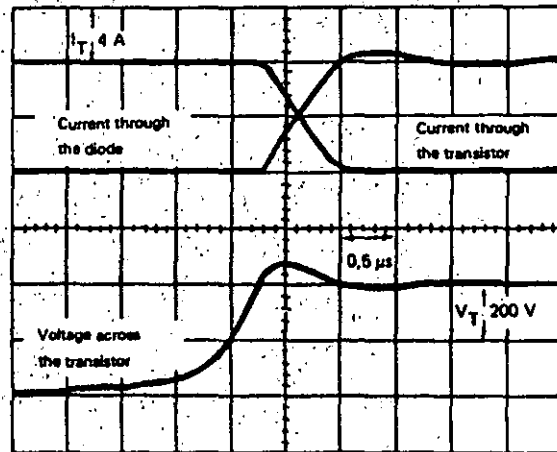


fig. 40

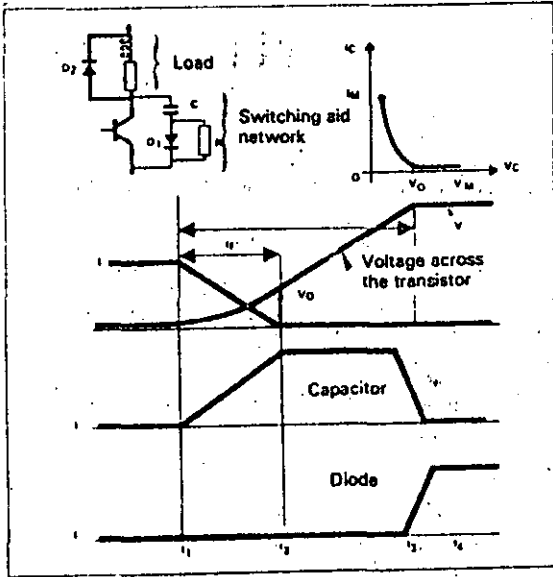


Fig. 41

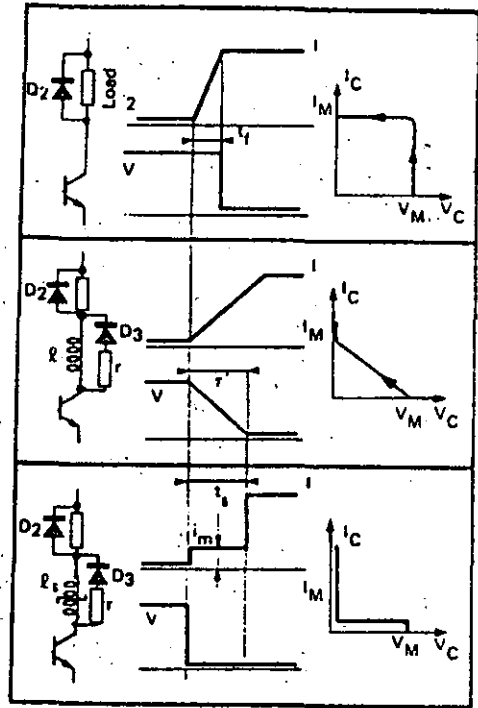


Fig. 42

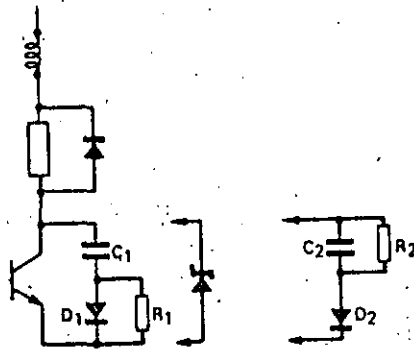


Fig. 43

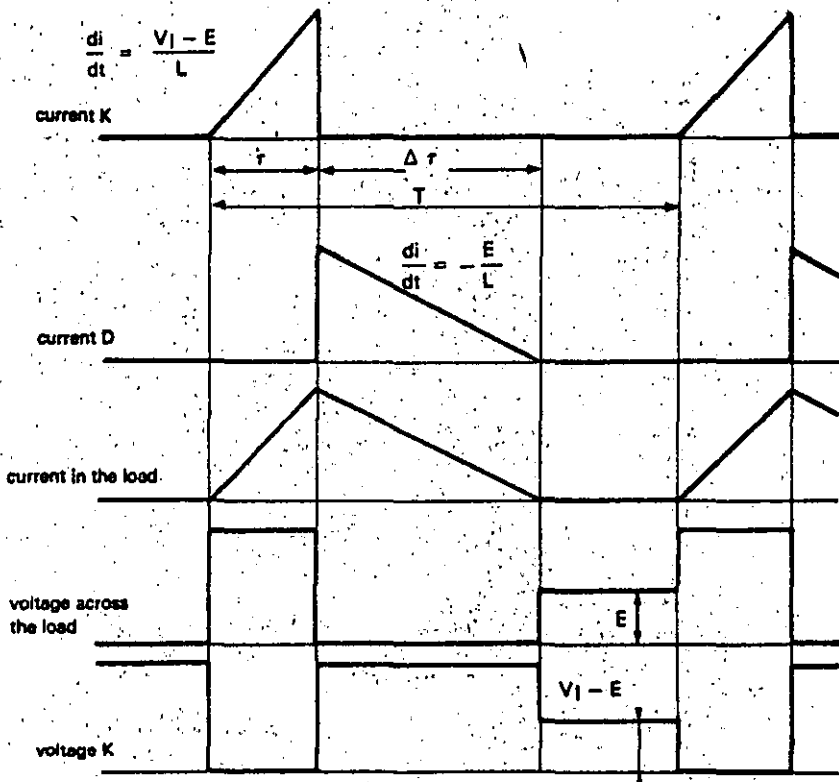
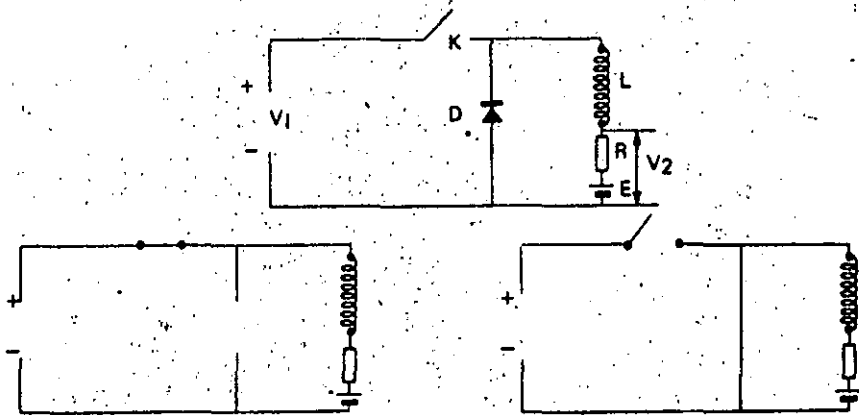


fig. 44

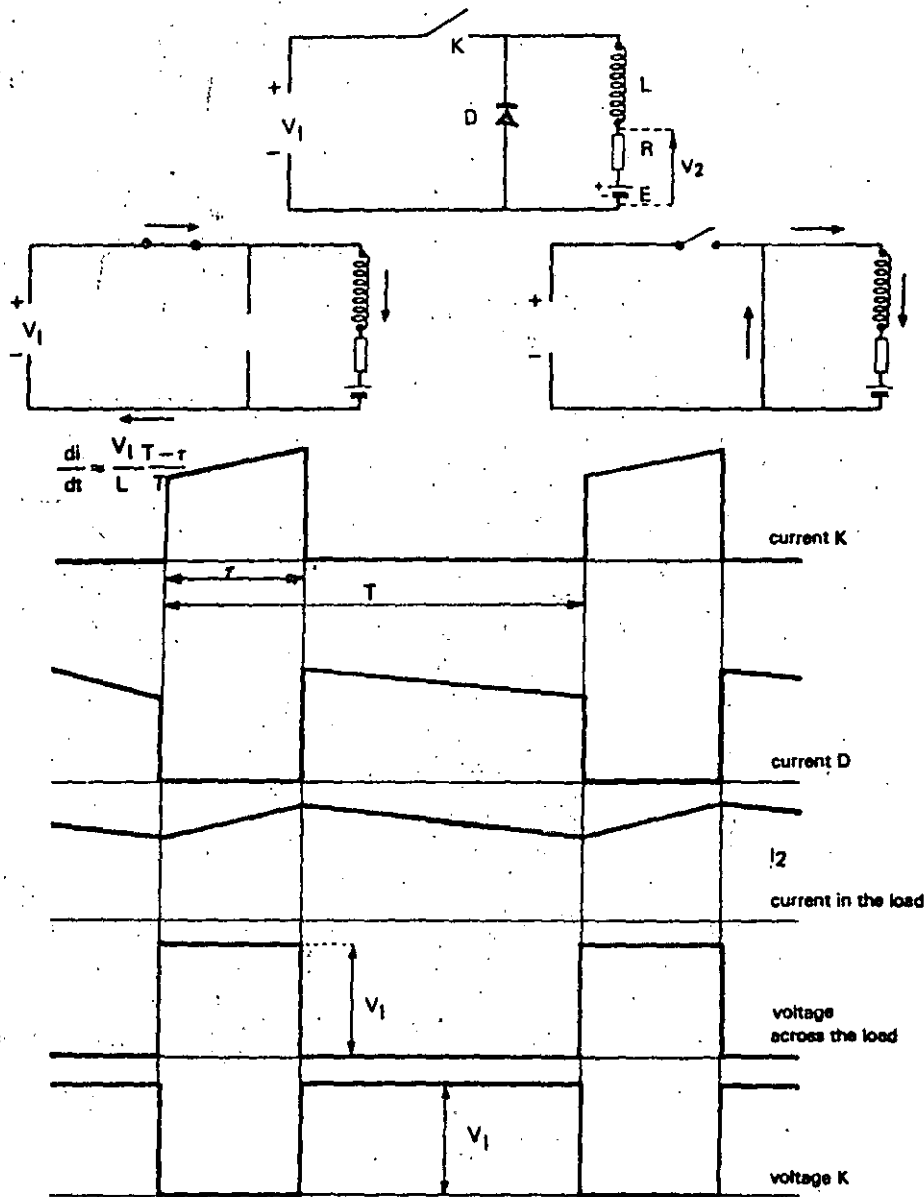


fig. 45

B.65

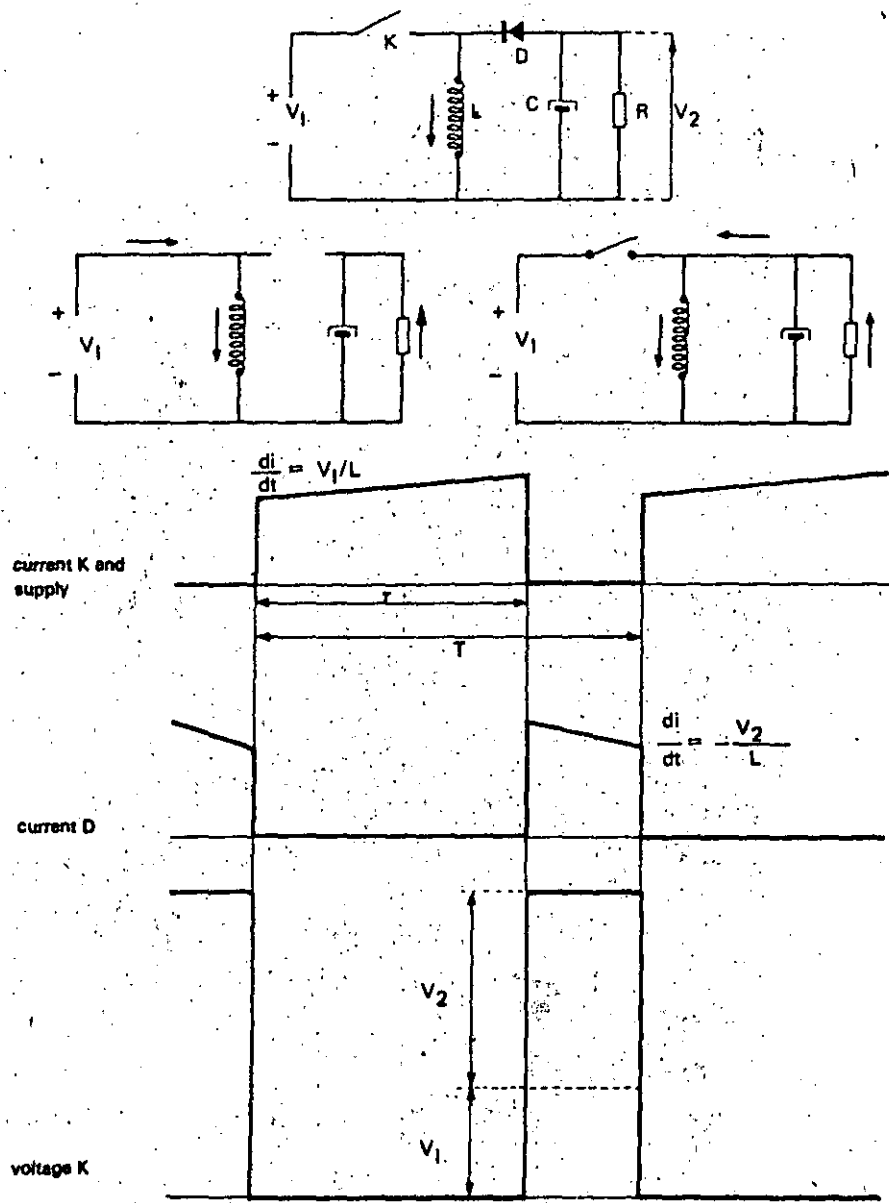


fig. 46 (a)

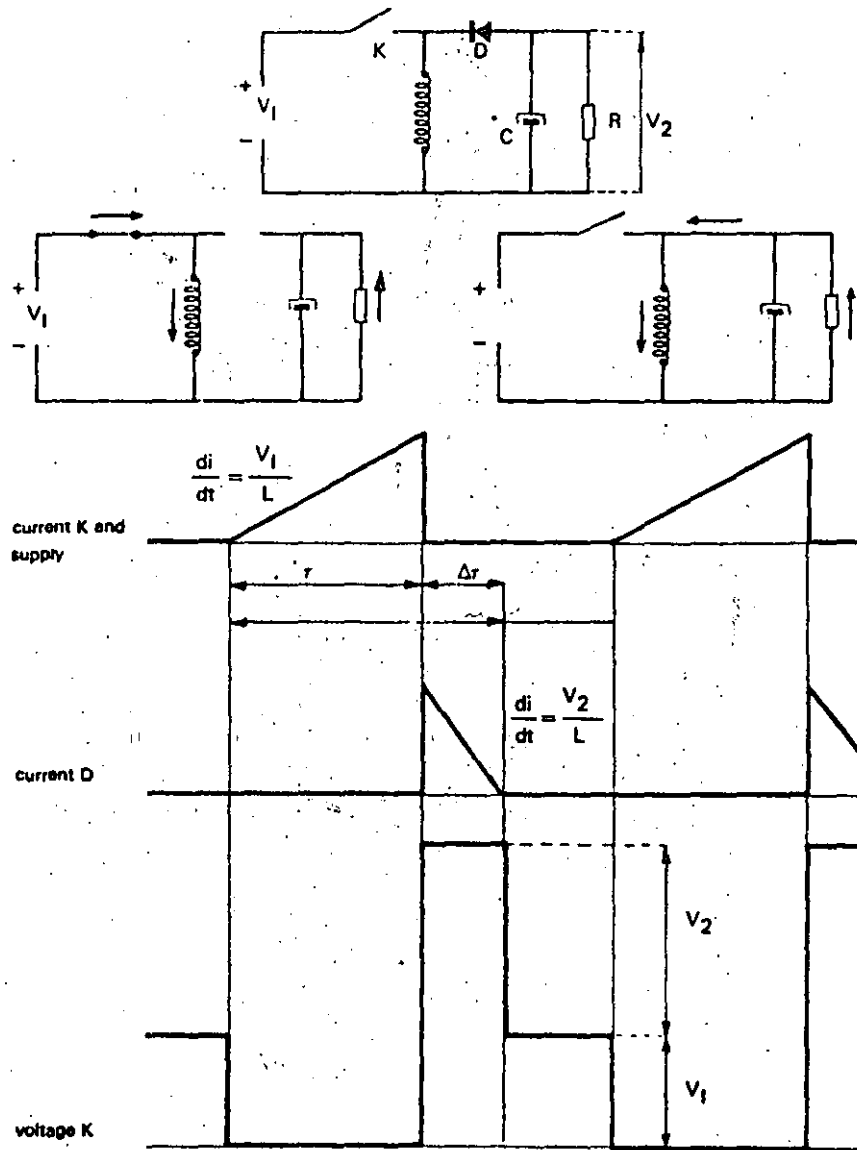


fig. 46 (b)

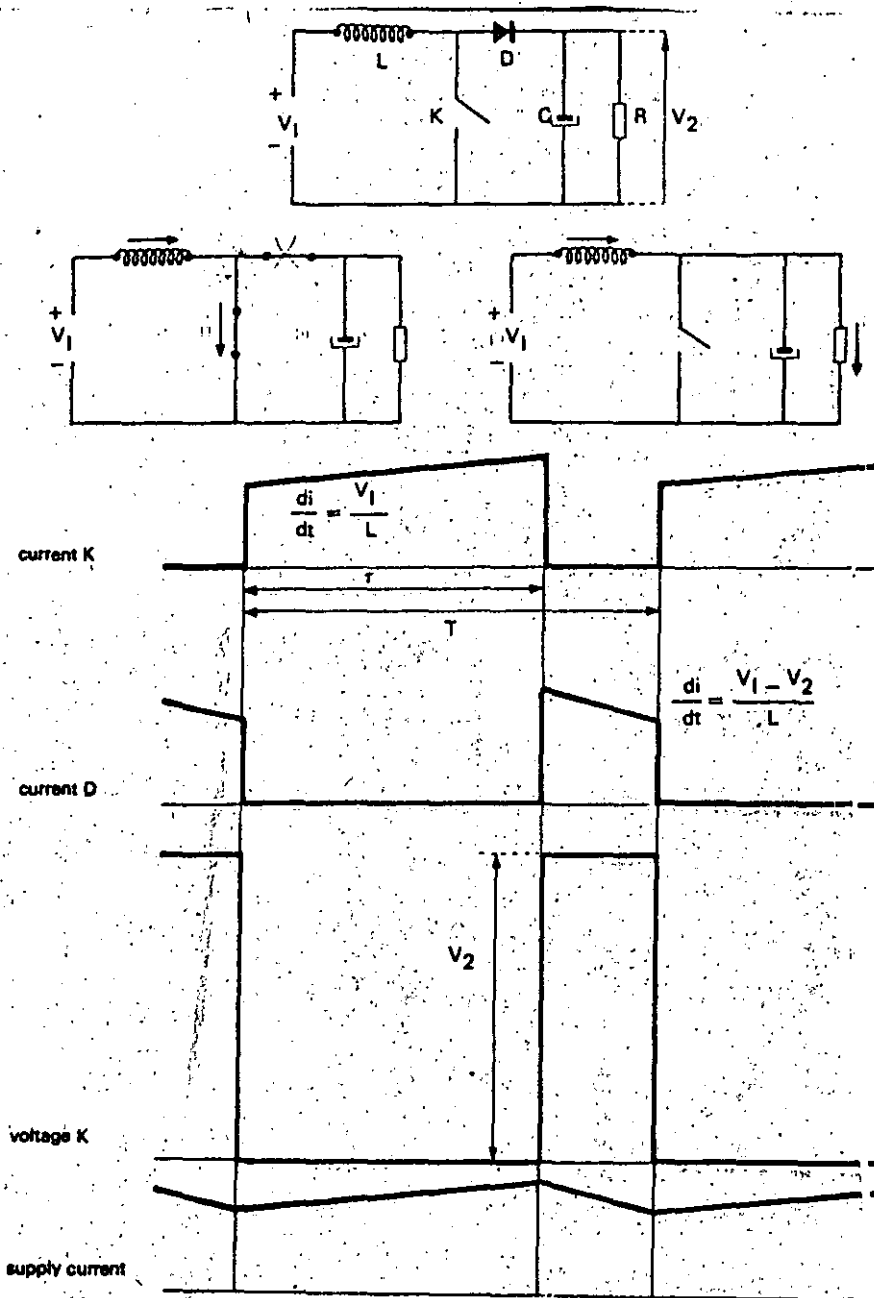


fig. 47 (a)

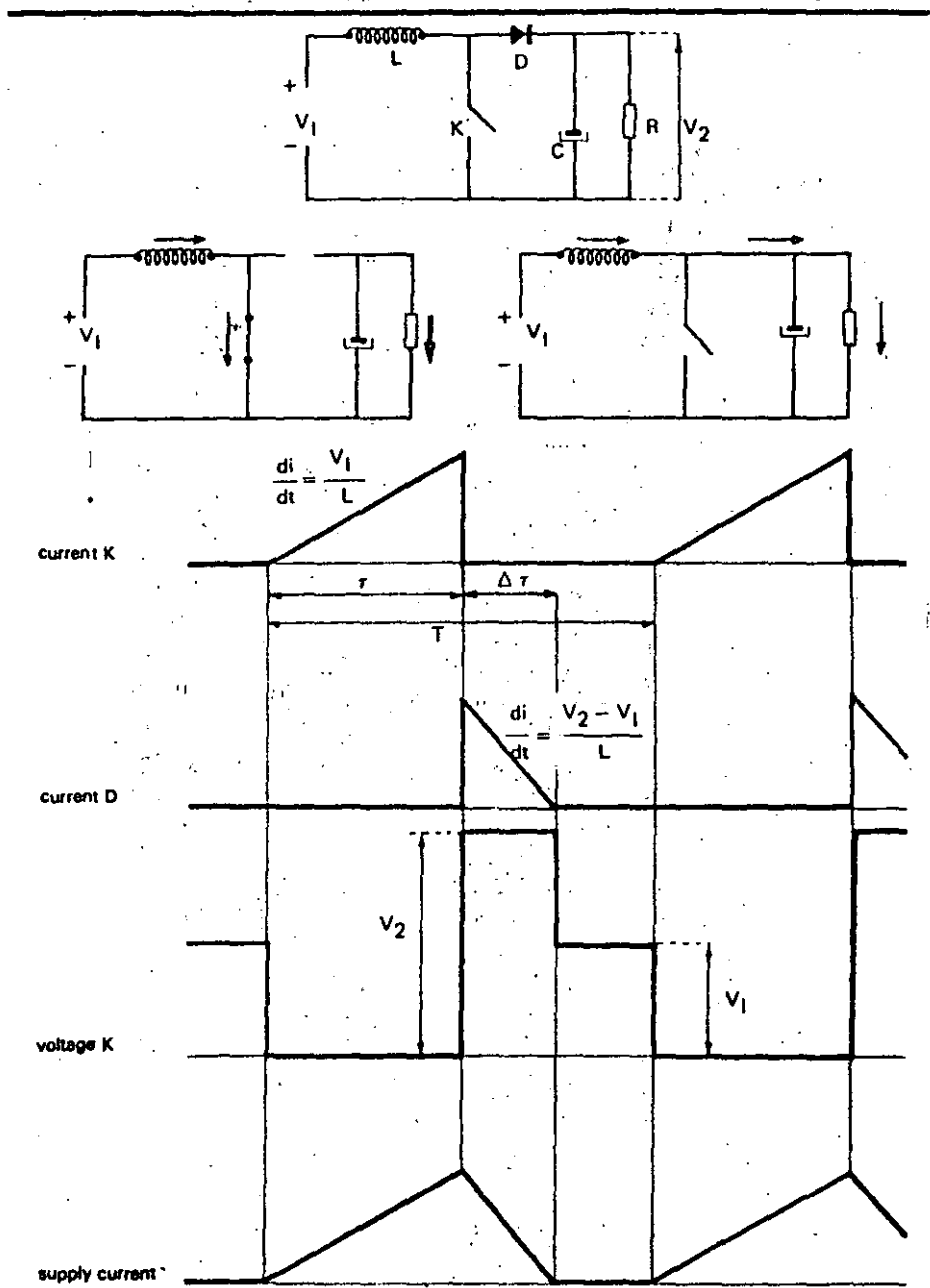


Fig. 47 (b)

8.70

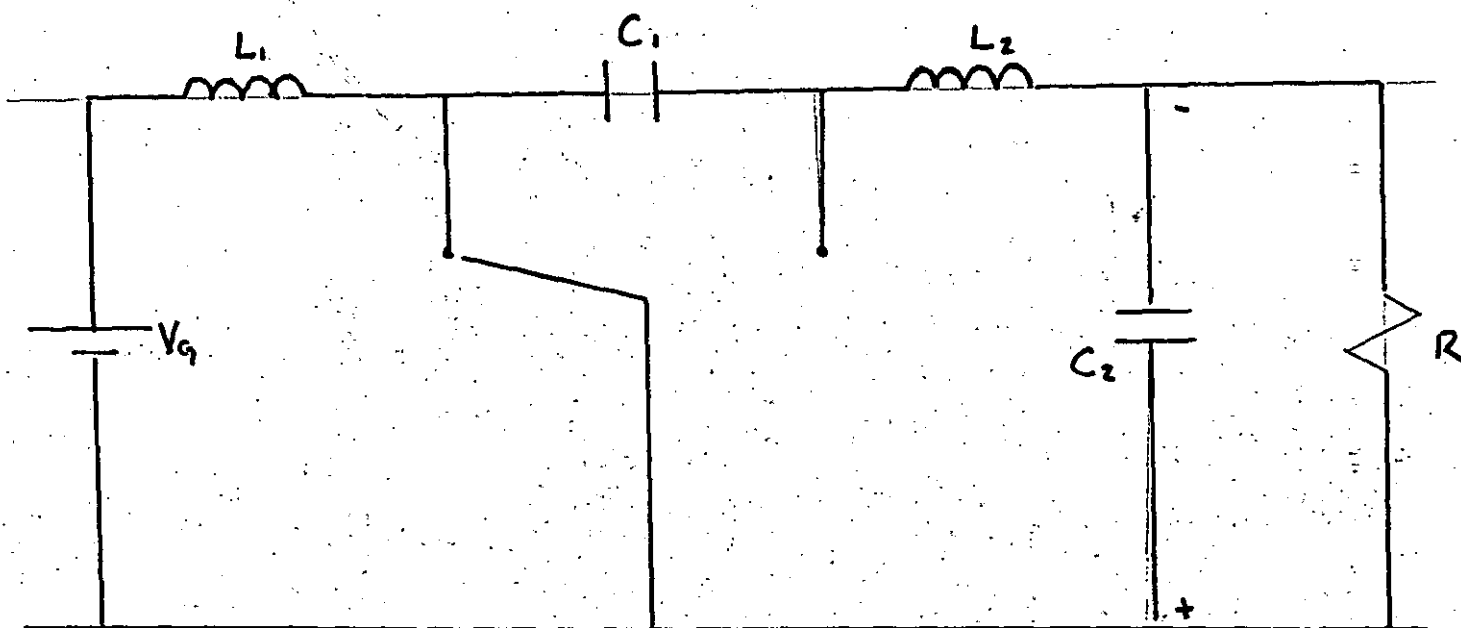


fig. 48

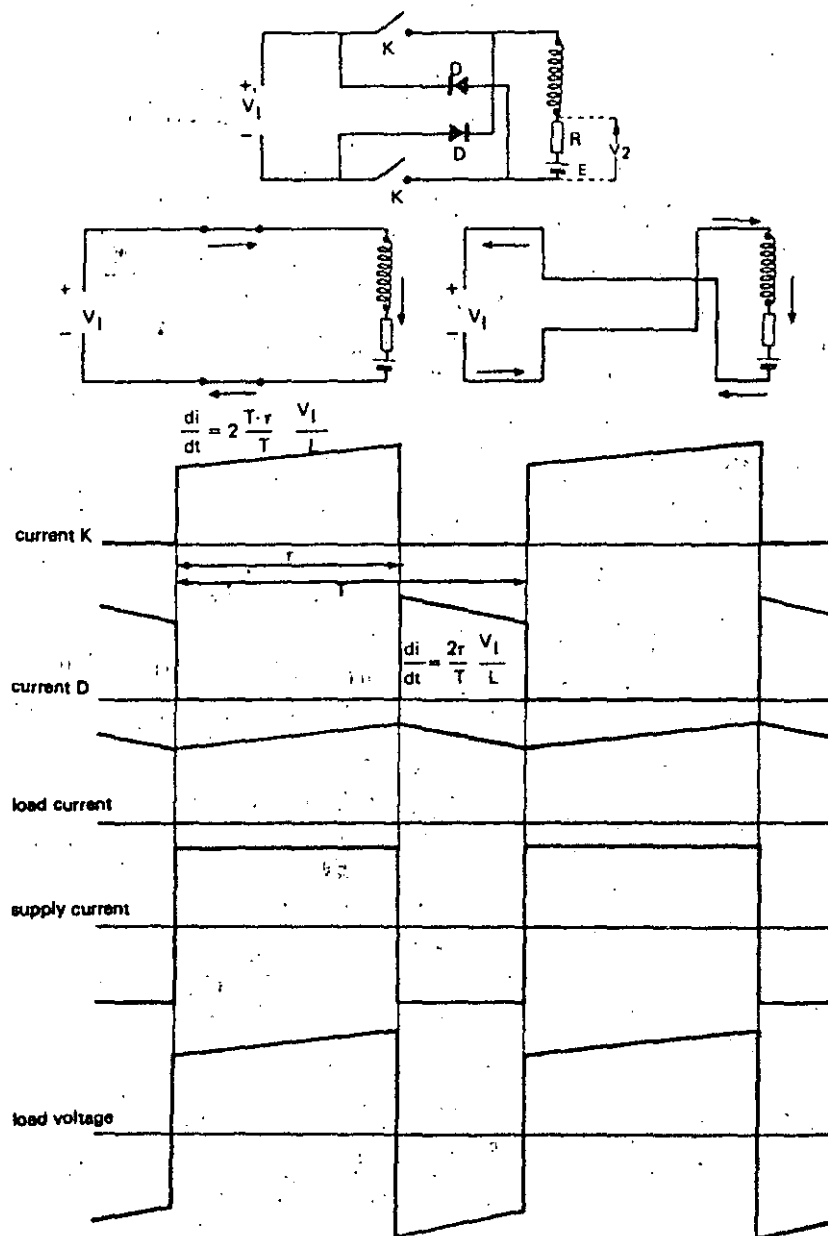
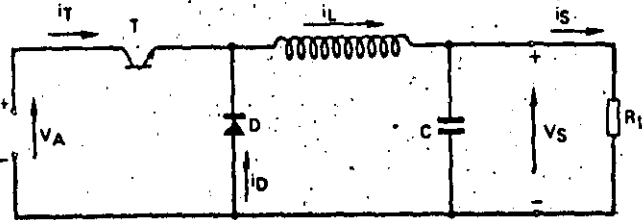
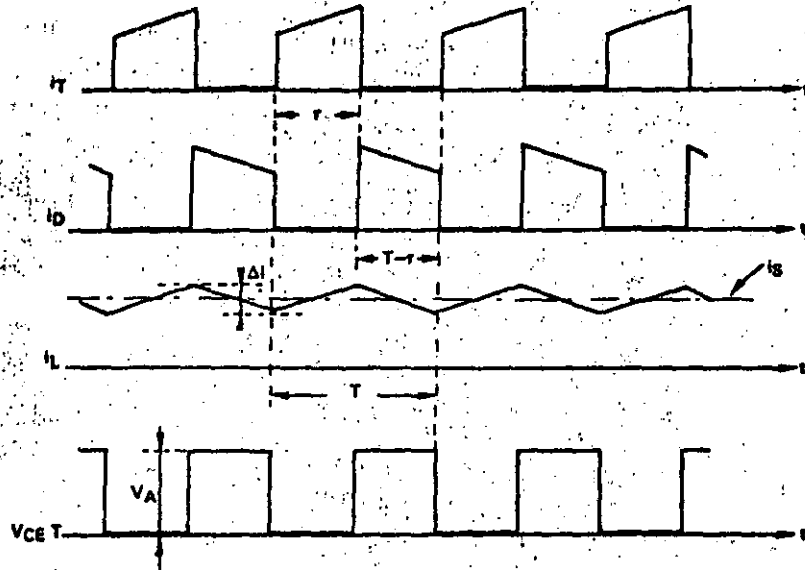


Fig. 49

NON ISOLATED VOLTAGE STEP DOWN



TRANSFER FUNCTION: $\frac{V_S}{V_A} = \frac{T}{T} = \delta$



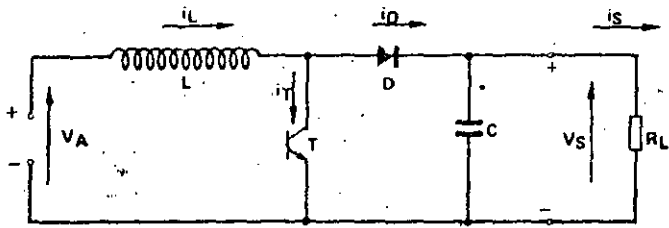
RATINGS OF THE SEMICONDUCTORS

	Transistor	Fast diode
Voltage	$V_{CE0} > V_A$	$V_{RRM} > V_A$
Current	$I_C (avr) = I_S \cdot \frac{\Delta I}{2}$	$I_D = I_S \cdot \frac{T-t}{T}$

50

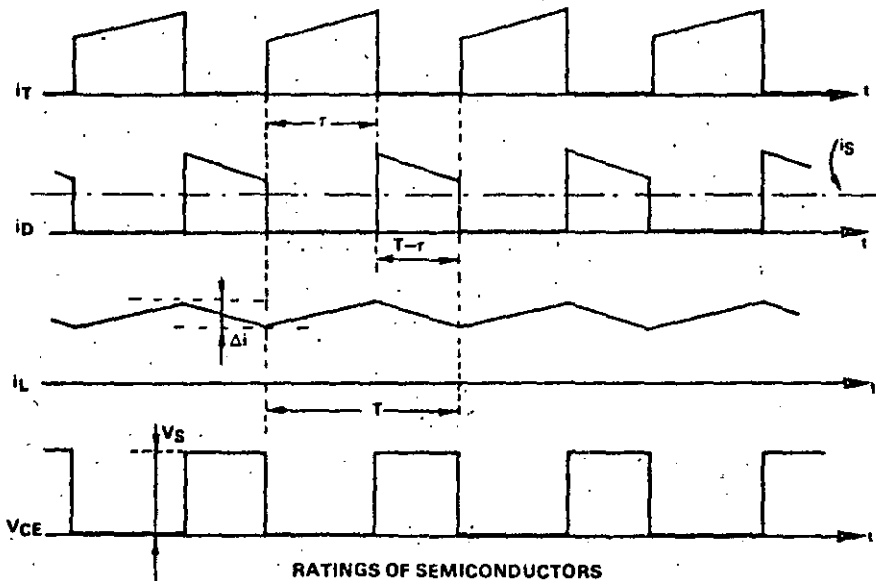
fig. 50

NON ISOLATED VOLTAGE STEP UP



TRANSFER FUNCTION

$$\frac{V_S}{V_A} = \frac{T}{T - \tau}$$

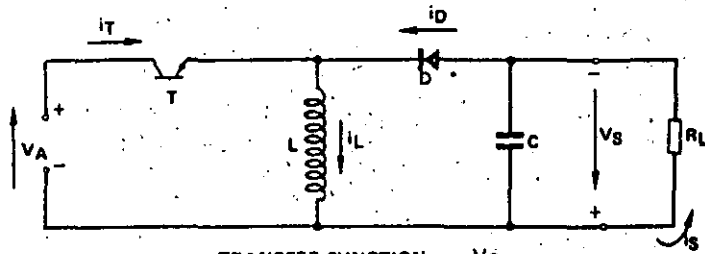


RATINGS OF SEMICONDUCTORS

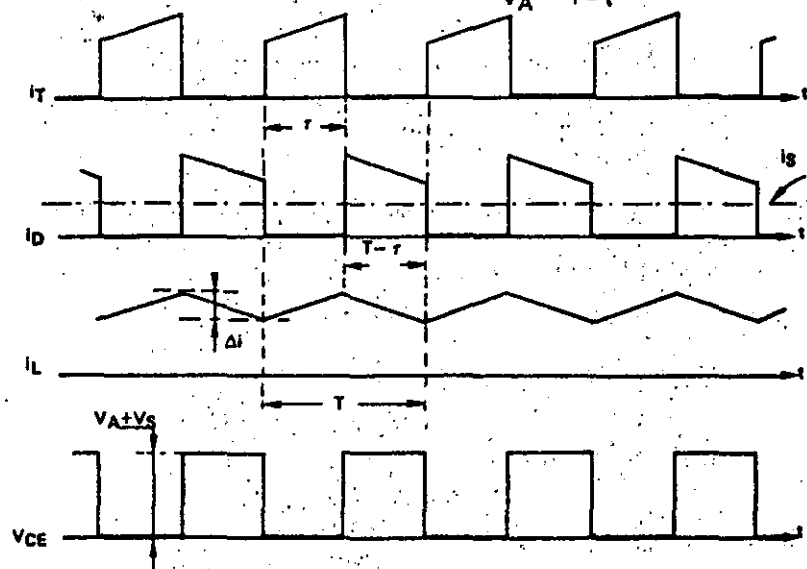
	Transistor	Fast diode
Voltage	without snubber network $V_{CE0} > V_S$ with snubber network $V_{CE0} > V_A$ $V_{CEX} > V_S$	$V_{RRM} > V_S$
Current	$I_{C(av)} = I_S \frac{T}{T - \tau} + \frac{\Delta I}{2}$	$I_C = I_S$

fig. 51

NON ISOLATED STEP UP - STEP DOWN



TRANSFER FUNCTION: $\frac{V_S}{V_A} = \frac{T}{T - \tau}$



RATINGS OF THE SEMICONDUCTORS

	Transistor	Fast Diode
Voltage	without snubber network $V_{CE0} > V_A + V_S$ with snubber network $V_{CE0} > V_A$ $V_{CEX} > V_A + V_S$	$V_{RRM} > V_A + V_S$
Current	$I_C(\text{avg}) = I_S \frac{T - \Delta t}{T - \tau}$	$I_D = I_S$

fig. 52

0.75

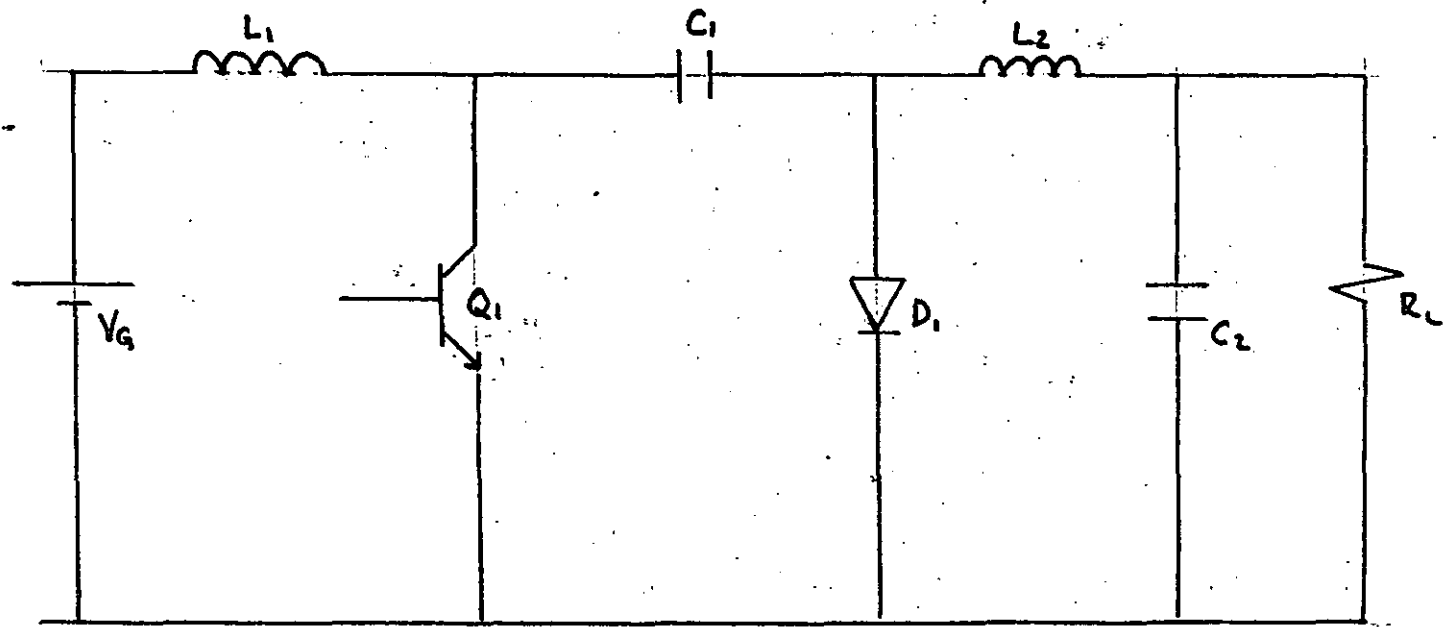
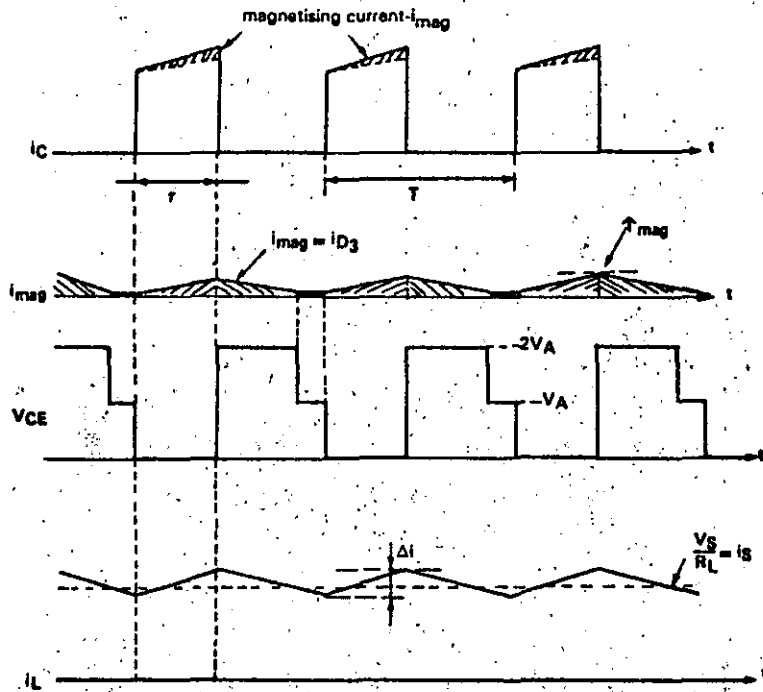
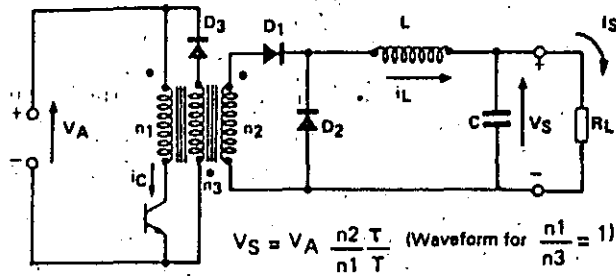


Fig. 53

ISOLATED FORWARD CONVERTER

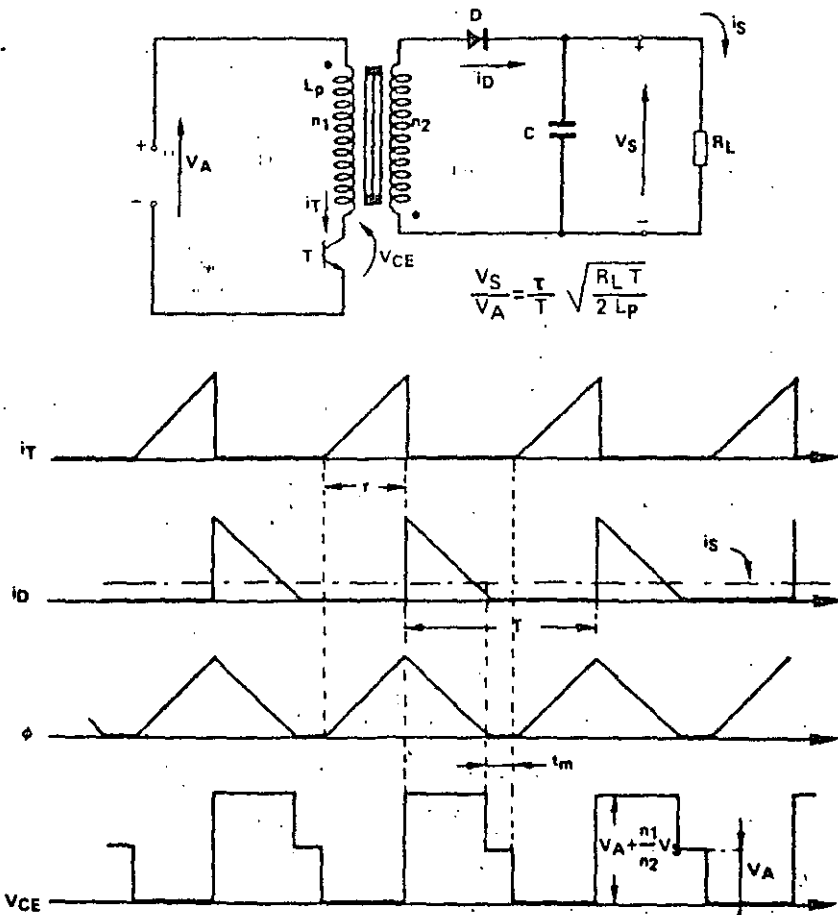


RATINGS OF THE SEMICONDUCTORS

	Transistor	Diode D ₁	Diode D ₂	Diode D ₃
VOLTAGE	without snubber network $V_{CE0} > V_A (1 + \frac{n_2}{n_3})$			
	with snubber network $V_{CE0} > V_A$	$V_{RRM} > V_A \frac{n_2}{n_3}$	$V_{RRM} > V_A \frac{n_2}{n_1}$	$V_{RRM} > V_A (1 + \frac{n_2}{n_1})$
	$V_{CEX} > V_A (1 + \frac{n_2}{n_3})$			
CURRENT	$I_{Cmax} = \frac{2(I_S + \Delta I)}{2} + I_{mag}$	$I_0 = I_S \frac{T}{T}$	$I_0 = I_S \frac{T-T}{T}$	$I_0 = \frac{I_{max}}{2} \frac{T}{T}$

fig. 54

ISOLATED FLYBACK CONVERTER
WITH COMPLETE DEMAGNETISATION

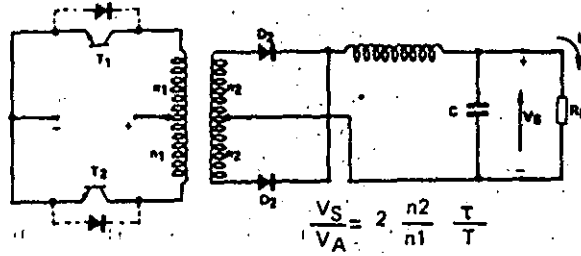


RATINGS OF THE SEMICONDUCTORS

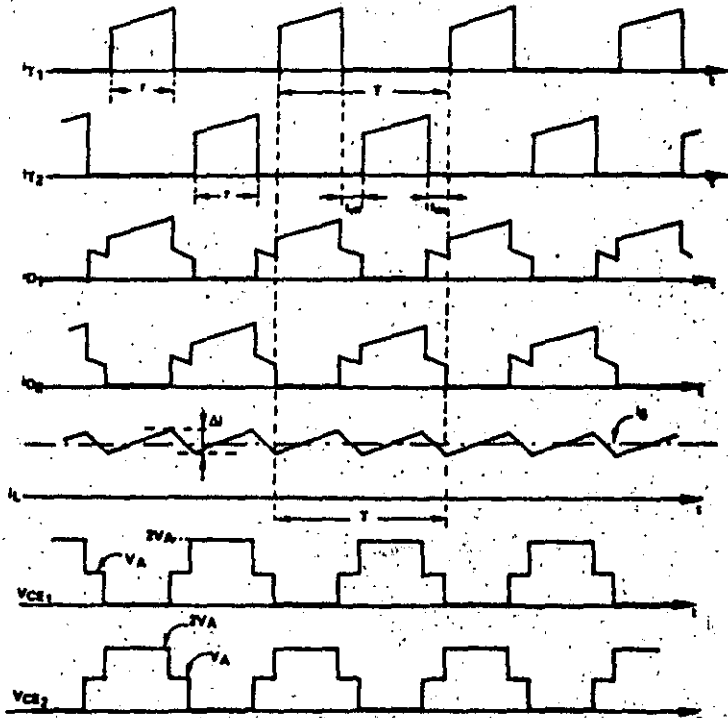
	Transistor	Fast diode
Voltage	without snubber network $V_{CEO} > V_A + \frac{n_1}{n_2} V_S$	$V_{RRM} > V_A \frac{n_2}{n_1}$
	with snubber network $V_{CEO} > V_A$ $V_{CEM} > V_A + \frac{n_1}{n_2} V_S$	
Current	$I_{C(rms)} = \frac{V_A}{L_p} T$	$I_O = I_S$

fig. 55

PUSH-PULL CONVERTER



$$\frac{V_S}{V_A} = 2 \frac{n_2}{n_1} \frac{T}{T}$$

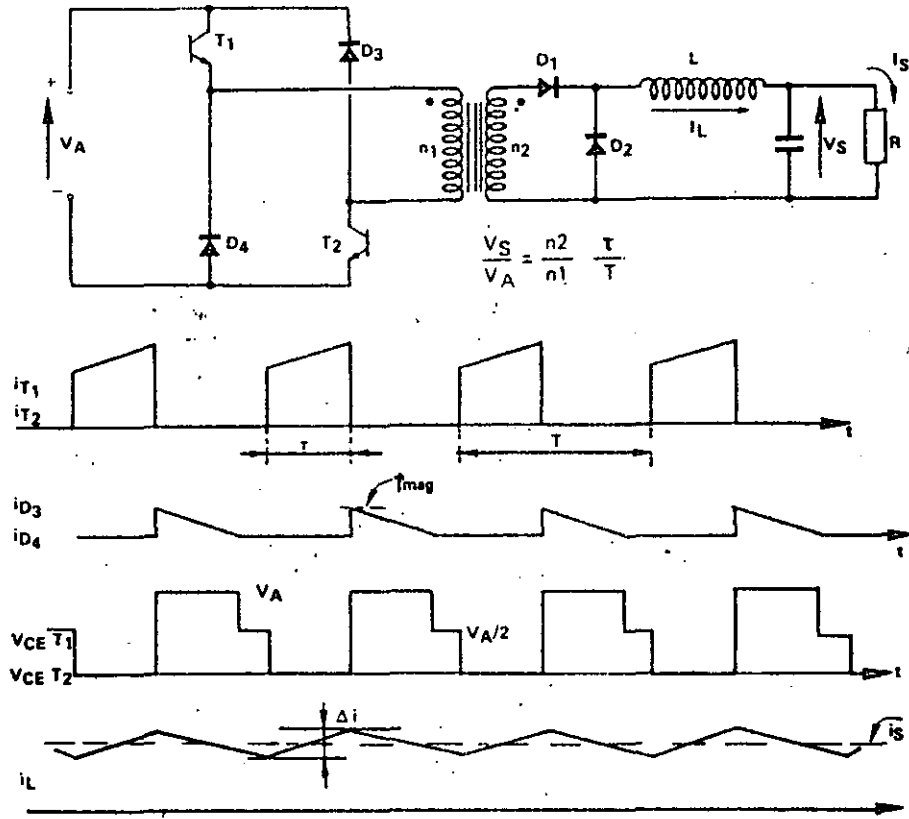


RATINGS OF THE SEMICONDUCTORS

	Transistors T ₁ and T ₂	Diodes D ₁ and D ₂
Voltage	with snubber network V _{CEO} > V _A V _{CEX} > 2V _A without snubber network V _{CEO} > 2V _A	V _{RRM} > 2V _A $\frac{n_2}{n_1}$
Current	$I_{C1(max)} = \frac{n_2}{n_1} \frac{(I_L + \Delta I) + T_{avg}}{2}$	$I_D = I_L / 2$

fig. 56

HALF BRIDGE ASYMMETRICAL FORWARD CONVERTER

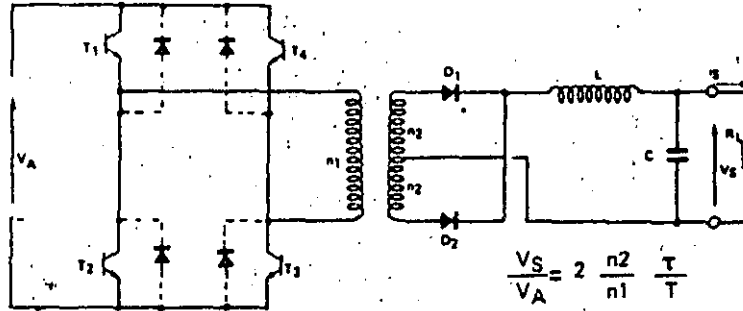


RATINGS OF THE SEMICONDUCTORS

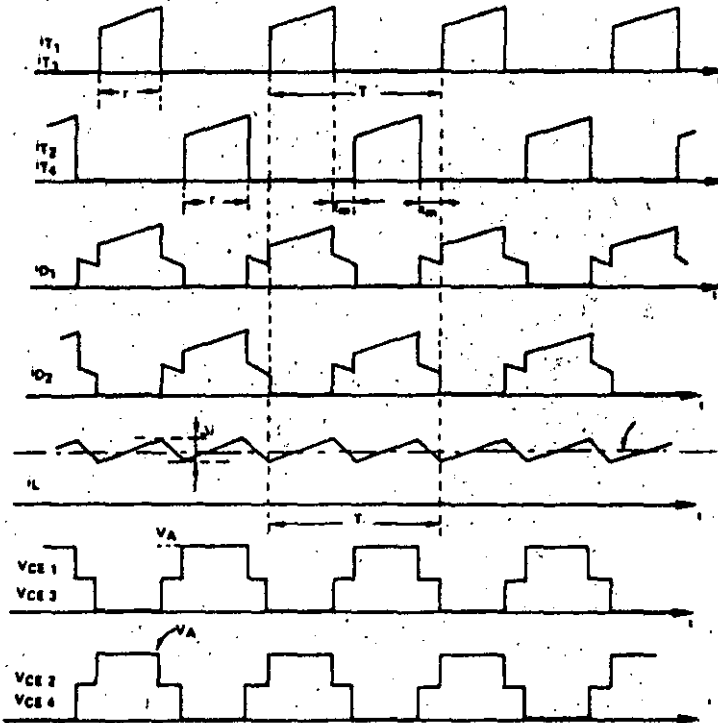
	Transistors T ₁ and T ₂	Diode D ₁	Diode D ₂	Diodes D ₃ and D ₄
VOLTAGE	with snubber network V _{CEO} > V _A /2 V _{CES} > V _A without snubber network V _{CEO} > V _A	V _{RRM} > V _A $\frac{n_2}{n_1}$	V _{RRM} > V _A $\frac{n_2}{n_1}$	V _{RRM} > V _A
CURRENT	I _{CM1} = $\frac{n_2}{n_1} (I_S + \Delta I/2) + \hat{i}_{mag}$	I ₀ ≈ I _S $\frac{\tau}{T}$	I ₀ ≈ I _S $\frac{\tau - 1}{T}$	I ₀ = $\frac{\hat{i}_{mag}}{2}$ $\frac{\tau}{T}$

fig. 57

FULL BRIDGE CONVERTER



$$\frac{V_S}{V_A} = 2 \frac{n_2}{n_1} \frac{\pi}{T}$$



RATINGS OF THE SEMICONDUCTORS

	Thyristors T ₁ , T ₂ , T ₃ , T ₄	Diodes D ₁ and D ₂
Voltage	without snubber network V _{CEO} > V _A with snubber network V _{CEO} > V _A / 2 V _{CEX} > V _A	V _{RRM} > 2 V _A $\frac{n_2}{n_1}$
Current	I _C (avg) $\frac{n_2}{n_1} I_S + \frac{\Delta I}{2} = I_{Tavg}$	I ₀ = I _S / 2

fig. 58

Fig. 59
8.81

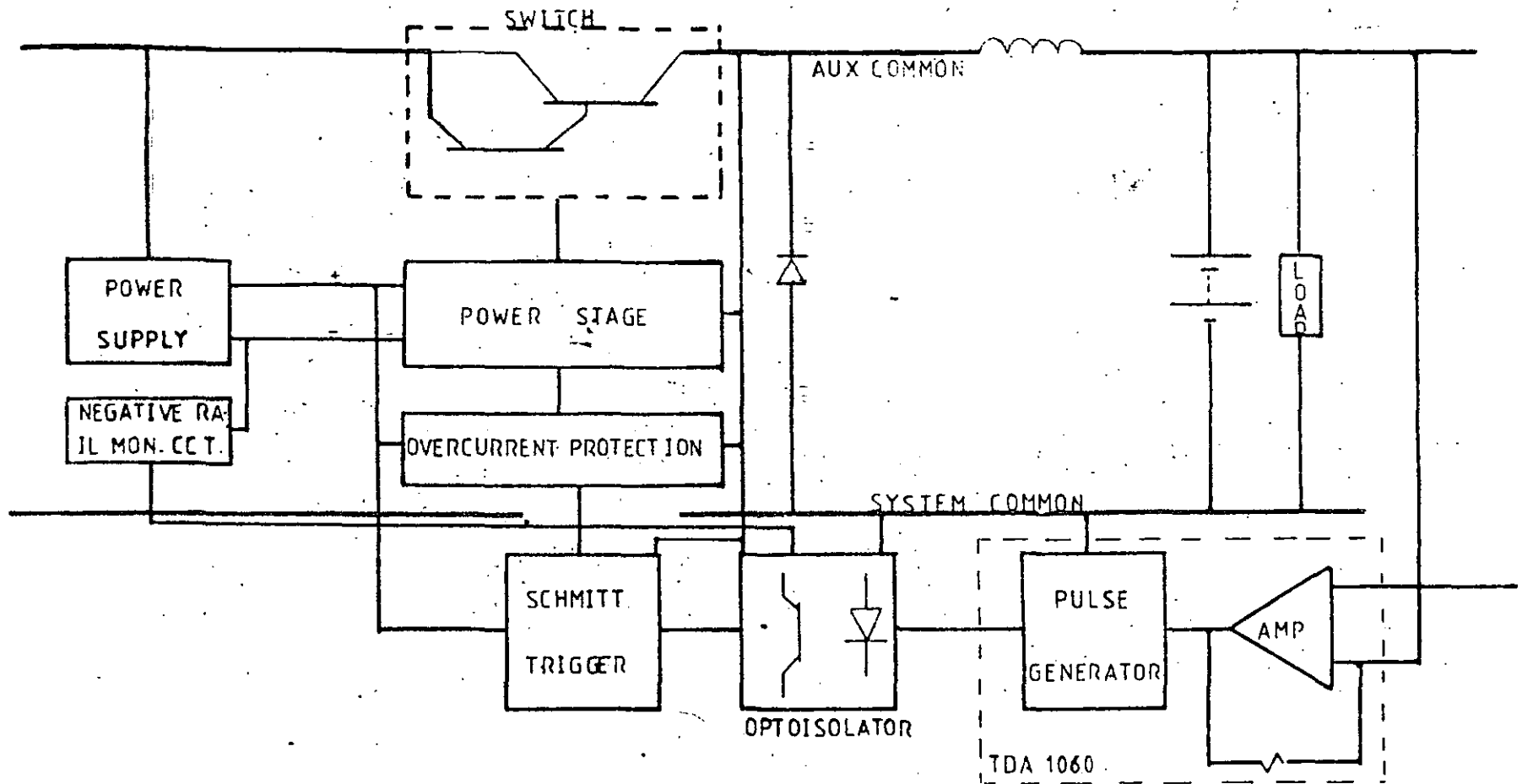
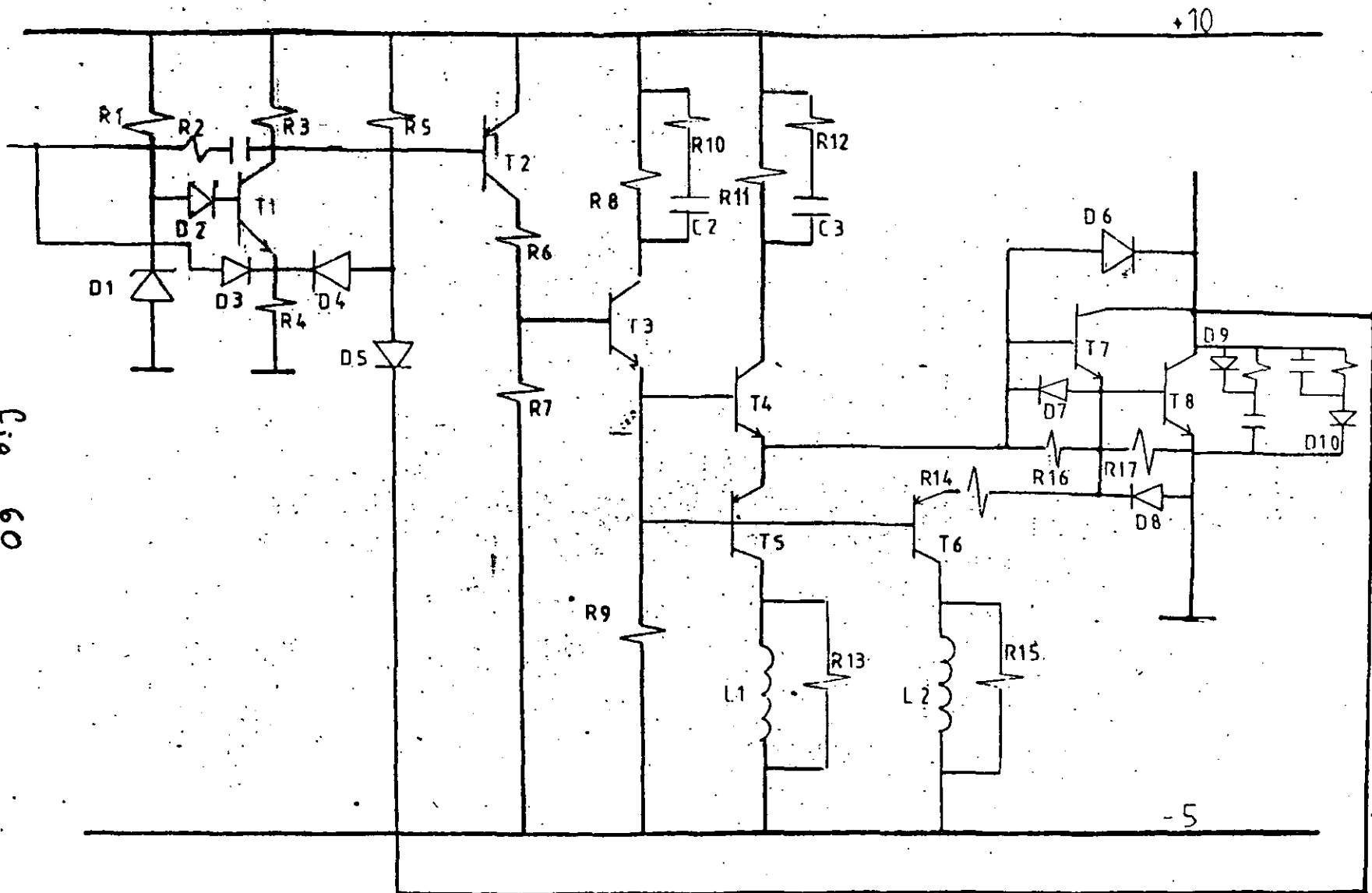


Fig. 60
8.82



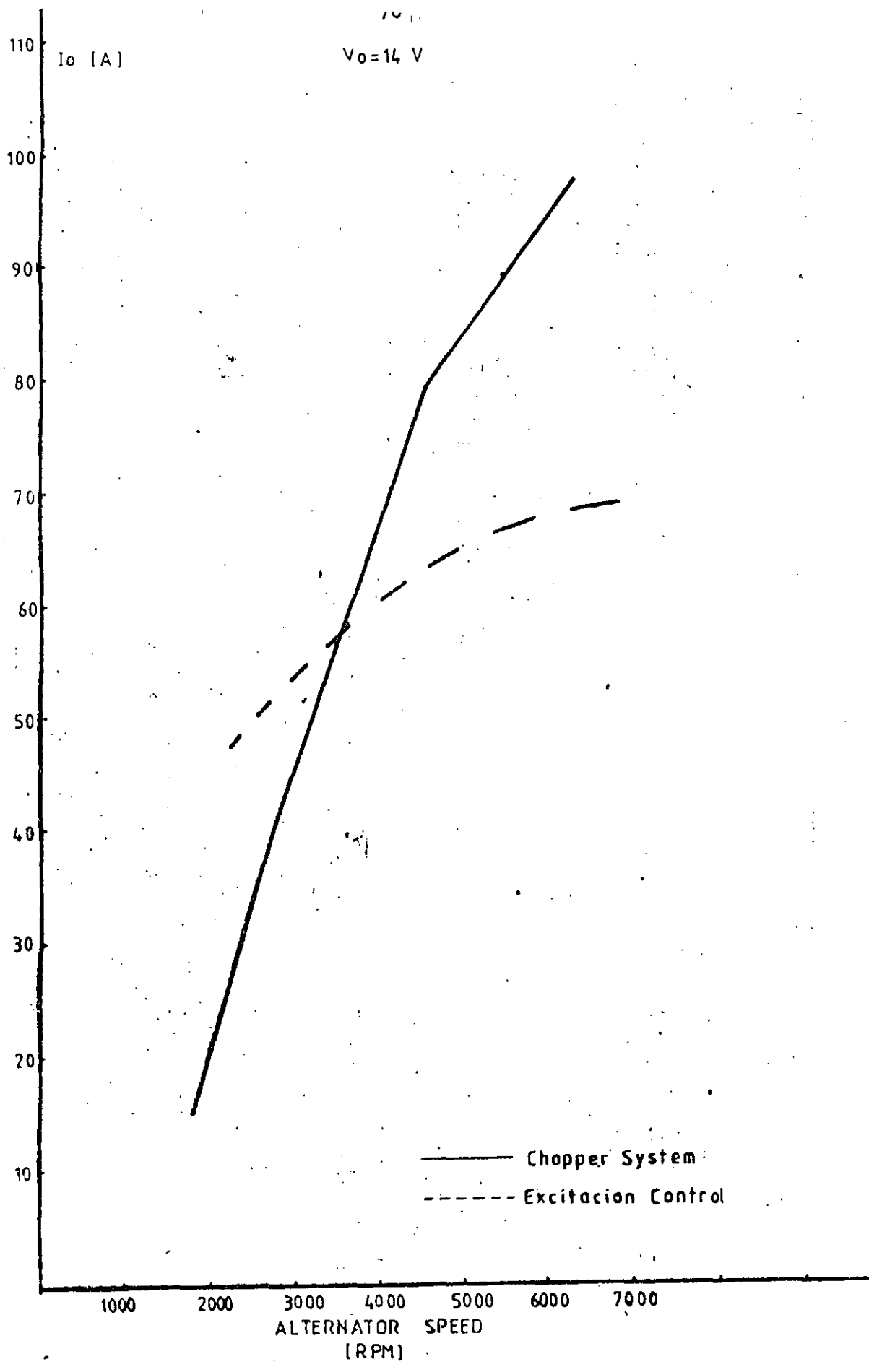


Fig. 61

BIBLIOGRAFIA

1. "The Power Transistor in its Environment"
Thomson-CSF.
2. "Power Supply Design Seminar"
UNITRODE.
3. Pressman, Abraham I.
"Switching and Linear Power Supply Converter Design".
4. Hnatek
"Solid State Power Supplies"



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

ELECTRONICA DE POTENCIA

RECTIFICADORES

Ing. Luis M. Hernández Ortega

JUNIO, 1985

RECTIFICADORES

CONVERSION CA-CD

CLASIFICACION

CONTROLADOS

NO CONTROLADOS

CARGAS TIPICAS

L,R,G ARMADURA DE UN MOTOR.

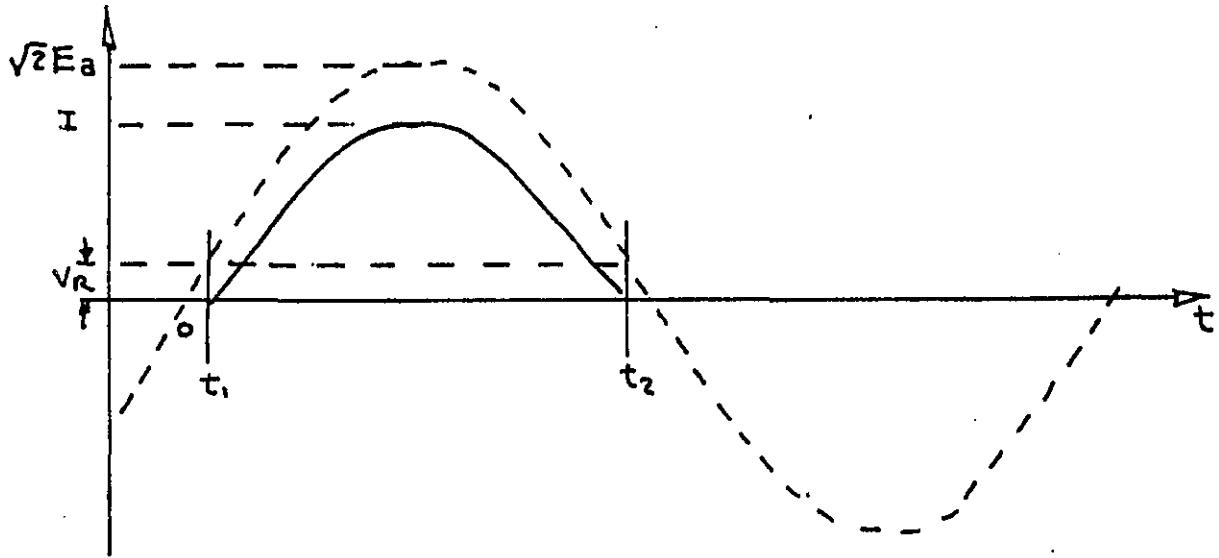
R,G BATERIA.

L,R CAMPO DE UN MOTOR.

R LAMPARA INCANDESCENTE.

L CAMPOS DE MAQUINAS DE
ELEVADA POTENCIA.

CARGA RESISTIVA PURA



$$e_a = \sqrt{2} E_a \text{Sen } \omega t$$

$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{R} (\text{sen}(\omega t - \alpha))$$

donde:

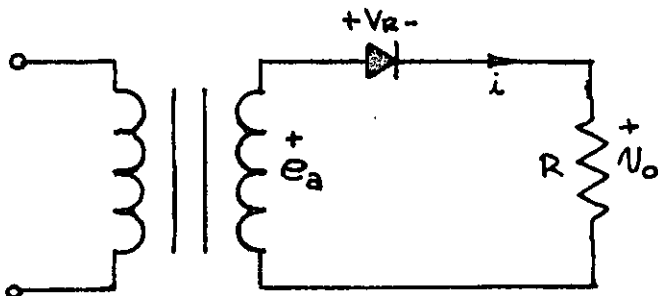
$$\alpha = \frac{V_R}{\sqrt{2} E_a}$$

ademas

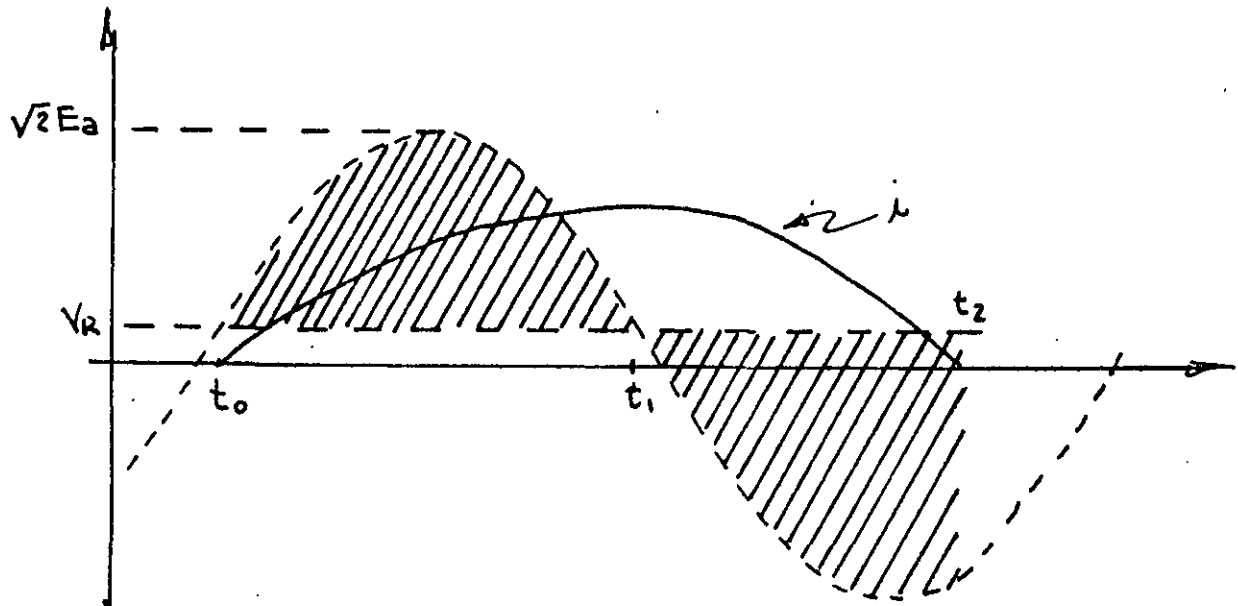
$$\Delta\alpha = \omega t_2 - \omega t_1$$

≠ circulación de corriente

$$\Delta\alpha = \pi - 2 \text{sen}^{-1} \alpha$$



CARGA INDUCTIVA PURA



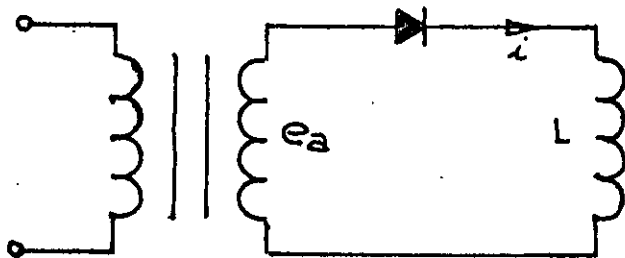
$$e_a = L \frac{di}{dt} + V_R$$

$$\int_{\omega t_0}^{\omega t_2} (\sqrt{2} E_a \sin \omega t - V_R) d\omega t = 0$$

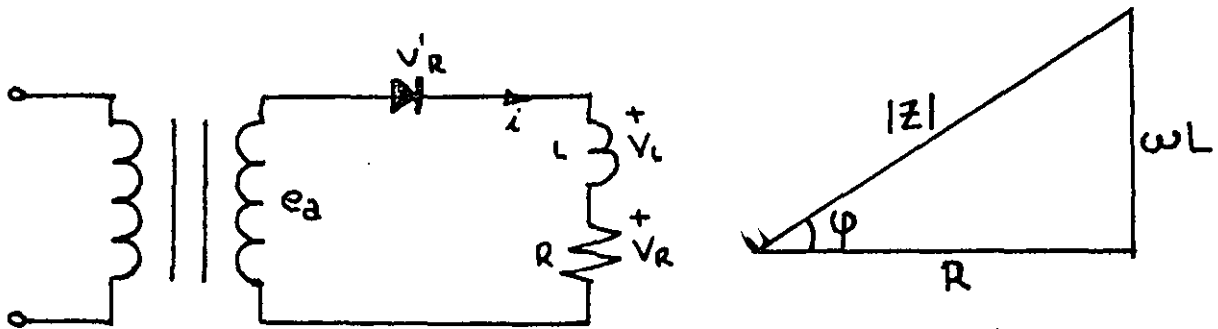
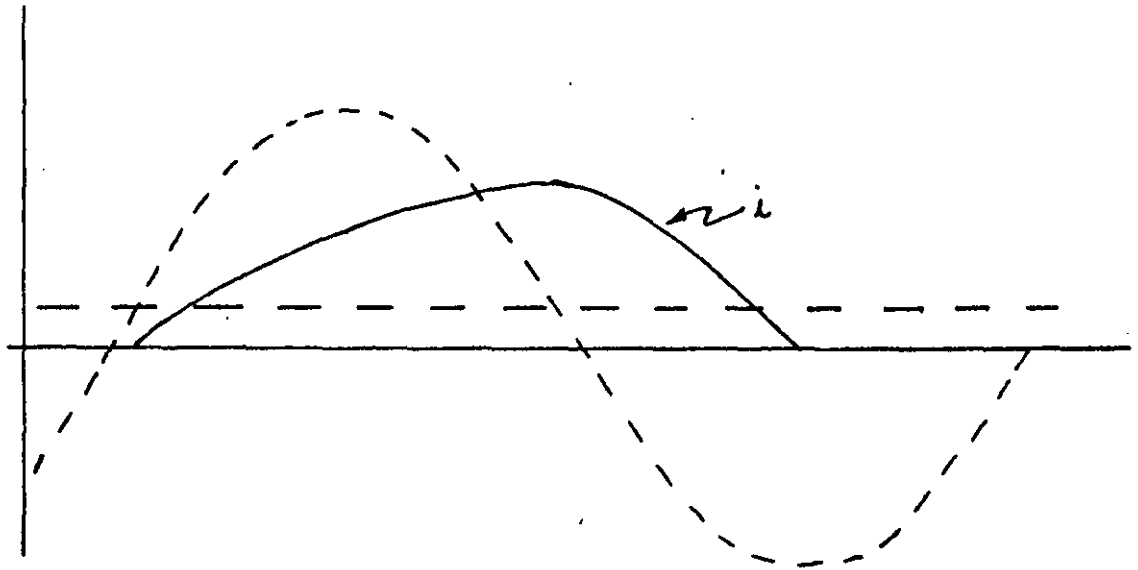
$$\rightarrow \text{Si } V_R \rightarrow 0 \quad (V_R \ll E_a)$$

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

$$\Delta \alpha = 2\pi$$

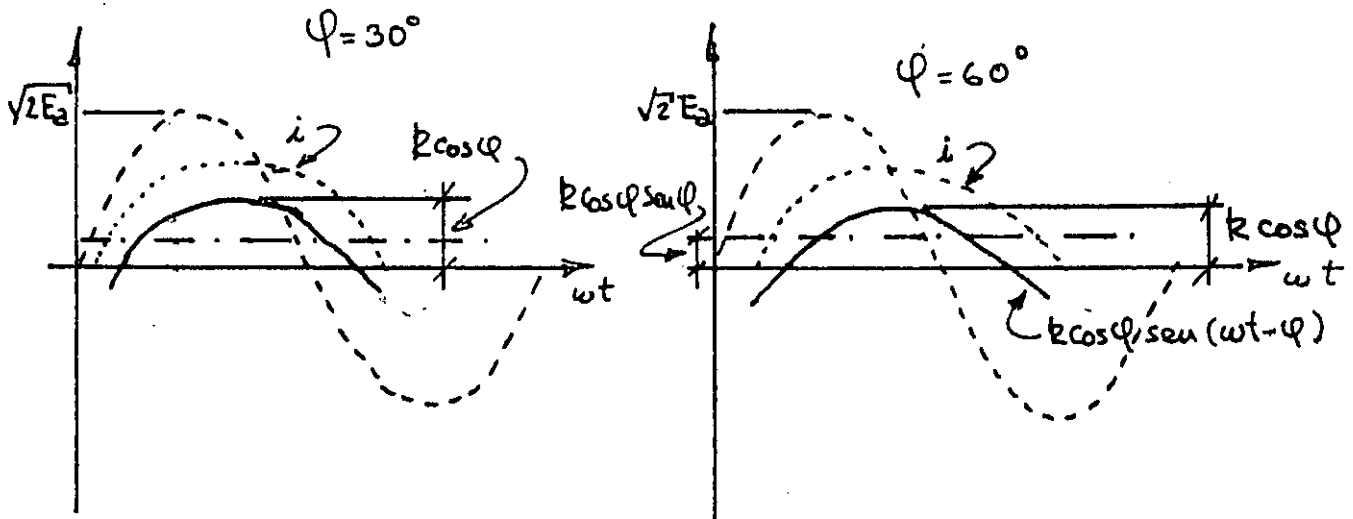


CARGA INDUCTIVA Y RESISTIVA



$$i = \frac{\sqrt{2} E_a}{R} \cos \varphi \left[\text{Sen}(\omega t - \varphi) + \text{sen} \varphi e^{-\frac{\omega t}{T_s \varphi}} \right]$$

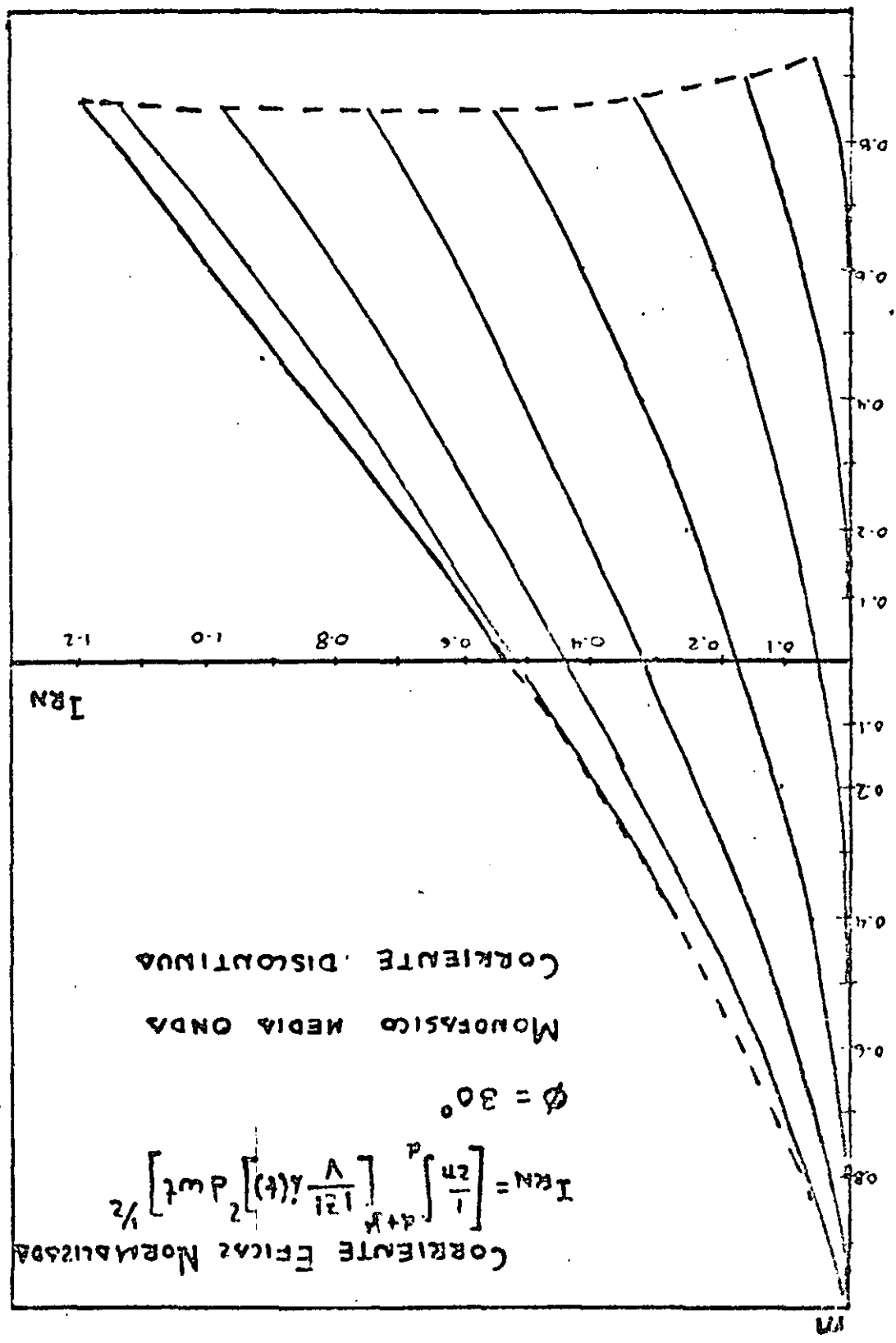
VARIACION DE "i" CON φ



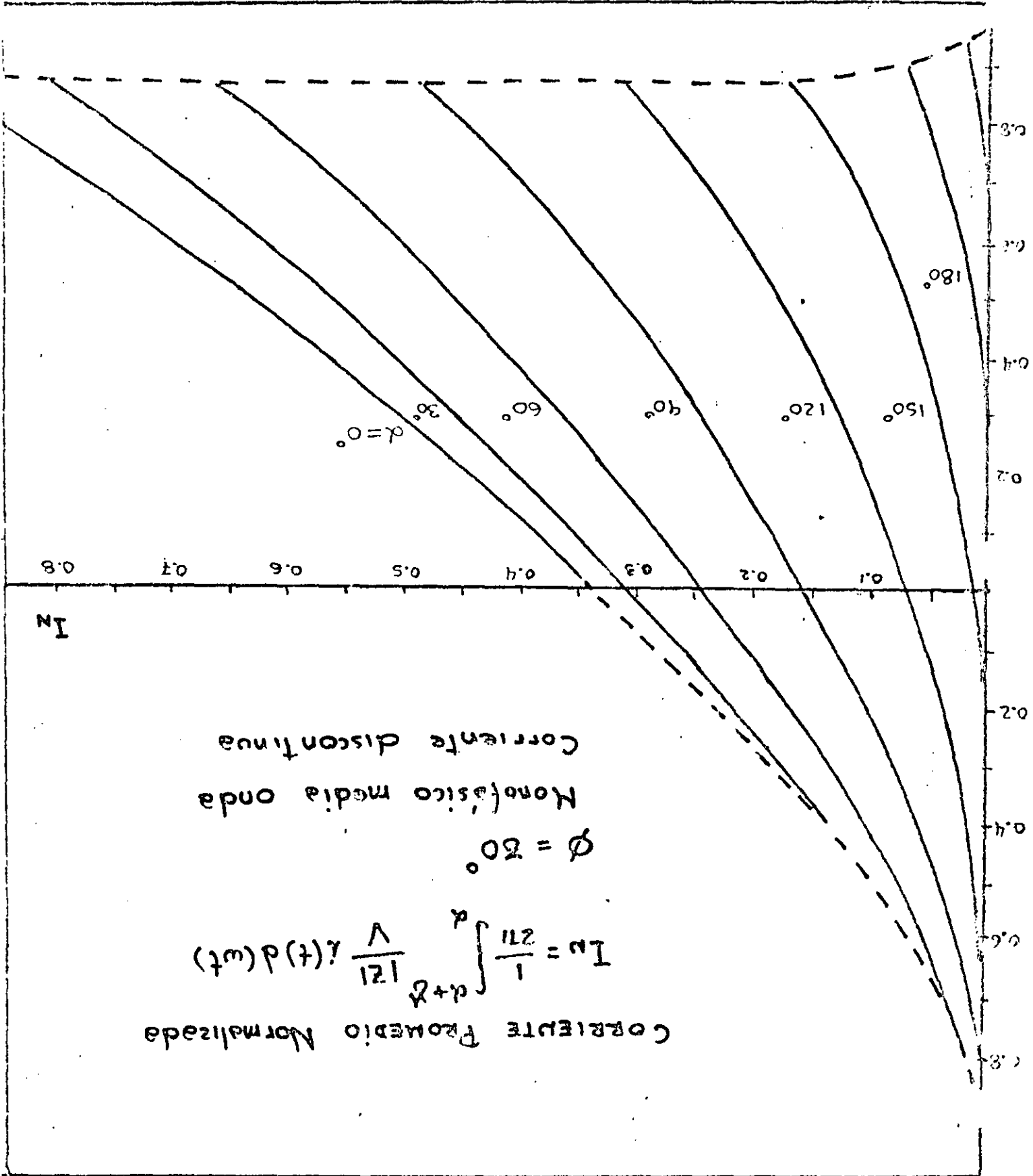
$$i = \frac{\sqrt{2}E_0}{R} \cos \varphi \left[\text{sen}(\omega t - \varphi) + \text{sen} \varphi e^{-\frac{\omega t}{\tau_0 \varphi}} \right]$$

Como en general $e^{-\frac{R}{L}t} \approx 1$

$$i \doteq k \cos \varphi \text{ sen}(\omega t - \varphi) + k \cos \varphi \text{ sen} \varphi$$



m



CORRIENTE PROMEDIO Normalizada

$$I_n = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi} \frac{V}{|Z|} i(t) d(\omega t)$$

$\phi = 30^\circ$

Monofásico media onda

Corriente discontinua

I_n

0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1

0.8

0.6

0.4

0.2

0.2

0.4

0.6

0.8

m

RECTIFICACION POLIFASICA CONMUTACION

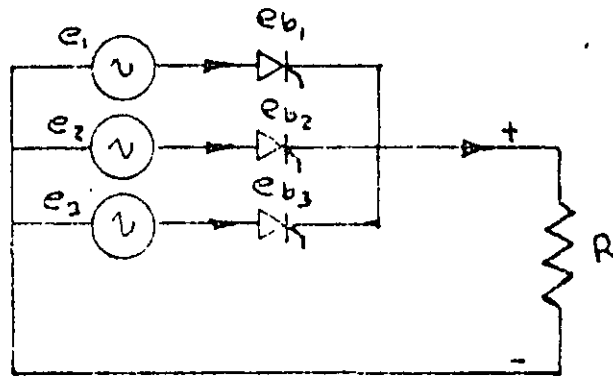
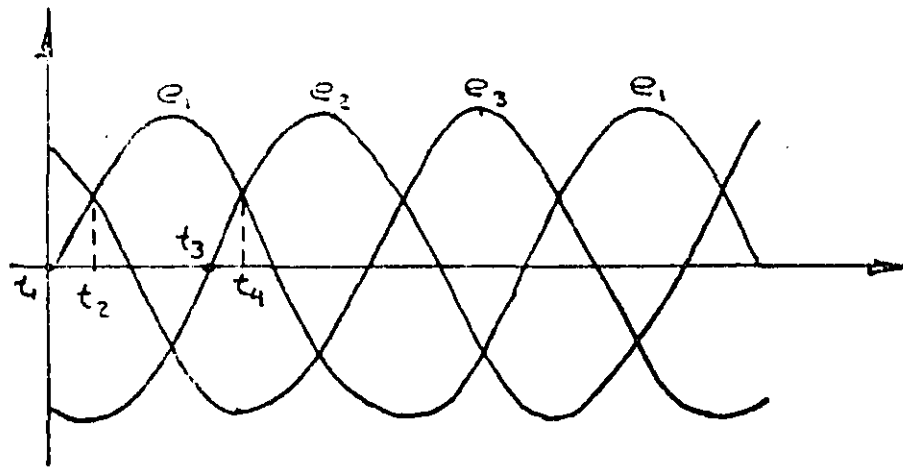


FIG. (13)



DEFINICION DE PARAMETROS

Angulo mínimo de ignición - α_i -

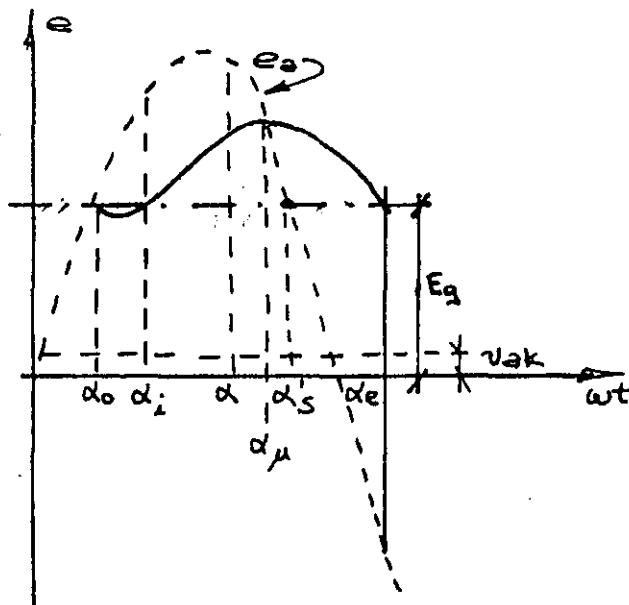
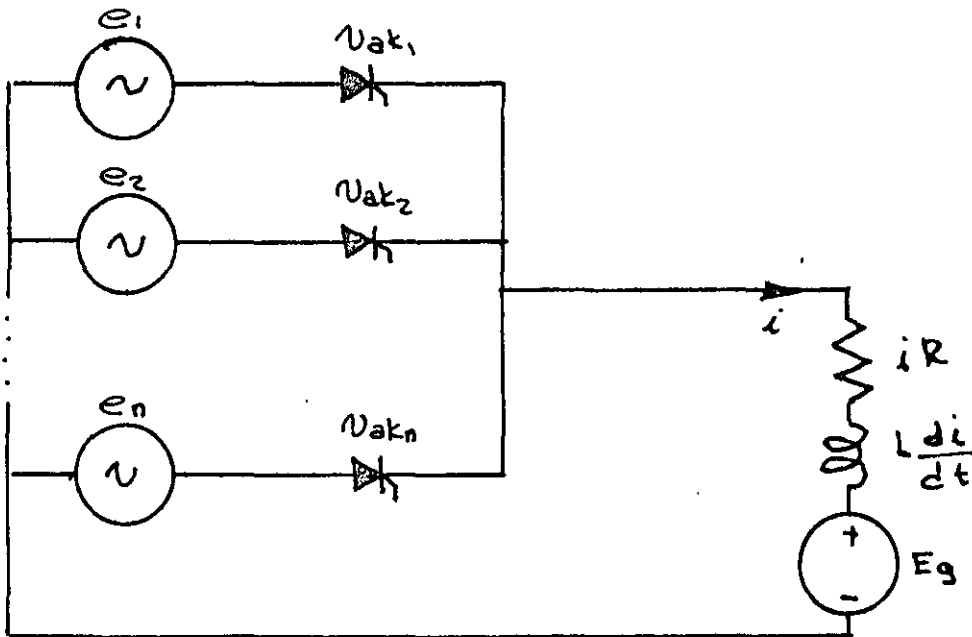
Angulo de corriente máxima - α_{μ} -

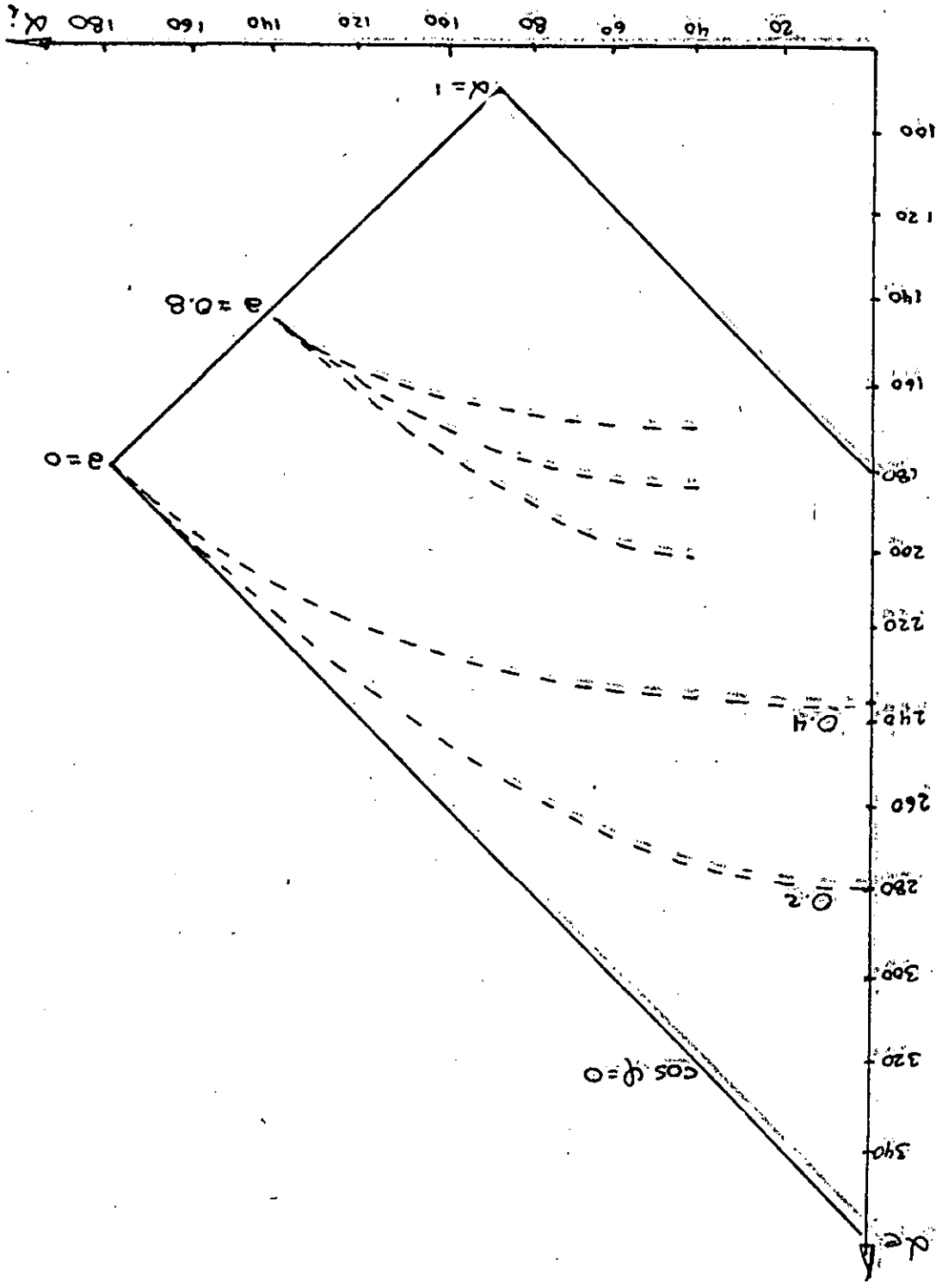
Angulo máximo de ignición - α_b -

Angulo de extinción - α_e -

CAMPO DE EXISTENCIA

$$\alpha_i \leq \alpha \leq \alpha_e$$

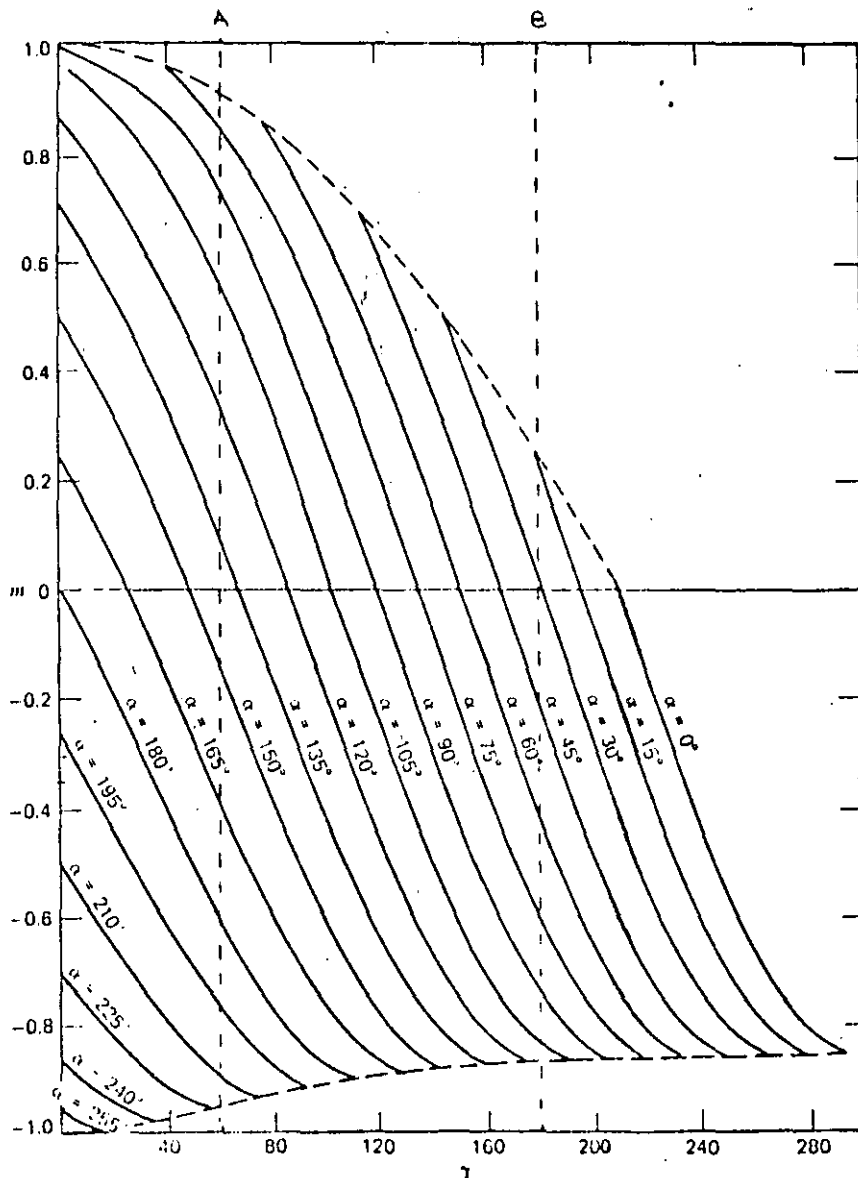




INTERVALO DE CONDUCCION

$$\frac{\frac{m}{\cos \phi} - \text{sen}(\alpha + \gamma - \phi)}{\frac{m}{\cos \phi} - \text{sen}(\alpha - \phi)} = e^{-\frac{\gamma}{\tan \phi}}$$

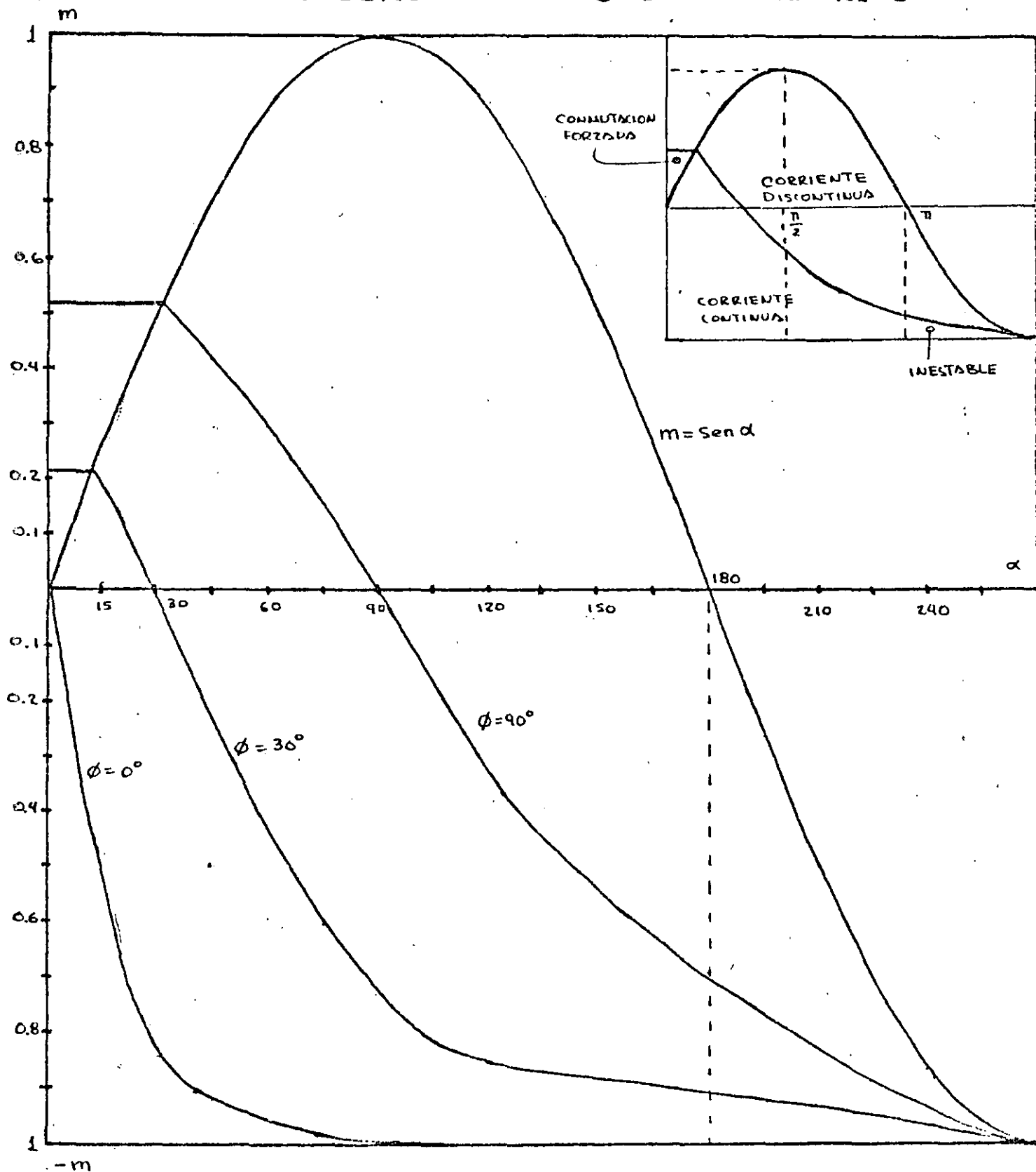
$$\phi = 30^\circ$$



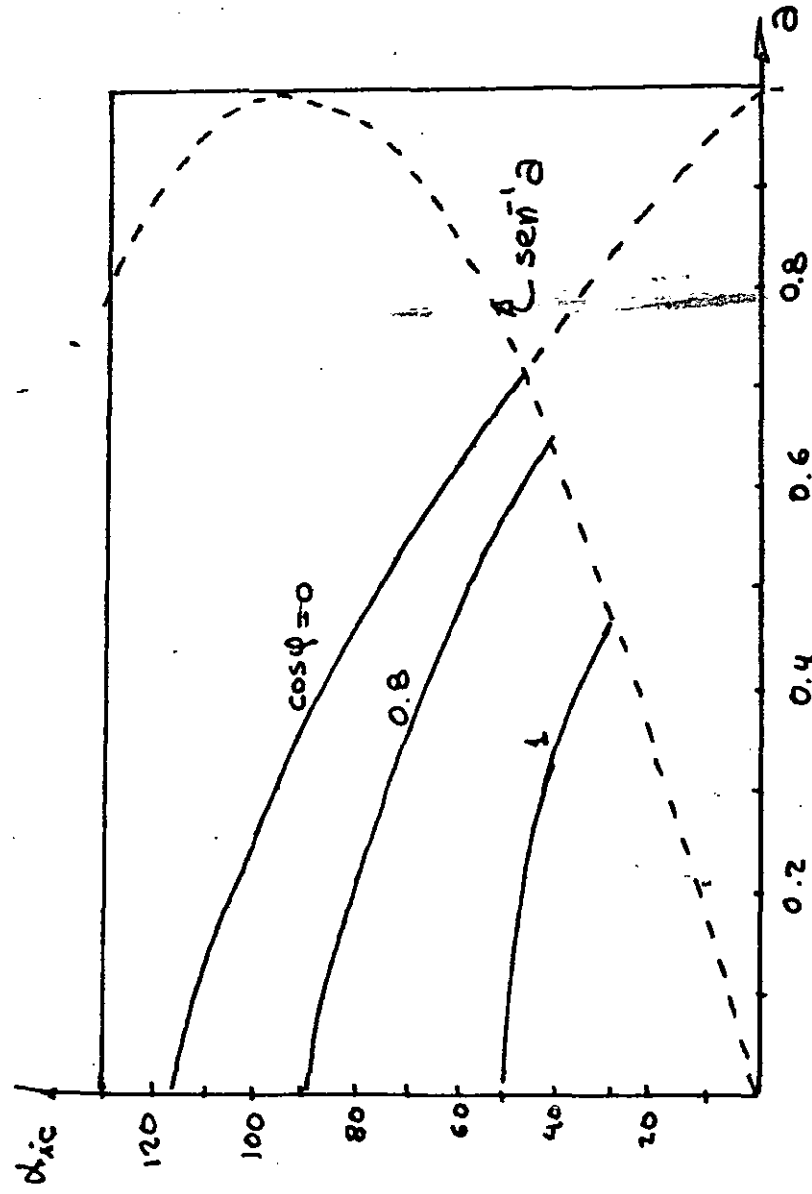
A limita operación en corriente discontinua para el convertidor trifasico onda completa

B limita operación en corriente discontinua para el convertidor monofasico onda completa

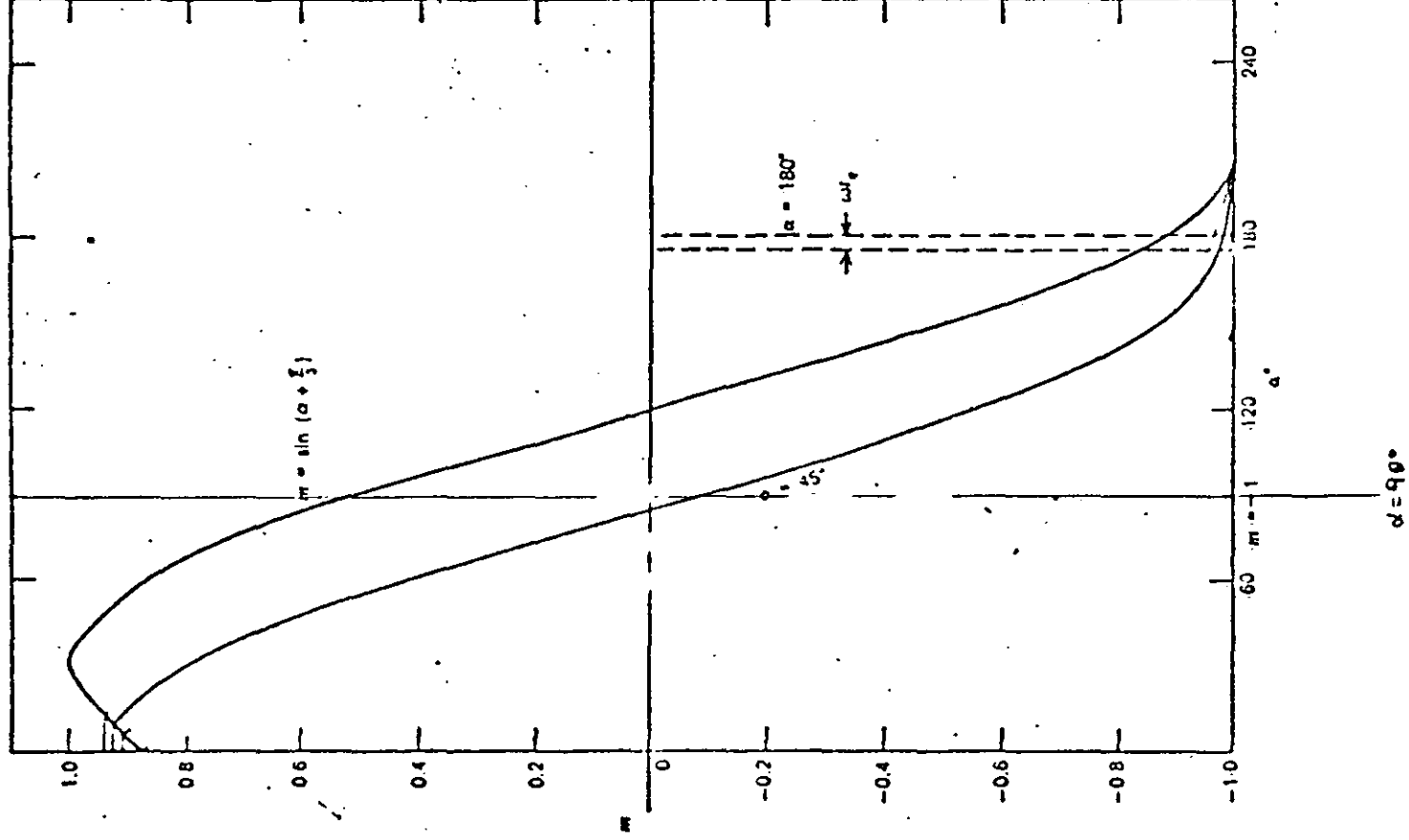
PLANO DE OPERACION CONVERTIDOR MONOFASICO MEDIA ONDA CARGA RL-fem

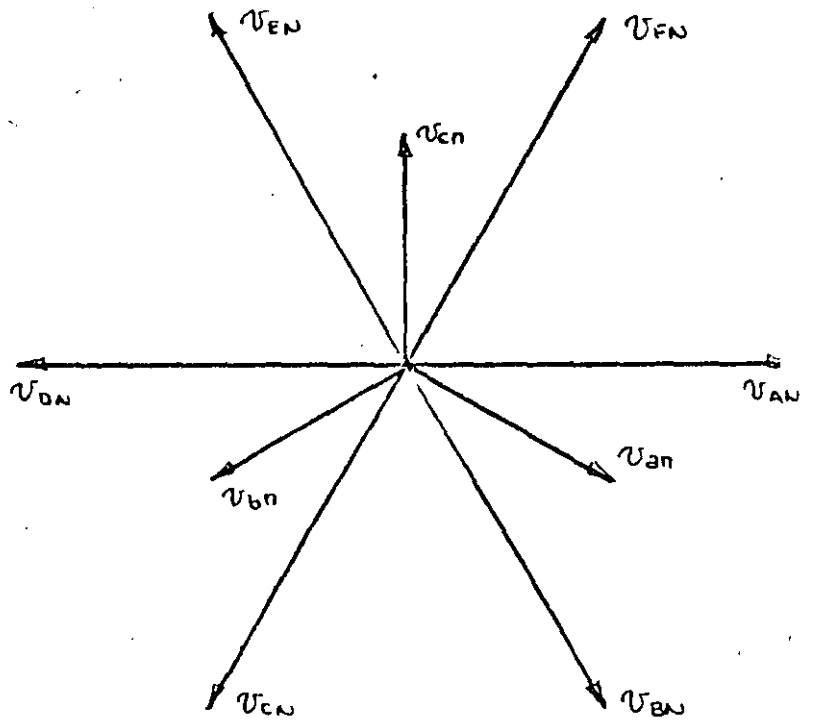
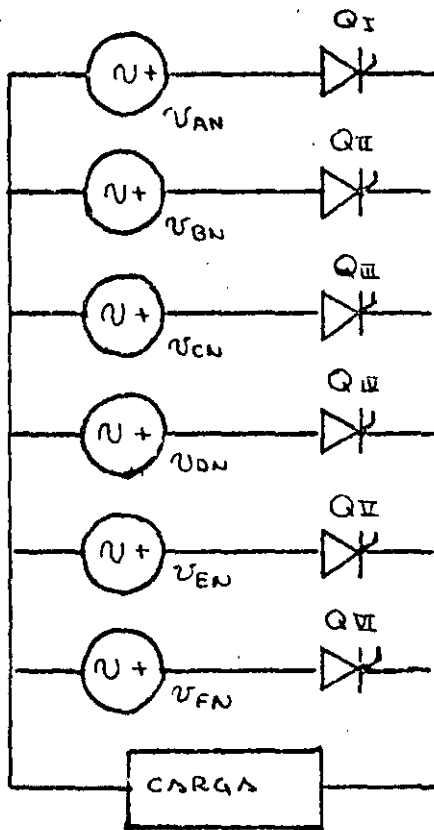
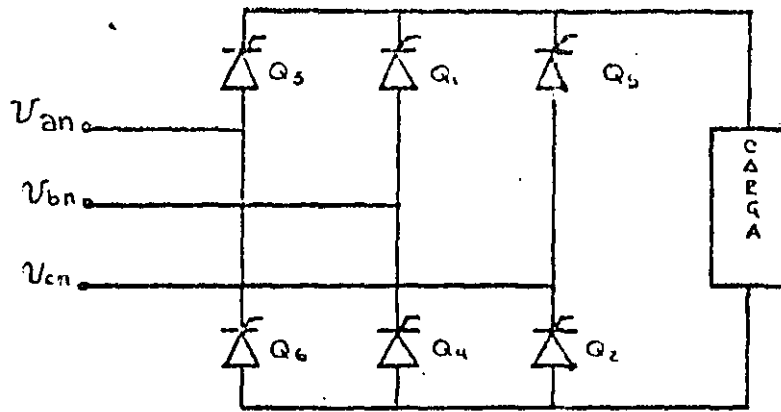


ANGULO CRITICO DE IGNICION RECTIFICADORES TRIFASICOS

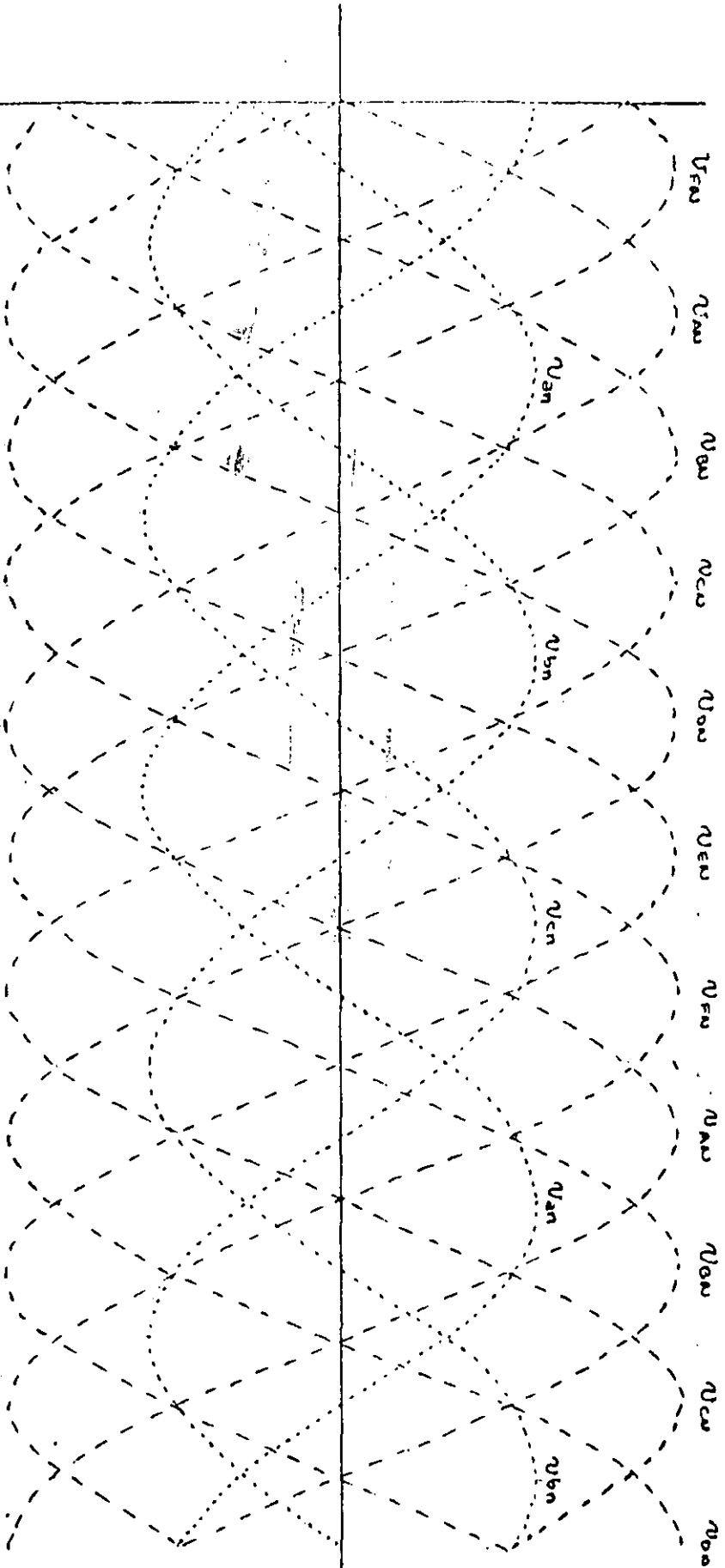


CONVERTIDOR TRIFASICO ONDA COMPLETA
PLANO DE OPERACION





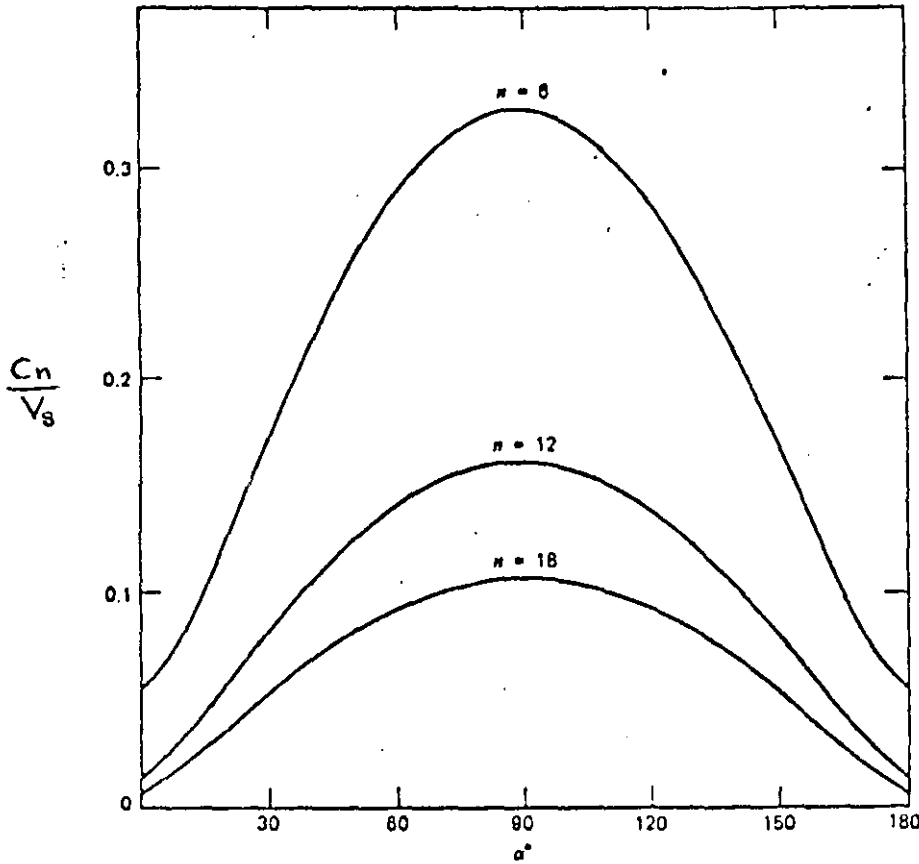
INTERVALO	PUENTE		MODELO	
	V_0	CONDUCCION	V_0	CONDUCCION
$\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$	V_{ab}	$Q_6 Q_1$	V_{AN}	Q_I
$\frac{2\pi}{3} - \pi$	V_{ac}	$Q_1 Q_2$	V_{BN}	Q_{II}
$\pi - \frac{4\pi}{3}$	V_{bc}	$Q_2 Q_3$	V_{CN}	Q_{III}
$\frac{4\pi}{3} - \frac{5\pi}{3}$	V_{ba}	$Q_3 Q_4$	V_{DN}	Q_{IV}
$\frac{5\pi}{3} - 2\pi$	V_{ca}	$Q_4 Q_5$	V_{EN}	Q_{V}
$2\pi - \frac{7\pi}{3}$	V_{cb}	$Q_5 Q_6$	V_{FN}	Q_{VI}



wt

ia.	
ia2	
ia3	
ia4	
ia5	
ia6	
wt=0	a=0

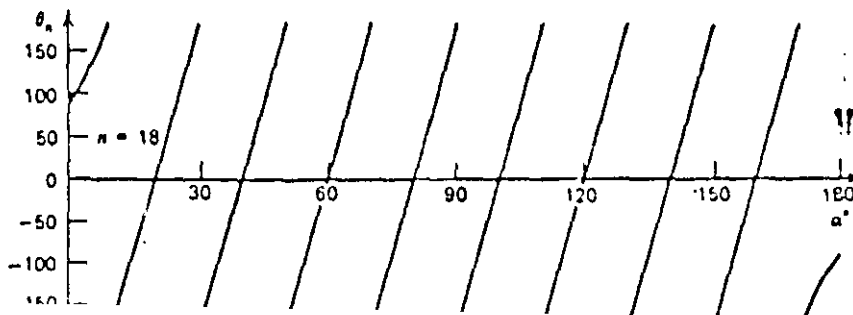
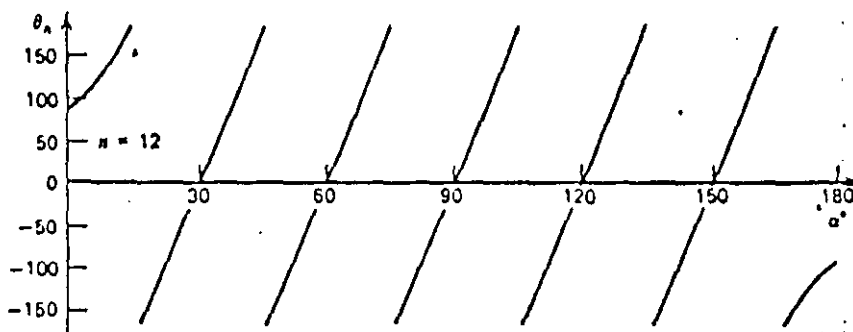
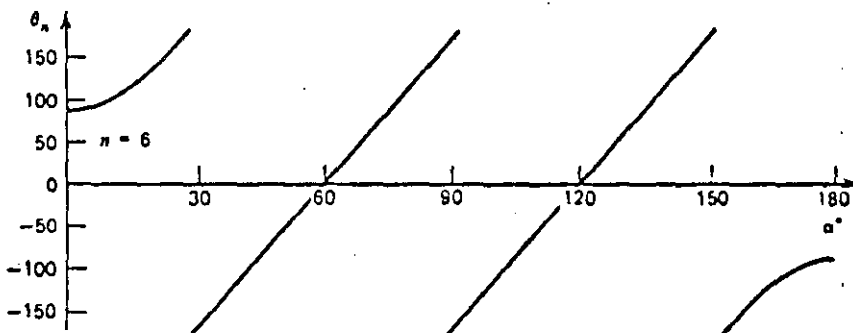
CONVERTIDOR TRIFASICO CNDA COMPLETA



$$C_n = [a_n^2 + b_n^2]^{1/2}$$

$$d_n = \frac{C_n}{2n}$$

$$I_R = [I_0^2 + \sum_n \frac{d_n^2}{2}]^{1/2}$$



REDES AMORTIGUADORAS

LOS CRITERIOS DE DISEÑO SON
SIMILARES A LOS ENCONTRADOS
EN LA REALIZACION DE TROCEA
DORES CON TRANSISTORES BIPOLARES:

LIMITAR:

$$\frac{di}{dt} \quad \text{AL ENCENDIDO}$$

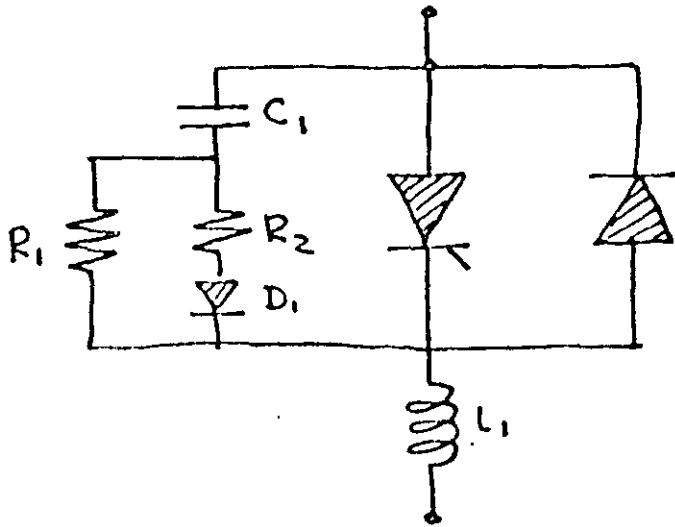
$$\frac{dV}{dt} \quad \text{AL APAGADO}$$

PROCURAR:

Eficiencia

Confiableidad.

CIRCUITOS COMUNMENTE EMPLEADOS

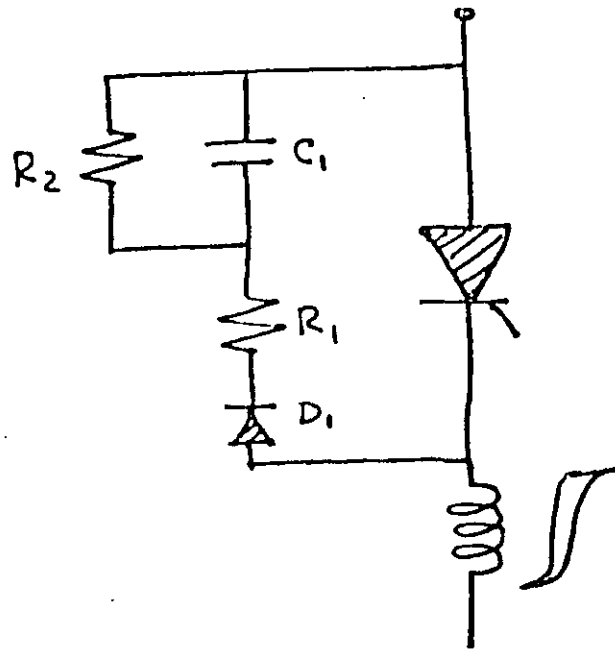


C_1 y R_2 Limitan el $\frac{dV}{dt}$ al apagado

L_1 Limita el $\frac{di}{dt}$ al encendido

R_1 Limita la descarga del capacitor C_1

D_1 Polariza la acción de R_1 y R_2



Si el $\frac{dV}{dt}$ es bajo, el proposito es limitar los picos de tension inversa

R_1 es efectiva durante la recuperacion inversa

$R_2 > R_1$ descarga a C_1

PROTECCION CONTRA SOBRECORRIENTES

CAUSADAS POR:

FALLAS DE CONMUTACION

CORTO CIRCUITO EN LA CARGA

SOBRECARGA

FALLA EN LOS DISPOSITIVOS

PROPOSITO:

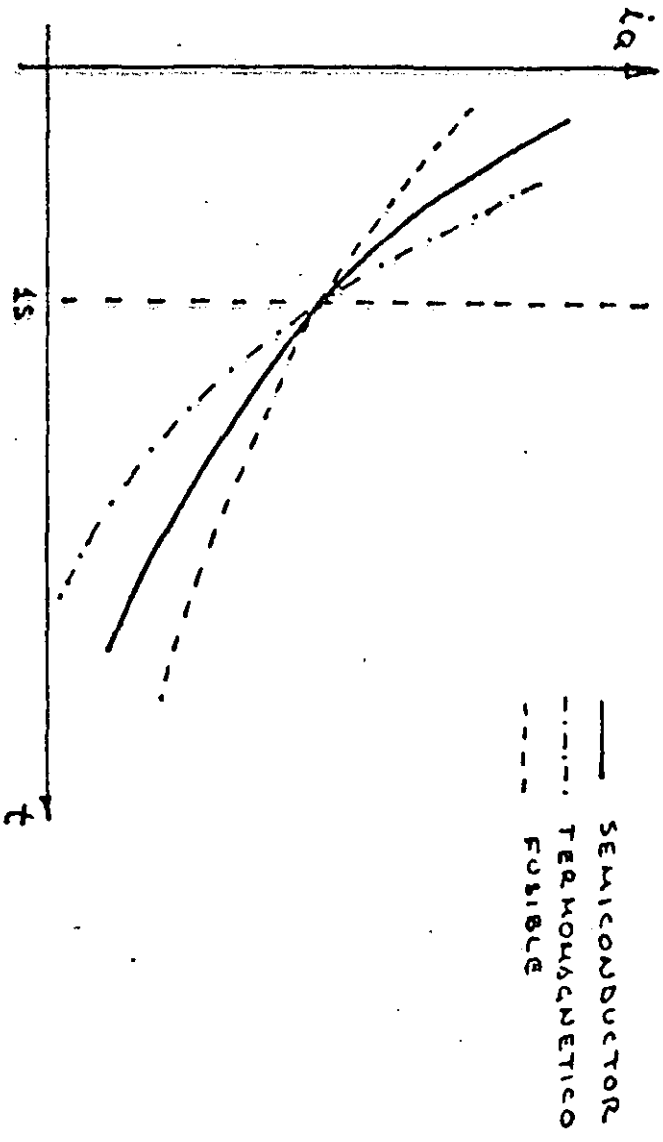
PROTECCION AL SISTEMA

PROTECCION A LA CARGA

PROTECCION A LOS DISPOSITIVOS

SELECCION DE FUSIBLES

COORDINACION DE PROTECCIONES



SOLUCIONES : protección al equipo mediante interruptores de tipo termomagnético, o activo incorporado al equipo electrónico.

ERROR CIRCUITO: protección al equipo mediante fusibles de alta velocidad.

DEFINICION DE TERMINOS

t_f = tiempo de fusión

t_A = tiempo de arqueo

t_i = tiempo de interrupción

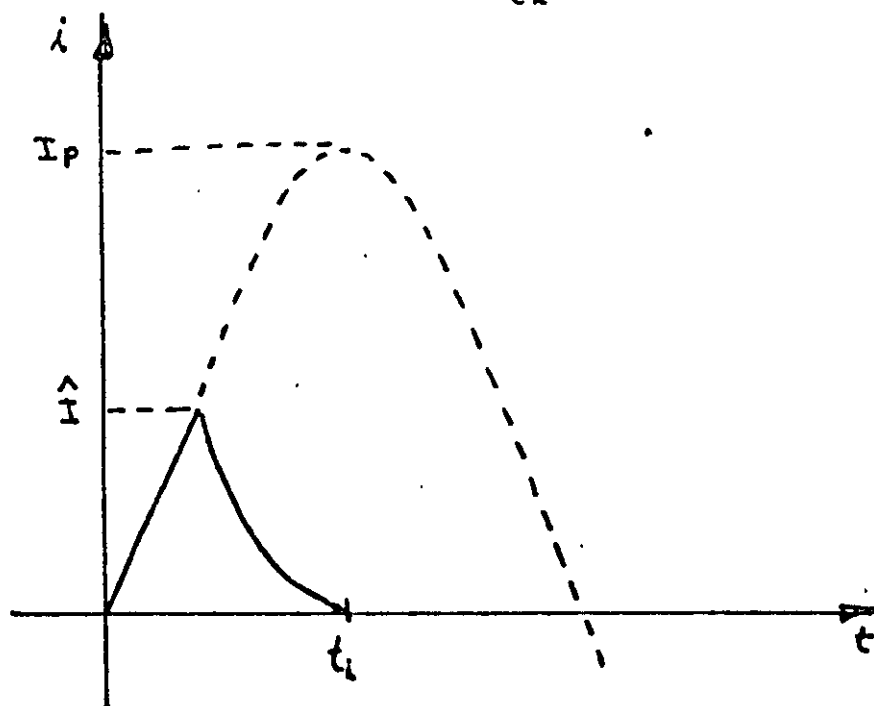
\hat{I} = corriente pico a través del fusible

I_p = corriente pico disponible

$$I_p = V_F \frac{1}{Z_F + Z_L} \quad (\text{c.a.})$$

Para una onda triangular

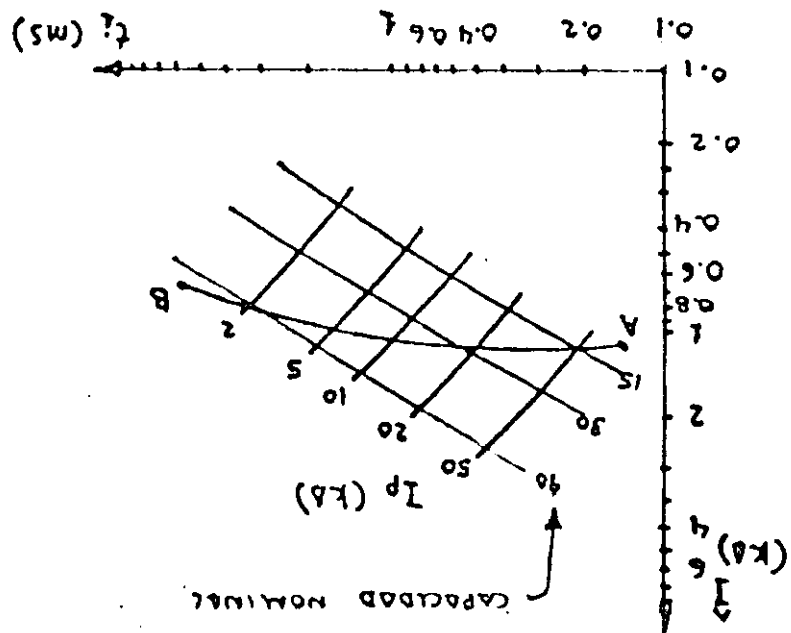
$$\hat{I} = \sqrt{\frac{3 (I_p^2 t)}{t_i}}$$



- Obtener I vs t_i para el semiconductor
- Obtener I vs t_i para el fusible
- Superponer gráficas
- Determinar I_p para el circuito de alimentacion
- Seleccione un fusible que:
 - a- soporte una corriente mayor que la normal a traves del dispositivo
 - b- limite I por debajo de la maxima que soporta el dispositivo

PROCEDIMIENTO

A-B CARACTERISTICA DEL SEMICONDUCTOR



Los Factores Primarios en la Selección

Los factores primarios que hay que considerar en la selección de un fusible semiconductor están mostrados en el diagrama monolineal:

- Capacidad de voltaje
- Capacidad en amperios
- La Capacidad de interrupción
- El I^2t que soportará el semiconductor

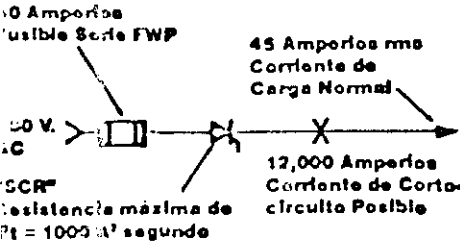


Diagrama Monolineal de Aplicación Típica

Clasificación de Voltaje

La capacidad de voltaje del fusible tiene que ser igual o mayor que el voltaje aplicado al sistema. Con la consideración debida dada a todas las características de operación del fusible, cualquier fusible Buss Serie FW puede ser aplicado mientras su capacidad de voltaje no esté excedido por el voltaje del sistema. Por ejemplo, en el caso de un sistema de 480 voltios AC, el fusible Buss Serie FWH (500 voltios) será aplicable. Sin embargo, el fusible Serie FWP (700 voltios) también llenará los requisitos y pudiera ser la selección deseada en base de un funcionamiento total.

Capacidad de Amperios

Como una práctica industrial general, los fusibles semiconductores usualmente están cargados al 80% o menos de su capacidad en amperios. La consideración, sin embargo, tiene que ser dada a otros parámetros de operación (la temperatura ambiental, la configuración de montura, el tamaño del conductor...). En el ejemplo del diagrama de aplicación, el uso de un fusible FWP 60 (60 amperios) será apropiado para conducir la corriente de carga continua de 45 amperios (45 amperios es igual a 75% de la capacidad del fusible). La selección de la capacidad en amperios de un fusible siempre debe ser basada en la corriente rms y no en la corriente promedio. (El multiplicador para la computación de la corriente rms en varios puntos de los circuitos usados comúnmente están dados en la página N° 18 de este Boletín).

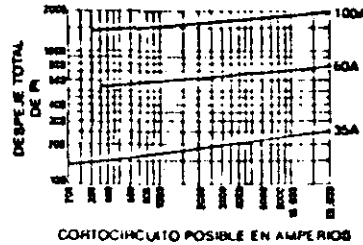
Capacidad de Interrupción

La capacidad de interrupción de los fusibles Buss Serie FW es de 200,000 amperios a-c (rms simétrico). Esta capacidad es considerablemente más grande que los 12,000 amperios de la corriente de cortocircuito posible del ejemplo y así provee un margen grande de seguridad.

I^2t Corriente Instantánea Máxima ("Let-Through")

La I^2t de corriente instantánea máxima de un fusible tiene que ser menor que la resistencia

máxima de I^2t del semiconductor. Los datos de funcionamiento de I^2t de los fusibles Serie FW están presentados por las gráficas logarítmicas en dos maneras como se muestran en las Gráficas "A" y "C".

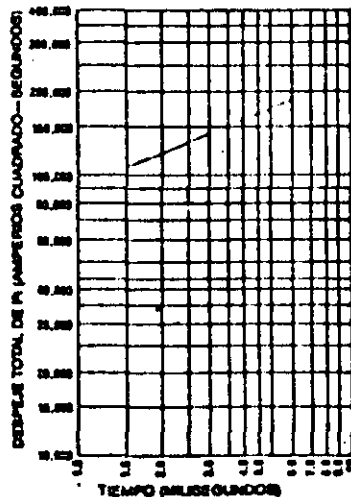


Gráfica A—Despeje total de I^2t del fusible contra la corriente de cortocircuito. (Una reproducción parcial de la grafica completa del fusible Serie FWP 700 voltios aplicada a 500 voltios).

El Método Básico de la Selección del Fusible

La Gráfica "A" permite una rápida determinación simple de la protección I^2t que provee un fusible. El ejemplo mostrado en la Gráfica "A" muestra que un fusible FWP 60 (60 amperios) aplicado en un circuito de 480 voltios con una corriente de cortocircuito posible de 12,000 amperios tiene 760 A^2 segundos de tiempo para proteger el I^2t . Así un semiconductor con una resistencia máxima de I^2t de 1,000 A^2 segundos generalmente estará suficientemente protegido por la base de tener una resistencia mucho más alta que la I^2t corriente instantánea máxima del fusible.

Selección de fusible usando la correlación del tiempo de disipación del fusible contra el tiempo de resistencia del SCR con respecto a I^2t .



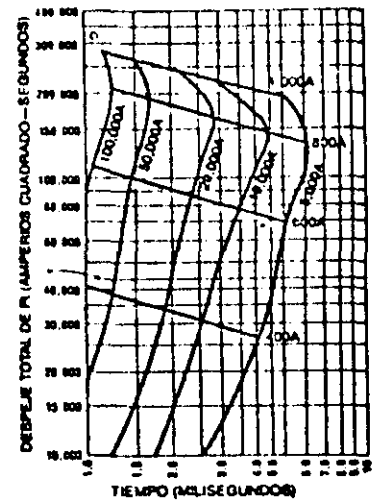
Gráfica B—Resistencia máxima típica de I^2t del semiconductor contra la anchura del pulso en milisegundos.

La resistencia máxima de I^2t de los semiconductores se hace progresivamente más baja, si el intervalo de tiempo de los pulsos de la corriente se hacen más cortos que 8.3 milisegundos ($1/60$ ciclo a 60 hertz). Un semiconductor típico, la resistencia máxima de I^2t Contra la Anchura del Pulso se muestra en

la Gráfica B. En este caso, es aparente que la resistencia máxima de I^2t a 1.5 ms es casi la mitad del 8.3 ms de la resistencia (105,000 A^2 segundos VS 200,000 A^2 segundos).

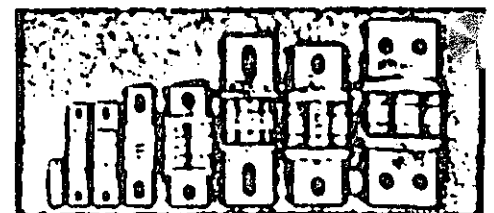
El tiempo de disipación del fusible decrece con las corrientes más altas de cortocircuito posible. Al mismo tiempo, sin embargo, el tiempo total de disipación I^2t del fusible se hace más grande. La selección de un fusible para tomar en consideración la resistencia máxima de I^2t del semiconductor debajo de los intervalos de pulso de 8.3 ms permite un acercamiento más crítico a la selección del fusible.

A fin de correlacionar la corriente instantánea máxima de I^2t del fusible al tiempo total de disipación de un fusible y la corriente de cortocircuito posible, las tres variables están integradas en una sola gráfica como se muestra en la ilustración, Gráfica C.



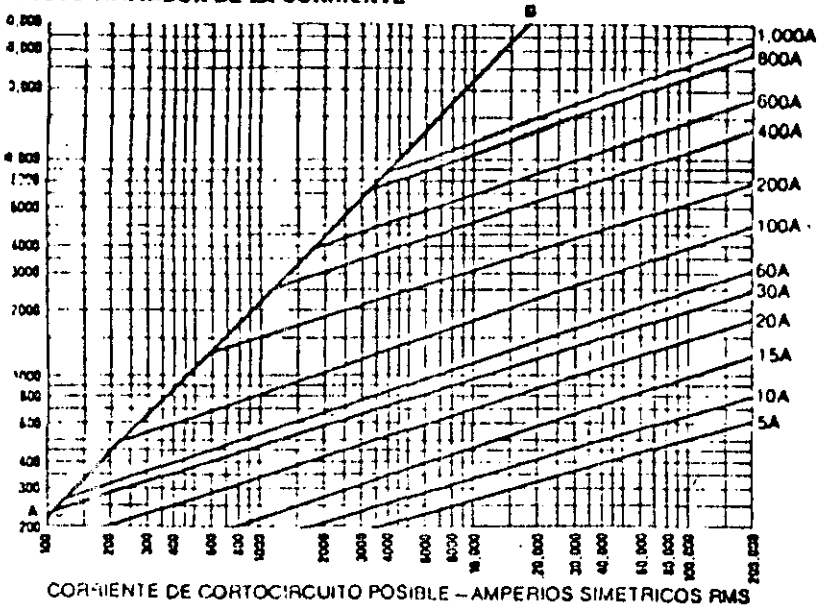
Gráfica C—Despeje total de I^2t contra el tiempo (milisegundos). (Una reproducción parcial de la grafica completa del fusible Serie FWP 700 voltios). Note que las curvas paradas indican varios niveles de corrientes de cortocircuito (5000 A, 10,000 A, etc.); las curvas inclinadas hacia abajo de izquierda a derecha, indican los tamaños de los fusibles en amperios (400 A, 600 A, etc.)

El I^2t replanteo del semiconductor mostrado en la Gráfica B es compatible con el replanteo de los fusibles tratados en la Gráfica C. Así, es ahora posible de combinar o sobreponer la Gráfica B sobre la Gráfica C para formar una gráfica compuesta, la Gráfica D, y entonces fácilmente comparar las corrientes instantáneas máximas I^2t de los fusibles a la resistencia máxima de I^2t del semiconductor para una corriente de cortocircuito posible ya dada.

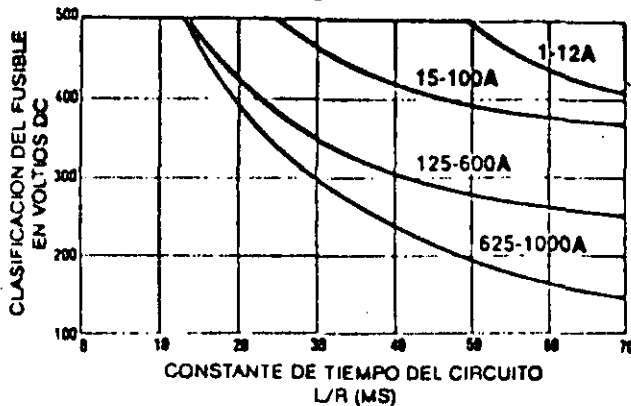


Serie FWH (500 Voltios)

EFEECTO LIMITADOR DE LA CORRIENTE

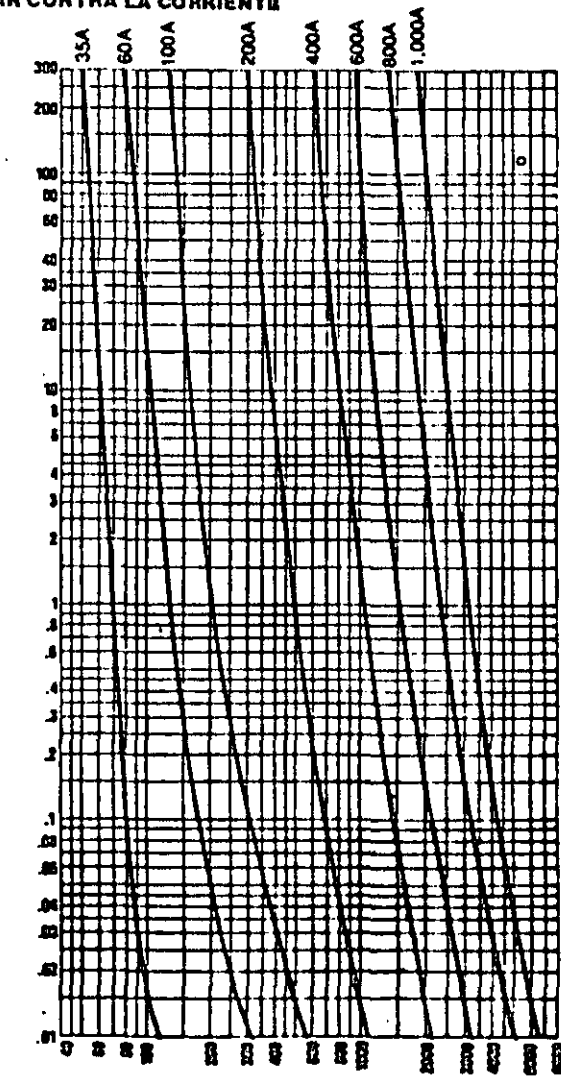
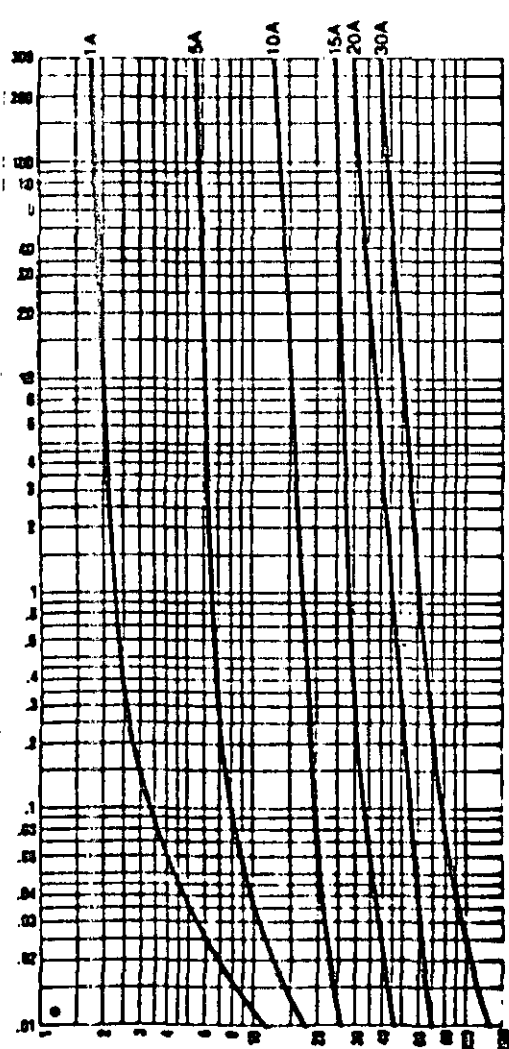


CAPACIDAD DE VOLTAJE DC



CORRIENTE DE CORTOCIRCUITO POSIBLE - AMPERIOS SIMÉTRICOS RMS
Forma 319 & 319-1

Características del tiempo promedio de fundir contra la corriente



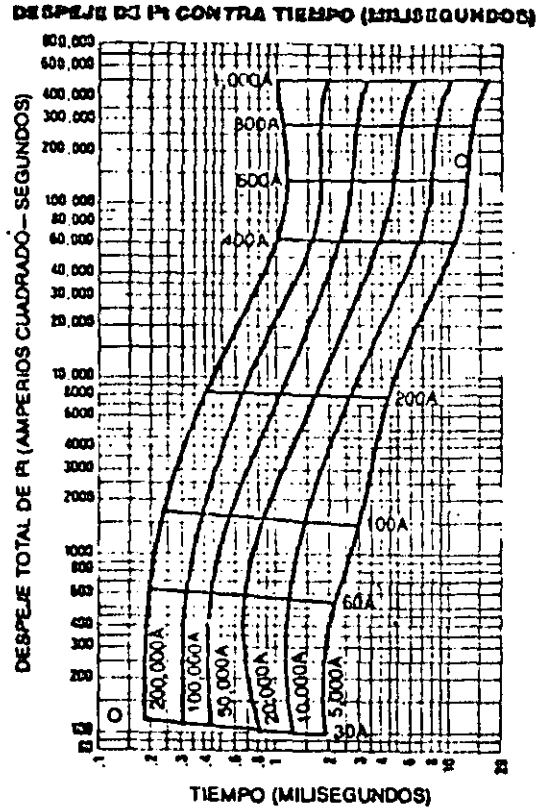
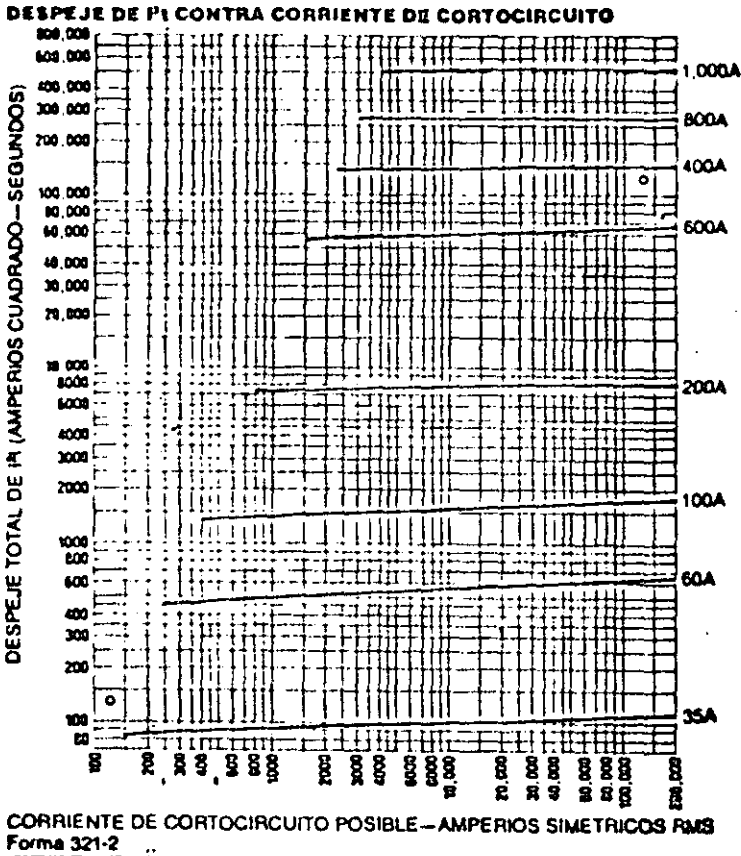
Forma 320-1 CORRIENTE EN AMPERIOS

Forma 320 CORRIENTE EN AMPERIOS

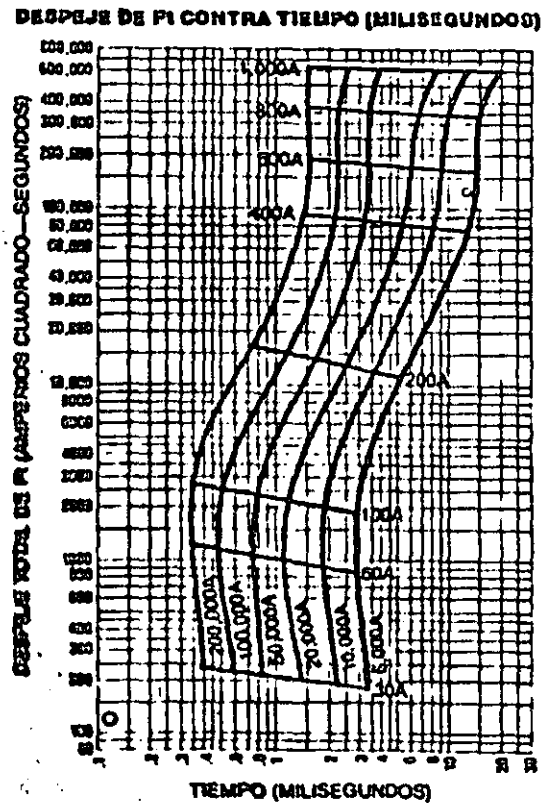
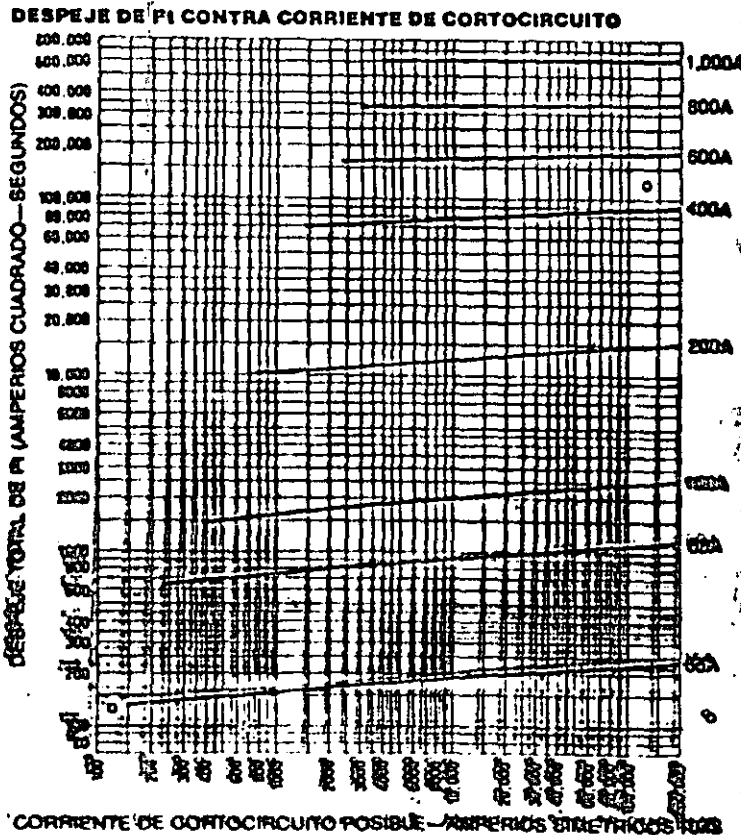
Fusible Semiconductores

Datos de Comportamiento

Serie FWH Aplicada a 250 Voltios



Serie FWH Aplicada a 500 Voltios



ESQUEMAS AUXILIARES DE PROTECCION

SUPERVISION DE CONDICIONES DE

OPERACION:

TEMPERATURA

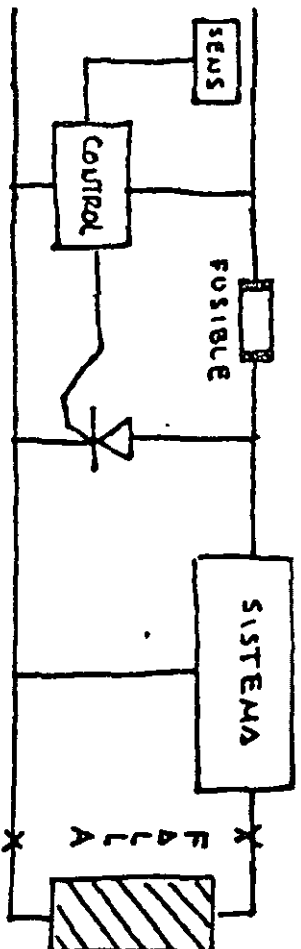
CORRIENTE

TENSION

ACCION SOBRE:

IMPULSORES DE COMPUERTA O BASE

PROTECCIONES AUXILIARES TIPO "CROW-BAR"

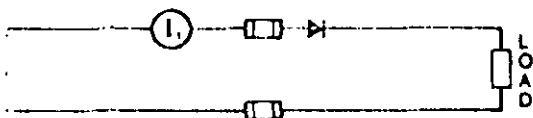


Los fusibles son dispositivos protectores de sobrecorriente los cuales responden al efecto térmico asociado con el flujo de corriente por el fusible. Por lo tanto, las consideraciones para el tamaño del fusible tienen que ser basadas en la corriente rms no en la corriente promedio. Para los circuitos de abajo, se puede hallar la corriente rms en varios puntos de un circuito al usar los multiplicadores de la próxima tabla. Los diagramas para los circuitos usados a menudo y de tabla de corrientes de circuito relacionado están basados en cargas de resistencia y diodos o thyristors con un periodo de conducción máximo.

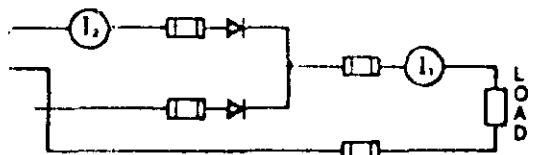
Ckt. Diag. No.	Corrientes De Circuito Relacionado			
	$I_{1,rms}$ $I_{1,avg}$	$I_{2,rms}$ $I_{2,avg}$	$I_{3,rms}$ $I_{3,avg}$	$I_{4,rms}$ $I_{4,avg}$
1	1.57	—	—	—
2	1.11	0.79	—	0.71
3	1.11	0.79	1.11	0.71
4	1.02	0.59	—	0.58
5	1.00	0.58	0.82	0.58
6	1.00	0.41	—	0.41
7	—	—	—	0.71
8	—	—	—	0.71

*Por ejemplo, en Diagrama No. 1,
 $I_{1,rms} = 1.57$
 $I_{1,avg}$

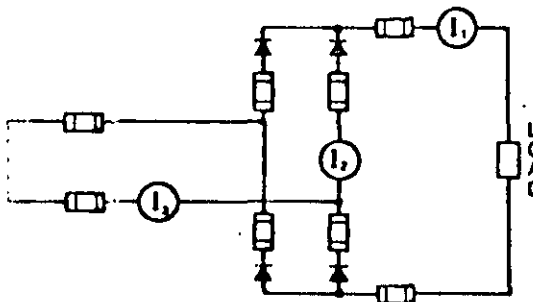
Circuitos Típicos



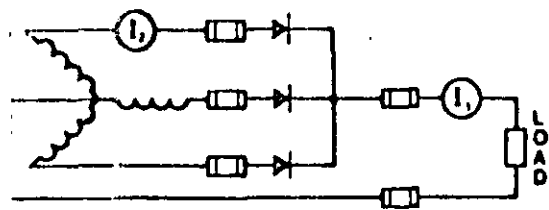
1. Monofase, Media Onda



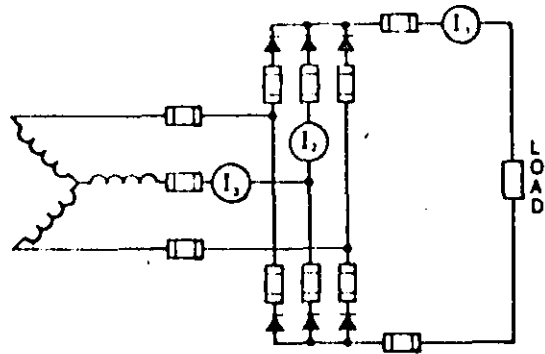
2. Monofase, Onda Completa, Céntrica



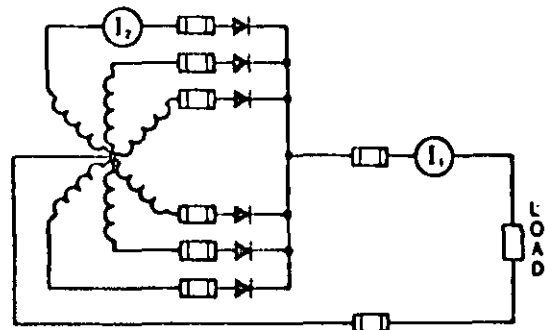
3. Monofase, Onda Completa, Tipo Puente



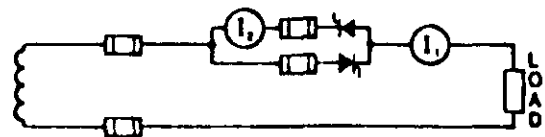
4. Tres Fases, Media Onda



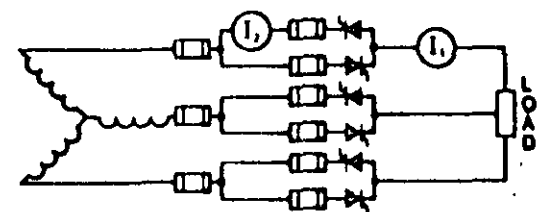
5. Tres Fases, Onda Completa



6. Seis Fases, Una Onda



7. Monofase, Anti-paralelo, Control AC



8. Tres Fases, Anti-paralelo, Control AC



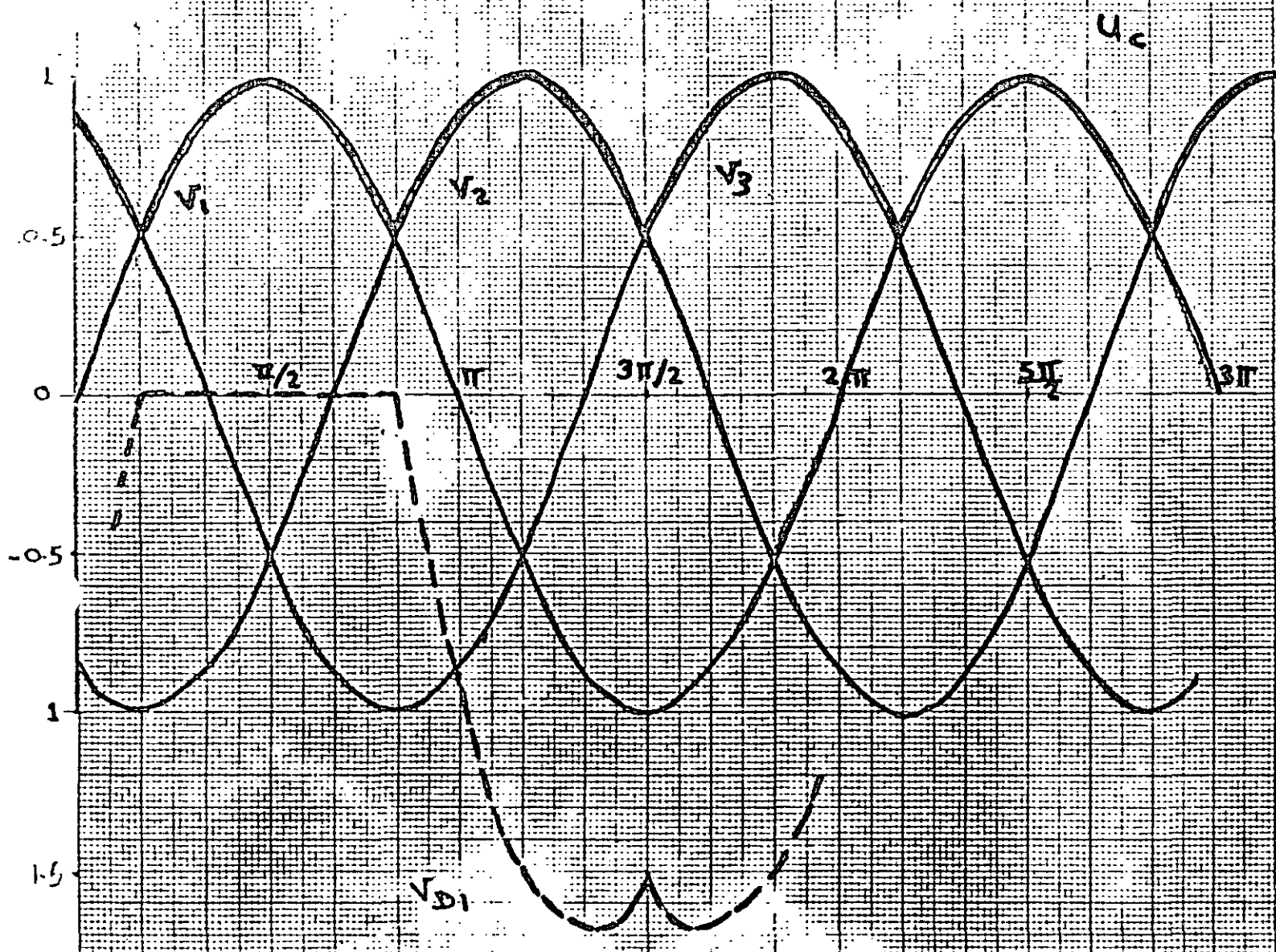
**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

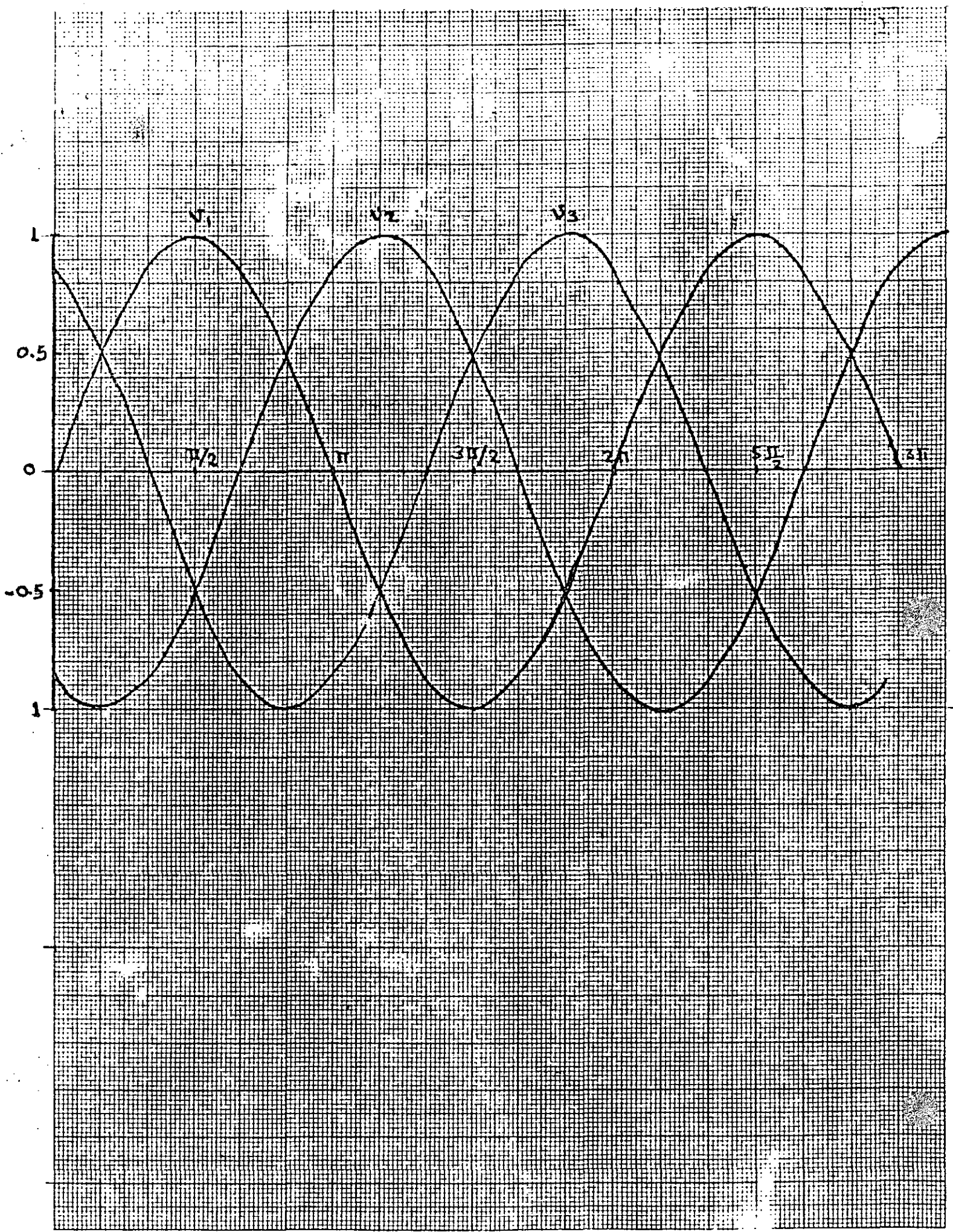
ELECTRONICA DE POTENCIA

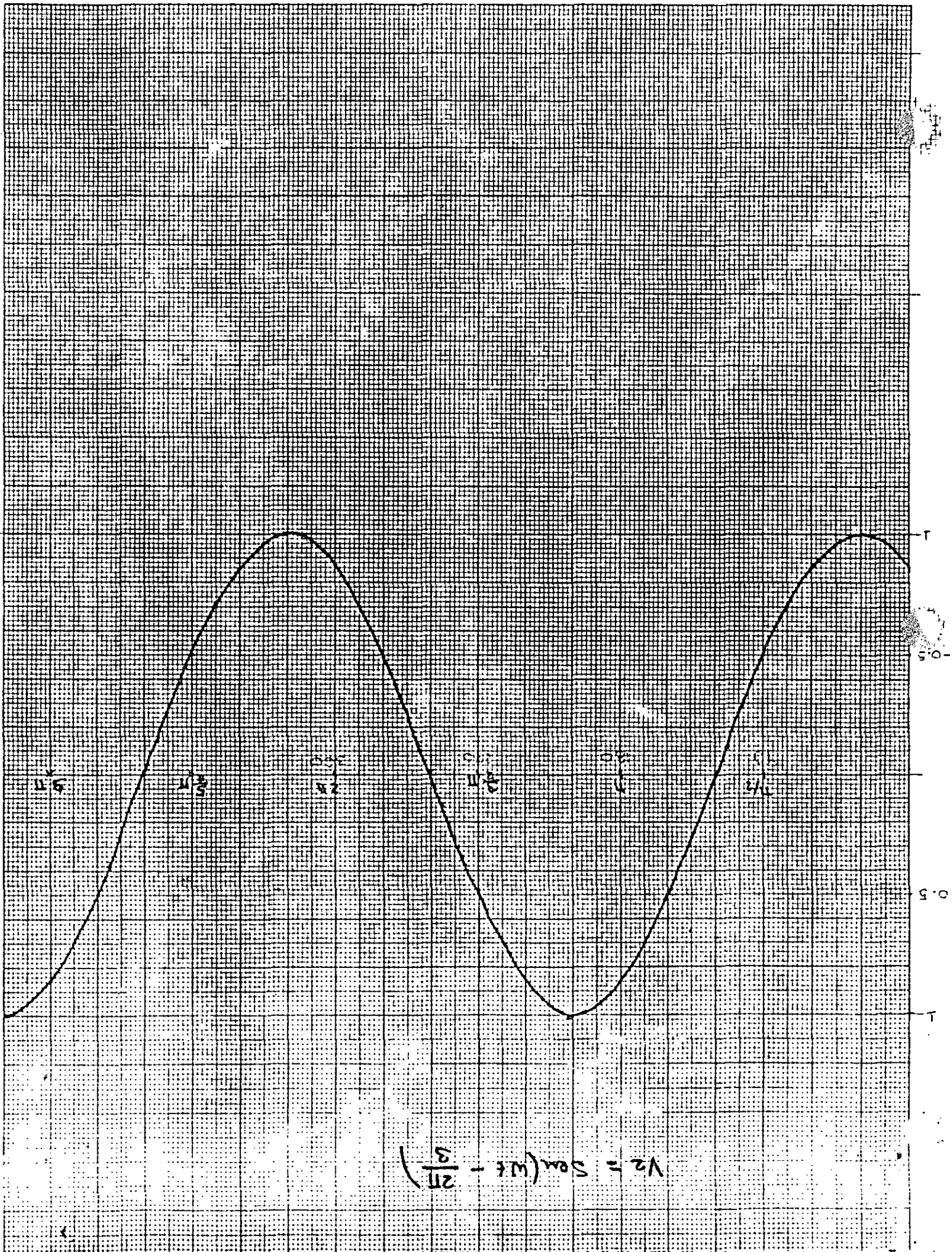
G R A F I C A S

JUNIO, 1985

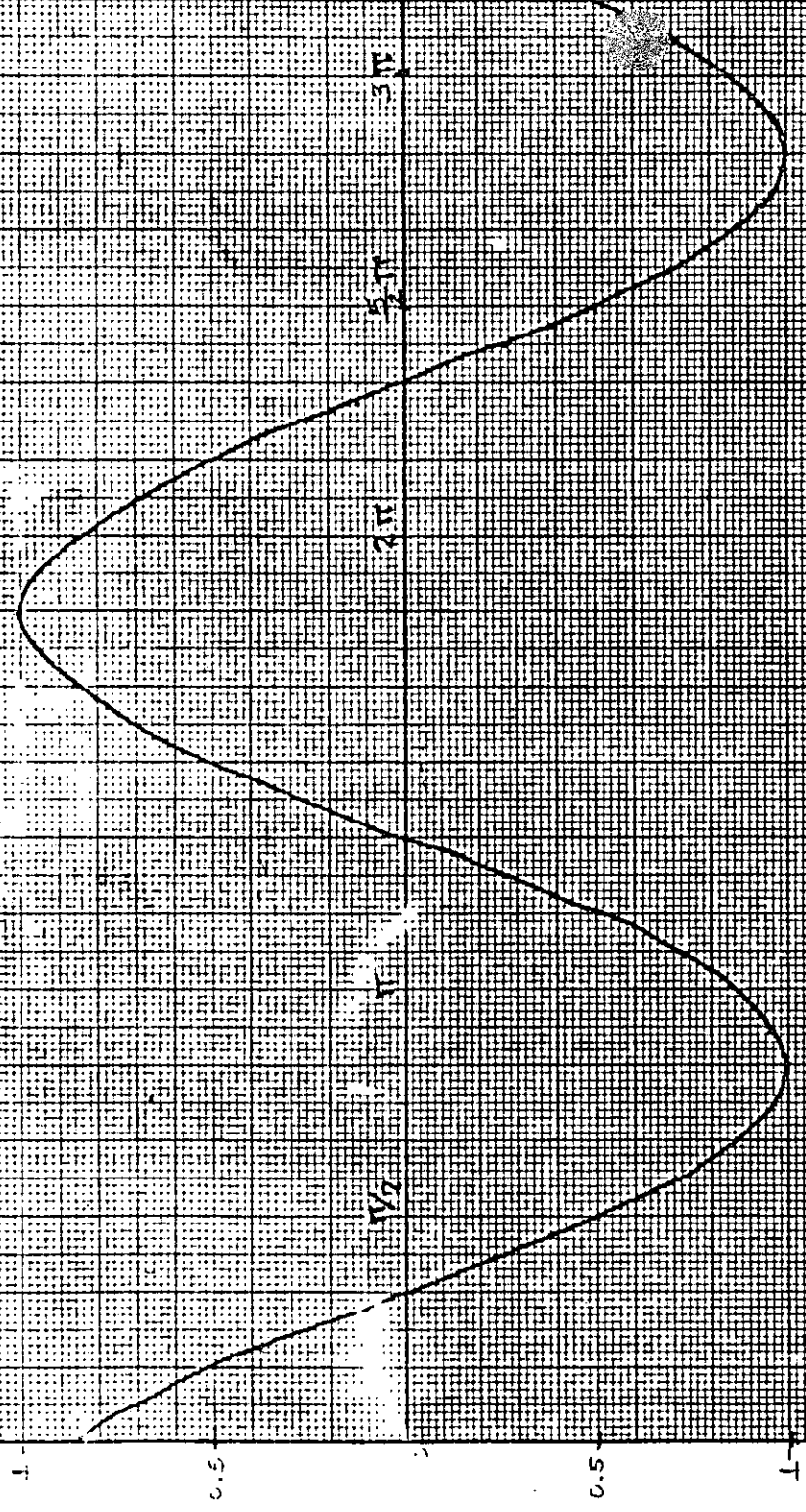
RECTIFICADOR D3

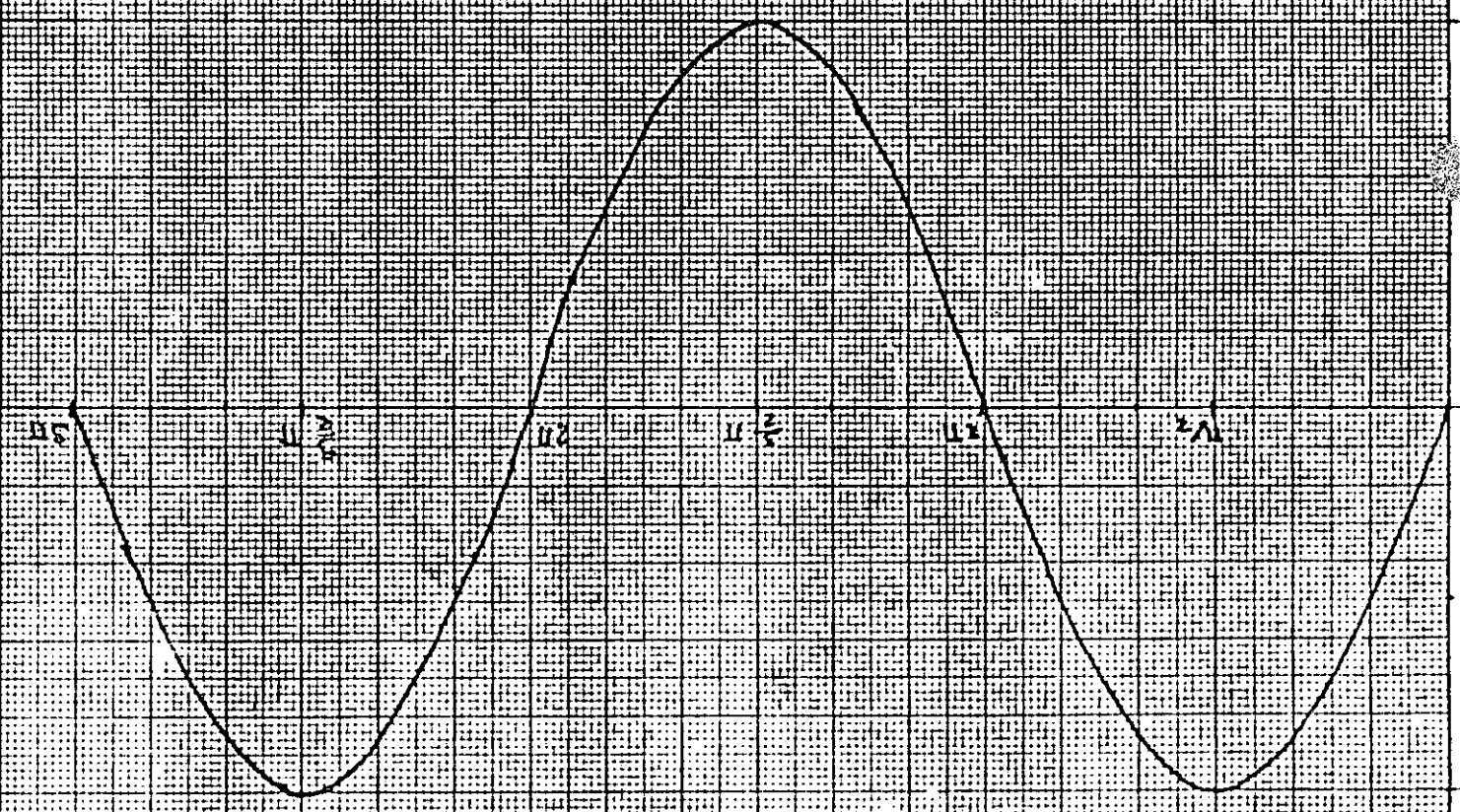






$$V_s = \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$





$V_1 = 5 \sin \omega t$



**DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.**

ELECTRONICA DE POTENCIA

CIRCUITOS RECTIFICADORES TRIFASICOS

EXPOSITOR
ING. ROBERTO MACIAS

JUNIO, 1985

CIRCUITOS RECTIFICADORES TRIFASICOS

Consideraciones generales

Cuando se requiere conversión de alta potencia, es muy ventajoso el empleo de un sistema rectificador polifásico. El objeto es superponer más tensiones del mismo valor pico pero en diferente relación de tiempos entre sí. Un aumento en el número de fases conduce a las siguientes mejoras:

- (I) Mayor tensión de salida E_{dc} para la misma tensión de entrada.
- (II) Mayor frecuencia fundamental de ripple y menor amplitud de la tensión de ripple.
- (III) Mayor eficiencia total.

En los circuitos trifásicos, un bobinado del transformador está generalmente en conexión delta, a fin de suprimir las armónicas (con la excepción especial del segundo circuito doble-estrella mostrado en la página 103. En la explicación de los circuitos de la próxima sección, el bobinado secundario está siempre en conexión estrella; pero en el circuito puente rectificador de onda completa puede también emplearse la conexión delta.

TIPOS DE CIRCUITOS TRIFASICOS

Media onda trifásica

La disposición trifásica de media onda es el circuito rectificador trifásico más simple posible (ver figura 27). El bobinado secundario está en conexión estrella, y el punto estrella se emplea como terminal común para la carga. Las formas de onda de tensión y de corriente para este circuito pueden verse en la figura 28.

La operación del rectificador trifásico de media onda puede comprenderse con claridad analizando las formas de onda idealizadas. Supongamos que la tensión desarrollada sobre la fase R es la más positiva. En ese caso el rectificador 1 conducirá cuando $\omega t = \pi/6$, y la corriente fluirá a través de la carga y retornará al transformador por el punto neutral. El rectificador 1 continuará conduciendo hasta que la tensión sobre la fase Y se haga más positiva que la de la fase R, cuando $\omega t = 5\pi/6$. La corriente será transferida del rectificador 1 al rectificador 2, que conducirá durante los siguientes 120° . Luego de ese lapso, la corriente circulará por el rectificador 3 nuevamente durante 120° . En esta forma, cada rectificador conduce alternativamente durante 120° .

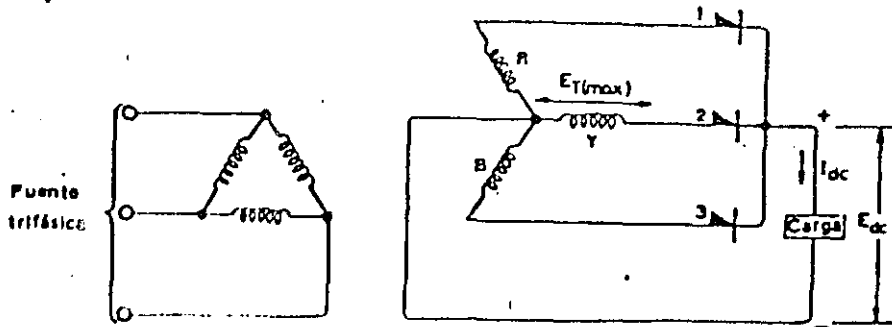


Fig. 27: Circuito trifásico de media ond

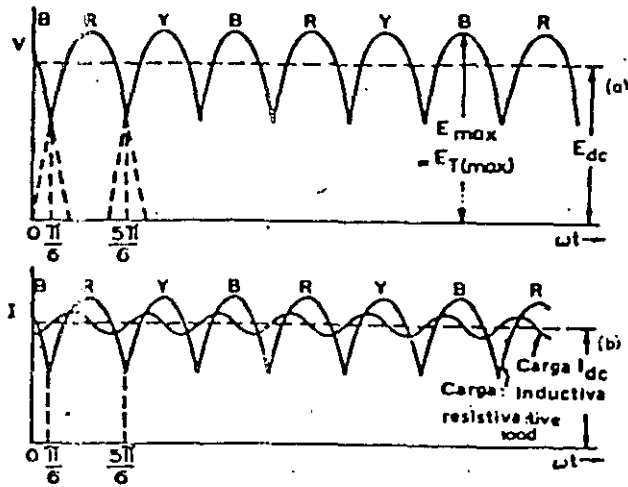


Fig. 28: Formas de onda para el circuito trifásico de media onda (a) tensión (b) corriente

La frecuencia de ripple es el triple de la frecuencia de red, y la tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores está dada por

$$2 E_T (\max) \cos \frac{\pi}{6} = \sqrt{3} E_T (\max)$$

La eficiencia de conversión de este circuito es alta comparada con la de los circuitos monofásicos, y la tensión de ripple se reduce a algo más de un tercio de la obtenida con el circuito monofásico de onda completa. Sin embargo, el factor de utilidad del transformador es pobre comparado con el del puente rectificador trifásico de onda completa, y este circuito sólo se emplea cuando se requiere conversión de baja tensión.

Circuito puente rectificador de onda completa

El circuito puente rectificador trifásico de onda completa se muestra en la figura 29. Es uno de los circuitos más ampliamente utilizados para la conversión de alta potencia, cuando se emplean rectificadores de estado sólido.

Consideremos este circuito conjuntamente con las formas de onda mostradas en la figura 30. Si R es la fase

más positiva, el rectificador 1 comenzará a conducir cuando $\omega t = \pi/6$. La corriente fluye a través del rectificador 1 a la carga, y retorna al transformador por el rectificador 5 ó el 6, según que fase —Y o B— sea la más negativa. Para $\omega t = \pi/6$ la fase Y es la más negativa y por lo tanto la corriente fluirá por el rectificador 5. Para $\omega t = \pi/2$ la fase B es la más negativa y ahora la corriente circulará a través del rectificador 6.

A $\omega t = 5\pi/6$, la fase Y es la más positiva y la corriente es transferida del rectificador 1 al rectificador 2.

Cada rectificador conduce durante 120° por ciclo mientras que la corriente es transferida de un rectificador a otro cada 60° .

Como en el caso del circuito puente monofásico (fig. 6), la tensión de cresta de trabajo dada por la Tabla 1 aparece aplicada sobre dos rectificadores. La tensión de ripple es pequeña, y la frecuencia de ripple es seis veces mayor que la frecuencia de red.

Este circuito tiene el más alto factor de utilidad del transformador y por lo tanto requiere menor potencia alterna para obtener los valores deseados de tensión y corriente continua.

Se lo emplea en los cargadores de baterías de alta tensión, fuentes de alimentación industriales, operación de plantas electrolíticas de cualquier tensión (excepto valores muy bajos), y generalmente en todas aquellas aplicaciones en donde se necesita la conversión de alta potencia en forma eficiente y económica.

Circuito doble puente

El circuito doble puente puede utilizarse en todos aquellos casos en que se requiera una muy baja tensión de ripple. El bobinado primario se dispone en conexión delta o estrella, y hay dos juegos de bobinados secundarios. Un juego está conectado en estrella y el otro en delta. A su vez, cada juego de bobinados alimenta a un puente rectificador trifásico de onda completa (circuito de la figura 29), y los terminales de salida de los dos puentes están conectados en paralelo. Si se necesita una fuente de c.c. de tres conductores (con masa central), los terminales de salida mencionados se conectan en serie.

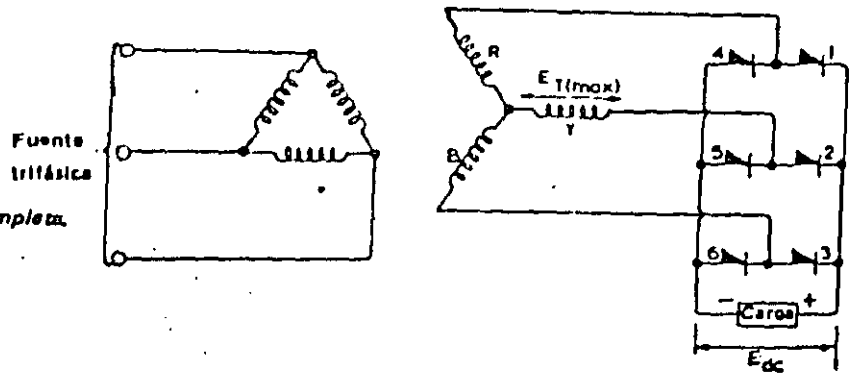


Fig. 29: Circuito puente trifásico de onda completa.

La tensión de fase del bobinado secundario conectado en delta es $\sqrt{3}$ veces la tensión de fase del bobinado secundario conectado en estrella, de manera que las amplitudes de las tensiones de salida de ambos puentes rectificadores son iguales. Sin embargo, la fase de la tensión de salida del circuito delta está desplazada en $\pi/6$ con respecto a la tensión de salida del circuito estrella. Por lo tanto, la frecuencia de ripple será doce veces la frecuencia de red. Además, el porcentaje de ripple estará aproximadamente en el 0,985 % y la tensión de salida tendrá el valor $E_{dc} = 0,99 E_{T(max)}$ o $1,71 E_T$.

Circuito con punto medio

La figura 31 muestra el circuito del sistema trifásico con punto medio, también conocido como circuito diamétrico exafásico. El punto medio del transformador divide a la fuente trifásica para transformarla en una fuente axafásica. Las formas de onda para este circuito están dadas en la figura 32.

Cada rectificador conduce durante 60° , y la frecuencia de ripple es seis veces la frecuencia de red. Este sistema tiene mayor eficiencia de conversión que el circuito trifásico de media onda, pero sin embargo el factor de utilidad del secundario es el más bajo de cualquiera de los circuitos trifásicos. La eficiencia de conversión es elevada, e igual a la del puente trifásico.

El principal atractivo de este circuito es que todos los rectificadores están conectados a un terminal común, y por lo tanto pueden montarse con extrema simplicidad sobre un único disipador.

Debido al bajo factor de utilidad del secundario, este circuito se emplea únicamente para conversión de baja potencia.

Circuito doble estrella con reactor Interfásico

Este circuito se muestra en la figura 33. Puede verse en efecto que tiene dos secundarios conectados en estrella, y las tensiones de estas dos conexiones estrella

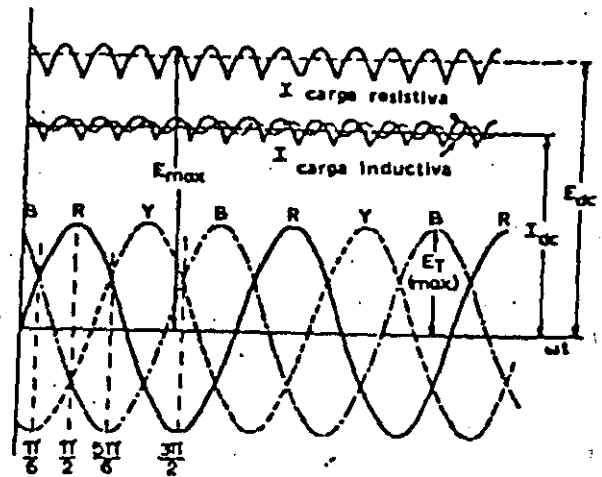


Fig. 30: Formas de onda para el circuito puente trifásico de onda completa.

están desfasadas 180° entre sí. Los puntos neutros de los dos bobinados están unidos a través de un reactor interfásico con punto medio.

En la figura 34 se muestran las corrientes instantáneas que circulan en las dos fases (una en cada estrella). La corriente de retorno se divide entre los dos secundarios debido a la presencia del reactor interfásico. De este modo, la tensión instantánea de salida será el promedio de las tensiones instantáneas de los dos secundarios que estén conduciendo. La variación de la corriente continua produce una f.e.m. de tercera armónica sobre cada mitad del reactor interfásico, que se suma a la f.e.m. de un ánodo y se resta a la del otro, manteniendo así a ambos electrodos en una tensión común. Para bajas corrientes continuas se alcanza un punto de transición en el cual la corriente es demasiado pequeña como para producir la f.e.m. de tercera armónica, y el circuito se convierte en el sistema trifásico con punto medio, con lo cual se provoca un aumento repentino de la tensión de salida.

El circuito tiene un ripple exafásico, pero una relación de tensiones trifásicas. Su empleo reduce la corriente de línea aproximadamente a la mitad de la necesaria para el circuito trifásico con punto medio, por lo cual

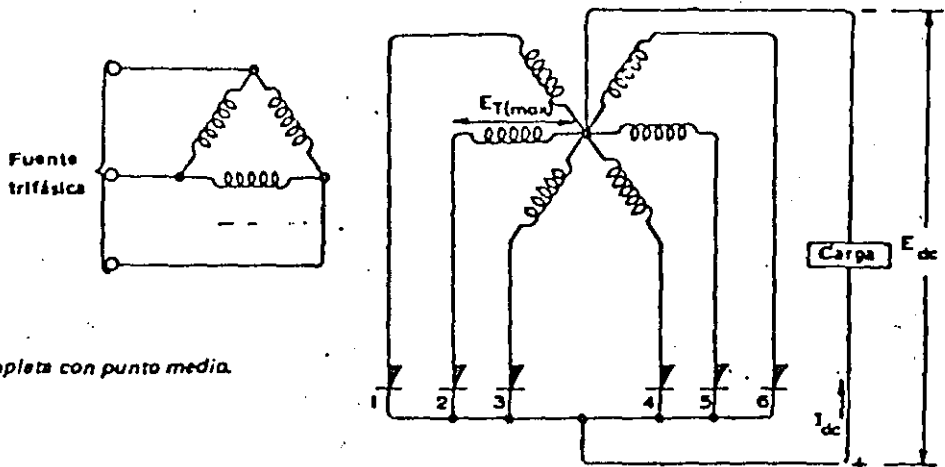


Fig. 31: Circuito trifásico de onda completa con punto medio.

pueden emplearse rectificadores con menor régimen de corriente pico. Sin embargo, la tensión pico inversa que deben soportar los rectificadores es algo mayor.

Esta disposición circuital puede utilizarse en aquellos casos en donde el costo del reactor interfásico está compensado por el empleo de rectificadores con regímenes de corriente relativamente bajos. Se lo emplea frecuentemente en plantas electrolíticas de baja tensión y alta corriente. Los factores de utilidad del primario y del secundario son elevados, pero el del secundario es inferior en $\sqrt{2}$ al del circuito puente trifásico.

Circuito doble estrella sin reactor interfásico

El propósito del reactor interfásico en el circuito discutido anteriormente era proporcionar una f.e.m. de tercera armónica que permitiera la conducción de los dos rectificadores al mismo tiempo. Puede producirse un efecto similar empleando un transformador con un primario conectado en estrella y un secundario con punto medio también conectado en estrella (del tipo mostrado en la figura 31). Los dos puntos estrella no deben conectarse.

Con este tipo de disposición la transición de la operación doble estrella trifásica a la operación exafásica ocurre a corrientes más altas, a menos que se tome especial cuidado en el diseño del transformador para proveer una alta reactancia a la secuencia de fase cero. Una forma de lograr esto es utilizar un núcleo de cinco brazos con los bobinados en los tres brazos centrales.

El circuito se emplea en plantas electrolíticas de baja tensión que no operen con corrientes inferiores al 25% de la corriente a plena carga.

Filtrado de la salida de los circuitos trifásicos

Con las potencias manejadas por los circuitos trifásicos que emplean rectificadores de estado sólido se

hace prohibitivo el uso de cualquier circuito de filtrado. En aquellos casos en que se requieran corrientes de bajo valor podría utilizarse un filtro de entrada a choke, pero en altas corrientes el capacitor paralelo necesario sería de un tamaño excesivo, y tendría que soportar altas corrientes de ripple.

A fin de completar la descripción, en la Tabla 5 se dan los valores de la inductancia crítica y distintos detalles de importancia. Estos valores pueden deducirse mediante un procedimiento similar al descrito anteriormente.

ANÁLISIS IDEALIZADO DE LOS CIRCUITOS POLIFÁSICOS

En esta sección se discutirán las relaciones de tensión y corriente, ripple y regímenes del transformador y del reactor interfásico para los circuitos polifásicos.

Relaciones de tensión

La tensión polifásica rectificadora de salida obtenida a partir de una fuente sinusoidal puede representarse por la serie:

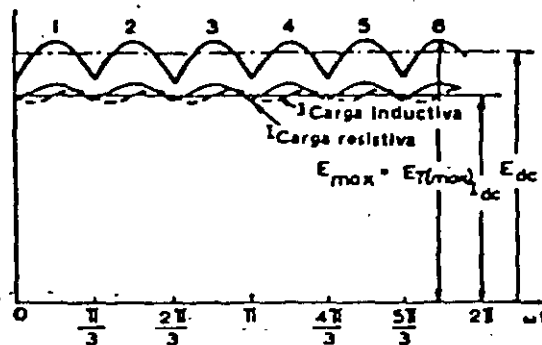


Fig. 32: Formas de onda para el circuito trifásico de onda completa con punto medio.

$$e = E_{max} \frac{N}{\pi} \text{sen} \frac{\pi}{N} \left[1 + \frac{2 \cos N\theta}{N^2 - 1} - \frac{2 \cos 2N\theta}{4N^2 - 1} + \frac{2 \cos 3N\theta}{9N^2 - 1} \dots \right] \quad (13)$$

donde

E_{max} = tensión pico de salida

y

N = número de pulsos de tensión de salida por ciclo de la tensión de la fuente sinusoidal.

En los circuitos trifásicos analizados anteriormente, N tiene los siguientes valores:

media onda	$N = 3$
punto medio	$N = 6$
doble estrella	$N = 6$

La discusión que realizaremos aquí es válida para los cuatro circuitos trifásicos mencionados. Donde sea necesario, se indicarán las modificaciones requeridas para aplicar el análisis general a un circuito en particular.

Consideremos la forma de onda mostrada en la figura 35, donde

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi/N} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}} E_{max} \text{sen } \omega t \, d(\omega t)$$

y por lo tanto

$$E_{dc} = \frac{N}{\pi} E_{max} \text{sen} \frac{\pi}{N}$$

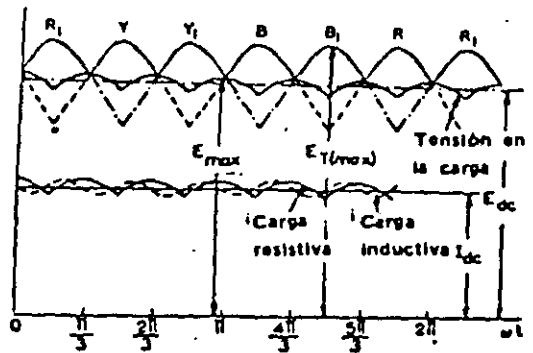


Fig. 34: Formas de onda para el circuito trifásico doble estrella con reactor interfásico.

Este valor puede obtenerse directamente de la ecuación (13), en donde el primer término representa a E_{dc} .

La tensión eficaz de salida está dada por

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi/N} E_{max}^2 \int_{-\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}\right]}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}} \text{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)}$$

de lo cual resulta

$$E_{rms} = \frac{\pi}{N} \frac{E_{dc}}{\text{sen} \frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{N}{2\pi} \left(\frac{\pi}{N} + \frac{\text{sen} \frac{2\pi}{N}}{2} \right)} \quad (14)$$

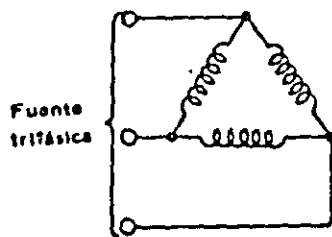


Fig. 33: Circuito trifásico doble estrella con reactor interfásico.

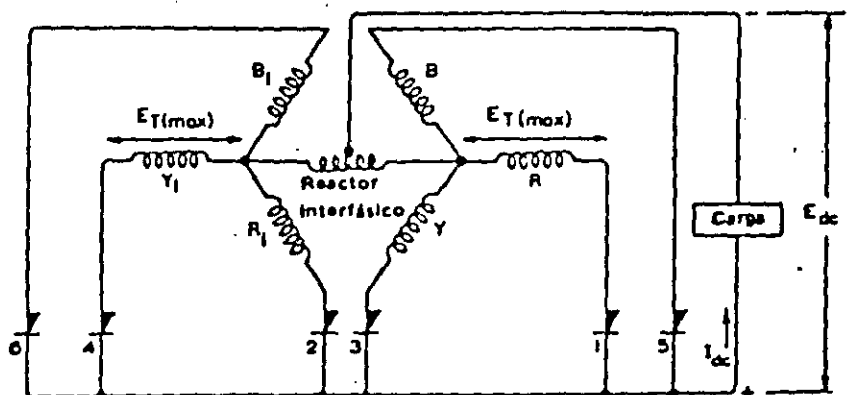


TABLA 5						
Rendimiento del filtro de entrada a choke						
Porcentaje de ripple V_R %		Inductancia crítica L_{crit} (Henrios)		Corriente eficaz de ripple I_c (rms) (amps)		
	Fórmula general	Frecuencia de red 50 c/s	Fórmula general	Frecuencia de red 50 c/s	Fórmula general	Frecuencia de red 50 c/s
Monofásico onda completa	$\frac{1.193}{f_r^2 LC}$	$\frac{119.3}{LC}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{3\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{943}$	$\frac{E_{dc}}{13.3f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{1330L}$
Trifásico media onda	$\frac{0.45}{f_r^2 LC}$	$\frac{20}{LC}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{8\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{3770}$	$\frac{E_{dc}}{35.5f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{5310L}$
Fuente trifásico onda completa	$\frac{0.102}{f_r^2 LC}$	$\frac{1.133}{LC}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{35\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA (max)}}{33000}$	$\frac{E_{dc}}{155f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{46500L}$

$R_{CARGA (max)}$ en Ω , C en μF , y L en henrios

Relaciones de corriente

Para una carga resistiva,

$$I_{rms} \text{ por rama rectificadora} = \frac{E_{rms}}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{N}}$$

Para que esta ecuación sea válida para los cuatro circuitos son necesarias algunas modificaciones. Definiendo a I_{rms} como

$$I_{rms} = \frac{E_{rms}}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} \quad (15)$$

de la ecuación (14) resulta

$$I_{rms} = \left[\frac{\pi}{N} \frac{I_{dc}}{\sin \frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{N}{2\pi} \left(\frac{\pi}{N} - \frac{\sin \frac{2\pi}{N}}{2} \right)} \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} \quad (16)$$

En esta ecuación, el término $1/\sqrt{N'}$ tiene un denominador apropiado para la configuración circuital empleada. Así, para media onda trifásica $\sqrt{N'} = \sqrt{3}$, para el puente trifásico de onda completa $\sqrt{N'} = \sqrt{3}$, para punto medio trifásico $\sqrt{N'} = \sqrt{6}$ y para la doble estrella trifásica $\sqrt{N'} = 2\sqrt{3}$.

Debe notarse que en el circuito puente trifásico de onda completa conducen dos rectificadores en cada instante, por lo cual es $\sqrt{N'} = \sqrt{3}$ y no $\sqrt{6}$.

En el circuito trifásico doble estrella, la corriente continua está provista por dos bobinados estrella separados,

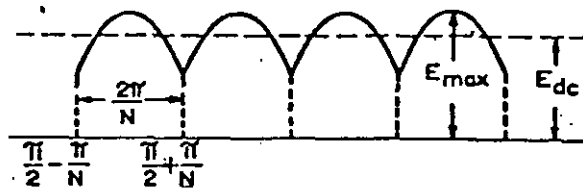


Fig. 35: Forma de onda de la tensión de salida para el circuito trifásico.

y por lo tanto $\sqrt{N'} = 2\sqrt{3}$.

Para una carga inductiva,

$$I_{rms} \text{ por rama rectificadora} = I_{dc} / \sqrt{N'} \quad (17)$$

donde también se aplican los valores de $\sqrt{N'}$ dados para la ecuación (16).

La corriente media por rama rectificadora es $I_D = I_{dc}/N$. Esta ecuación es válida para todos los circuitos rectificadores trifásicos, con excepción del puente trifásico de onda completa.

Para este circuito es $N = 3$, debido a la conducción simultánea de dos rectificadores en cada instante.

Régimen del transformador

La tensión de fase secundaria del transformador es $E_T(rms) = E_{max} / \sqrt{2}$.

Para que esta ecuación sea válida para los cuatro circuitos tratados son necesarias ciertas modificaciones.

Definiendo a $E_T(rms)$ como

$$E_T(rms) = \frac{1}{K} \cdot \frac{E_{max}}{\sqrt{2}}$$

de la ecuación (13), resulta

$$E_T(rms) = \frac{1}{K} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2} N} \cdot \frac{1}{\pi N} E_{dc} \quad (18)$$

donde para onda trifásica $K = 1$, para el puente trifásico de onda completa $K = \sqrt{3}$, para punto medio trifásico $K = 1$ y para la doble estrella trifásica $K = \sqrt{3}/2$.

Para el circuito puente trifásico de onda completa es $K = \sqrt{3}$, debido a que la tensión de salida E_{max} está suministrada por la tensión de la línea trifásica.

Para el circuito doble estrella trifásico es $K = \sqrt{3}/2$ porque

$$E_{max} = E_T(max) \cos 30 = \frac{\sqrt{3}}{2} E_T(max)$$

La corriente eficaz del secundario del transformador será $I_T(rms) = I_{rms}$. Esta expresión debe modificarse para que sea válida para el circuito rectificador puente de onda completa.

Si definimos a $I_T(rms)$ como

$$I_T(rms) = M I_{rms} \quad (19)$$

tendremos para media onda trifásica $M = 1$, para el puente trifásico de onda completa $M = \sqrt{2}$, para punto medio trifásico $M = 1$, y para la doble estrella trifásica $M = 1$.

Para el circuito puente trifásico es $M = \sqrt{2}$ debido a que cada bobinado del transformador suministra corriente al circuito dos veces por cada ciclo.

El régimen volt-amperes del secundario es

$$VA_s = n (E_T(rms) \cdot I_T(rms)) \quad (20)$$

donde $n =$ número de bobinados secundarios.

Finalmente, tenemos

$$\text{Factor de utilidad del secundario} = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{VA_s} \quad (21)$$

Porcentaje de ripple

El porcentaje de ripple está dado por

$$\% \text{ ripple} = \frac{\text{Tensión eficaz de ripple fundamental}}{E_{dc}} \times 100$$

De la ecuación (13), si se ignoran todas las frecuencias de ripple excepto la fundamental

$$\% \text{ ripple} = \frac{2}{N^2 - 1} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 100 = \frac{141}{N^2 - 1} \quad (22)$$

La frecuencia fundamental de ripple es

$$f_r = Nf, \quad (23)$$

siendo f la frecuencia de red.

Régimen del reactor Interfásico

La rectificación mediante el circuito doble estrella requiere un reactor interfásico, cuyo régimen puede calcularse como se describe a continuación.

Suponiendo que durante el proceso de mantener las tensiones de fase de los dos circuitos estrella en un valor común aparece sobre el reactor una forma de onda triangular, el valor de cresta de la misma será V_{max} , y su frecuencia el triple de la frecuencia de red. La tensión sobre el reactor alcanzará su máximo valor cuando también sea máxima la tensión de fase de una de las conexiones estrella. La tensión de fase de la otra estrella estará desplazada en $\pi/3$, y por ello tendrá la mitad de su valor máximo cuando sobre el reactor se desarrolle la tensión máxima. Por lo tanto

$$V_{max} = E_T(max) - \frac{E_T(max)}{2} = \frac{E_T(max)}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} E_T(rms)$$

La forma de onda triangular puede también representarse mediante una serie armónica

$$v = V_{max} \left(\frac{8}{\pi^2} \left(\sin \theta - \frac{1}{9} \sin 3\theta + \frac{1}{25} \sin 5\theta - \dots \right) \right) \quad (24)$$

Ignorando la tercera armónica y las de orden superior, el valor pico de una onda senoidal equivalente sería $E_{eq}(max)$. Por ello

$$E_{eq}(max) = \frac{8}{\pi^2} V_{max} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\sqrt{2}}{2} E_T(rms)$$

y en consecuencia

$$E_{eq}(rms) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} E_T(rms) \right) = \frac{4}{\pi^2} E_T(rms)$$

El factor de forma para una onda triangular es valor eficaz / valor medio = 1,16, y por lo tanto el régimen de tensión eficaz del reactor es

$$\frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{E_{dc}}{1,16}$$

Asimismo, la corriente que circula a través del reactor es $I_{dc}/2$, y por ello el régimen del reactor será

$$\frac{4}{\pi^2 \times 1,16 \times 2} E_{dc} \cdot I_{dc} = 0,174 E_{dc} \cdot I_{dc} \quad (25)$$

COMPARACION ENTRE LOS RENDIMIENTOS DE LOS CIRCUITOS TRIFASICOS

La Tabla 1 incluye los rendimientos de los circuitos trifásicos comúnmente empleados. Al evaluar los resultados de esta tabla se han supuesto ideales los transformadores y rectificadores empleados. A pesar de esto, la tabla proporciona una buena indicación de los méritos relativos de los circuitos, y puede utilizarse para seleccionar el mejor circuito para cada aplicación en particular.

Puede también usarse para comparar los kilowatts por rectificador que proporcionan los distintos circuitos. Esto quedará mejor ilustrado mediante un ejemplo.

Consideremos los circuitos puente rectificadores de onda completa monofásicos y trifásicos, y supongamos que se dispone de rectificadores especificados para una tensión de cresta de trabajo de 400 V y con un régimen de corriente de 20 A. En la Tabla 6 se presentan los rendimientos que se pueden esperar de ambos circuitos.

De los cálculos anteriores, surge que los rectificadores propuestos están mejor aprovechados en el circuito puente trifásico.

Análisis Idealizado del circuito puente trifásico

Se analizará el circuito puente trifásico a fin de presentar un ejemplo del cálculo de los distintos valores presentados en la Tabla 1.

La forma de onda de la tensión de salida está representada por la ecuación (13), siendo el número de pulsos de tensión por ciclo de la tensión de red $N = 6$. Por lo tanto

$$e = \frac{3}{\pi} E_{max} \left[1 + \frac{2}{35} \cos 6\theta - \frac{2}{143} \cos 12\theta + \dots \right]$$

y

$$E_{dc} = \frac{3}{\pi} E_{max} = 0,955 E_{max}$$

o bien

$$E_{max} = \frac{E_{dc}}{0,955} = 1,05 E_{dc}$$

De la ecuación (14)

$$E_{rms} = \frac{\pi}{3} E_{dc} \sqrt{\left(\frac{6}{2\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right) \right)^2}$$

y por ello

$$E_{rms} = 1,0 E_{dc}$$

La corriente media de salida por rama rectificadora será $I_{dc}/3 = 0,33 I_{dc}$.

La corriente eficaz por rama rectificadora para carga resistiva es, de la ecuación (15)

$$I_{rms} = \frac{E_{rms}}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} = \frac{E_{dc}}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} = I_{dc} \frac{1}{\sqrt{3}}$$

TABLA 6

Comparación entre circuitos rectificadores tipo puente

	Puente monofásico	Puente trifásico
Número de rectificadores De la Tabla 1	4	6
Tensión de salida E_{dc}	$\frac{400}{1,57} = 255V$	$\frac{400}{1,05} = 380V$
Corriente de salida I_{dc}	$2 \times 20 = 40A$	$3 \times 20 = 60A$
Potencia disponible $E_{dc} I_{dc}$	$255 \times 40 = 10,2kW$	$380 \times 60 = 22,8kW$
Kilowatts por rectificador	$\frac{10,2}{4} = 2,55kW$	$\frac{22,8}{6} = 3,8kW$

de lo cual resulta

$$I_{rms} = 0,577 I_{dc}$$

Con carga inductiva

$$I_{rms} = \frac{I_{dc}}{\sqrt{N'}} = 0,577 I_{dc}$$

La corriente pico por rama rectificadora para carga resistiva es

$$I_{pk} = \frac{E_{max}}{R} = \frac{1,05 E_{dc}}{R} = 1,05 I_{dc}$$

y con carga inductiva resulta

$$I_{pk} = I_{dc}$$

La corriente eficaz del secundario del transformador es, de la ecuación (19)

$$I_T(rms) = \sqrt{2} I_{rms} = 0,816 I_{dc}$$

La tensión eficaz del secundario del transformador es, de la ecuación (18)

$$E_T(rms) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\pi}{6\sqrt{2}} 2 E_{dc} = 0,428 E_{dc}$$

por lo tanto el régimen volt-ampere total del secundario del transformador es, de la ecuación (20)

$$\begin{aligned} VA_s &= (E_T(rms) \cdot I_T(rms))^2 \\ &= (0,428 \times 0,816)^2 E_{dc} \cdot I_{dc} \\ &= 1,05 E_{dc} \cdot I_{dc} \end{aligned}$$

El factor de utilidad del secundario puede calcularse a partir de la ecuación (21)

$$U_s = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{1,05 E_{dc} \cdot I_{dc}} = 0,95$$

Dado que en este circuito la corriente de red es simétrica podemos escribir

Corriente eficaz de fase primaria = corriente eficaz de fase secundaria x relación de vueltas = $0,816 I_{dc} (N_s/N_p)$

La tensión eficaz de fase primaria es =

$$= E_T(rms) \frac{N_p}{N_s} = 0,428 E_{dc} \frac{N_p}{N_s}$$

de donde obtenemos los siguientes resultados:

régimen volt-ampere del primario $V A_p = 0,816 I_{dc} \frac{N_s}{N_p}$

$$\times 0,428 E_{dc} \frac{N_p}{N_s} = 1,05 E_{dc} \cdot I_{dc}$$

Factor de utilidad del primario = $\frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{1,05 E_{dc} \cdot I_{dc}} = 0,95$

Frecuencia fundamental de ripple = $6f$ (de la ecuación (23))

Porcentaje de ripple $V_R \% = \frac{141}{6^2 - 1} = 4,03 \%$ (de la ecuación (22))

$$\begin{aligned} \text{Tensión de cresta de trabajo} &= 2 E_T(rms) \cos \frac{5\pi}{6} \\ &= 2 \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{2} E_T(rms) = 2,45 E_T(rms) \end{aligned}$$

o bien

$$\text{tensión de cresta de trabajo} = 2,45 \times 0,428 E_{dc} = 1,05 E_{dc}$$

PERDIDAS EN LOS CIRCUITOS TRIFASICOS

La tensión de salida en un circuito rectificador práctico es inferior al valor ideal debido a la regulación. La regulación de tensión de un sistema trifásico depende de tres factores: las pérdidas en el hierro del transformador, la caída de tensión en los rectificadores y la caída de tensión debida a la conmutación.

Pérdidas en el hierro

La reducción de la tensión de salida debido a las pérdidas en el hierro del transformador puede calcularse de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \text{Caída de tensión debido a las pérdidas en el hierro } E_K &= \\ \text{Pérdidas } P_K \text{ en el hierro del transformador (en watts)} &= \\ &= \frac{P_K}{I_{dc}} \end{aligned} \quad (26)$$

El valor de P_K puede obtenerse a partir de la prueba en cortocircuito del transformador. (Ref. 7).

Caída de tensión directa en el rectificador

Las pérdidas debidas a la caída de tensión directa en el rectificador son generalmente pequeñas, especialmente con los diodos de silicio, que tienen una caída de tensión de uno o dos volt. El valor exacto de este parámetro para un determinado tipo en particular puede obtenerse de la característica directa tensión/corriente del rectificador.

Los efectos de esta pérdida dependen del número de rectificadores que se empleen en serie. En particular, debe notarse que en cualquier circuito-puente con un rectificador por rama, la caída de tensión directa será debida a dos rectificadores en serie.

Pérdidas por conmutación

La inductancia del bobinado del transformador evita que la corriente sea transferida en forma instantánea des-

de una fase a la siguiente, y por esta razón los dos rectificadores conducirán simultáneamente durante un cierto período. En el transcurso del mismo la tensión de salida rectificada será el promedio de las tensiones instantáneas de las dos fases. Debido a ello habrá una reducción en la tensión de salida, tal como está indicado por la parte sombreada de la figura 36.

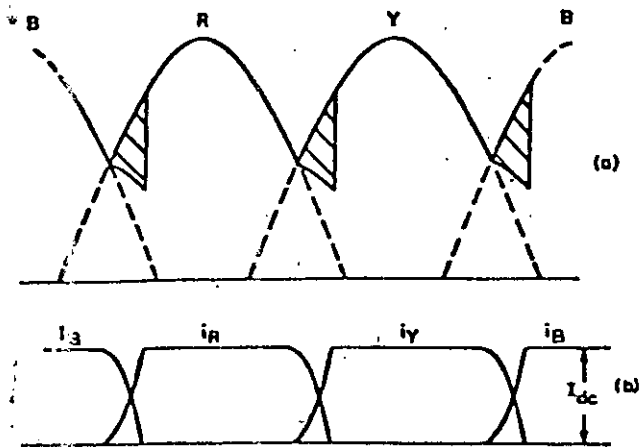


Fig. 36: Pérdida de conmutación debido a la reactancia del transformador
(a) tensión (b) corriente

Durante el período de conmutación, la corriente continua será la suma de la corriente —que va en aumento— del rectificador que comienza a conducir, más la corriente —que tiende a cero— del rectificador que estaba conduciendo previamente. El período de conmutación finaliza cuando se anula corriente del rectificador que estaba conduciendo en primer término, puesto que no podrá pasar corriente alguna en sentido inverso.

La caída de tensión debida a la conmutación — E_{com} — aumenta con el número de fases y con el aumento de la corriente de carga. Para minimizar las pérdidas por conmutación, la reactancia de conmutación deberá limitarse a valores bajos. Sin embargo, deberá tenerse en cuenta que en condiciones de cortocircuito la corriente estará limitada por la reactancia de conmutación mencionada, y nunca deberá exceder el régimen de sobrecorriente del rectificador. La pérdida por conmutación está dada por

$$E_{com} = \frac{n X_L I_{dc}}{2\pi} \dots (27)$$

donde

n = número de fases

X_L = reactancia del transformador por fase

I_{dc} = corriente continua de carga.

Tomando en cuenta todas estas pérdidas, la tensión continua que aparece sobre la carga es E_{dc} (real):

$$E_{dc} \text{ (real)} = E_{dc} \text{ (idealizada)} - \frac{n X_L I_{dc}}{2\pi} - \frac{P_R}{I_{dc}}$$

— V_D x número de rectificadores en serie
donde V_D es la caída de tensión directa por rectificador.

EJEMPLOS DE CIRCUITOS RECTIFICADORES TRIFÁSICOS

Supongamos que se requiere un circuito rectificador trifásico que suministra 90 A, y se dispone de rectificadores con un régimen de tensión de cresta de trabajo de 400 V. El transformador que se utilizará tiene una reactancia porcentual del 5%, y las pérdidas en el hierro son de 900 W.

En la tabla 7 están resumidos los valores de diseño de los circuitos puente y punto medio adecuados a esta aplicación.

REACTANCIA DEL TRANSFORMADOR Y EFICIENCIA DEL CIRCUITO

La regulación de los circuitos trifásicos depende principalmente del rendimiento del transformador. Para estimar este rendimiento, es necesario efectuar una prueba de cortocircuito y otra a circuito abierto en el transformador. A continuación expondremos el objeto de cada prueba, pero para una descripción detallada de las mismas deberá consultarse la literatura apropiada (Ref. 7).

Prueba a circuito abierto

Con el primario y el secundario a circuito abierto, se miden la corriente y la potencia a la frecuencia normal de trabajo. La corriente I_0/c será la suma de las componentes debidas a la magnetización y a las pérdidas en el núcleo. La potencia indicada W_0/c representa asimismo las pérdidas en el núcleo y en el cobre. Este último parámetro es pequeño y puede despreciarse, puesto que I_0/c es pequeña comparada con la corriente a plena carga.

Prueba en cortocircuito

En la prueba de cortocircuito, se cortocircuita el primario o el secundario, y se incrementa gradualmente la tensión hasta que circule por el bobinado la corriente de régimen. En esas condiciones se mide la tensión de cortocircuito V_s/o necesaria para hacer circular la corriente correspondiente a plena carga. La lectura de potencia W_s/c representa en esta prueba las pérdidas en el cobre I^2R y una pequeña pérdida en el núcleo que puede despreciarse.

Cálculos

A partir de las dos pruebas descritas, puede calcularse el rendimiento del transformador de la siguiente forma:

TABLA 7

Diseño de circuitos trifásicos

	Puente trifásico	Trifásico con punto medio
De la Tabla 1:		
Máxima tensión alterna eficaz (por fase) que puede aplicarse	400/2.45 = 163V	400/2.83 = 141.4V
Tensión continua idealizada de salida	163/0.428 = 380V	141.4/0.74 = 191.2V
Corriente media por rama rectificadora	90/3 = 30A	90/6 = 15A
Rectificador adecuado	BYY15	BYX13-800
Caida de tensión total a la corriente media— debida a los rectificadores	0.98 x 2 = 1.96V	0.96V
Caida de tensión debida a la conmutación (E _c (27))	$\frac{3 \times 0.05 \times 163}{2\pi} = 3.9V$	$\frac{6 \times 0.05 \times 141.4}{2\pi} = 6.75V$
Caida de tensión debida a las pérdidas en el cobre	900/90 = 10V	900/90 = 10V
Tensión aproximada disponible en los terminales de salida	380 - 1.96 - 3.9 - 10 = 364V	191.2 - 0.96 - 6.75 - 10 = 173V
Potencia de salida E _{dc} · I _{dc}	364 x 90 = 32.8kW	173 x 90 = 15.6kW

Régimen del transformador M volt-ampere
 Conexión del transformador Delta-estrella
 Tensión primaria normal E_p volta
 Tensión secundaria normal E_s volta

Por lo tanto, la reactancia porcentual será =

$$= \frac{E_s}{E_p} \cdot 100 = X\% \quad (28)$$

Prueba a circuito abierto en el extremo estrella, para tensión normal E_s

Eficiencia del circuito

$$\text{eficiencia \%} = \frac{\text{Salida}}{\text{salida} + \text{pérdidas}} \cdot 100 =$$

Pérdidas en el núcleo = W_o/c Corriente sin carga = I_o/o

$$= \left[1 - \frac{\text{pérdidas}}{\text{salida} + \text{pérdidas}} \right] 100 \quad (30)$$

Prueba en cortocircuito en el extremo estrella, con el secundario cortocircuitado

Tensión de cortocircuito V_s/c Pérdidas en el cobre
 P_K = W_s/c watta a la corriente de régimen

donde
 pérdidas totales = W_{J_c} + W_{J_o} + I_o · V_D x número de rectificadores en serie

Corriente primaria de red = I_p = $\frac{M}{\sqrt{3} E_p}$

Corriente de fase primaria = I_p / √3

Pérdidas en el cobre por fase = $\frac{W_{J_c}}{3}$ watta

F.e.m. de reactancia por fase a la corriente

$$I_p \sqrt{3} = E_s = \sqrt{\left[V_{J_c}^2 \cdot \left(\frac{W_{J_c}}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{I_p} \right)^2 \right]}$$

DIRECTORIO DE ALUMNOS DEL CURSO "ELECTRONICA DE POTENCIA" IMPARTIDO EN
ESTA DIVISION DEL 10 AL 21 DE JUNIO DEL PRESENTE AÑO.

- 1.- ALCANTAR FLORES JULIO CESAR
UNAM
ESTUDIANTE
C. U.
550-52-15 ext. 3762
CALZ. DEL HUESO No. 151 EDIF. 1
DEPTO. 103-B
COL. PRADOS COAPA
DELEGACION COYOACAN
689-96-53
- 2.- ARREDONDO SANCHEZ MANUEL
VIDRIERA ORIENTAL, S.A.
INSTRUMENTISTA
ORIENTE 237 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IZTACALCO
558-91-99
CUCARACHA No. 30
COL. BENITO JUAREZ
CD. NETZAHUALCOYOTL
57000 EDO. DE MEXICO
- 3.- BALDERAS GABRIEL EDUARDO
ININ
PROFESIONISTA "D"
SALAZAR EDO. DE MEXICO
518-23-60
UNIDAD JUAN DE DIOS BATIS EDIF. 198-302
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
07630 MEXICO, D.F.
586-35-91
- 4.- CADENA MENDOZA ELOY
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
INGENIERO DE DISEÑO
EJE CENTRAL LAZARO CARDENAS No. 152
COL. SAN BARTOLO ATEPEHUACAN
567-66-00
LAGO VIESCA No. 52
DELEGACION MIGUEL HIDALGO
11320 MEXICO, D.F.
250-15-03
- 5.- CARREÑO CABRERA HECTOR RENE
INDUSTRIA ELECTRONICA ELECTROMECHANICA
DE MEXICO, S.A.
TRANSVAL No. 242
COL. PENSADOR MEXICANO
DELEGACION VENUSTIANO CARRANZA
760-60-63
ORIENTE 566 No. 302-5
COL. MOCTEZUMA 2a. SECCION
DELEGACION VENUSTIANO CARRANZA
784-55-82
- 6.- CRUZ SANCHEZ JOSE TRINIDAD
CIA. GRAL. DE ELECTRONICA
AUXILIAR DE INGENIERIA
TEZOMOC No. 300-A
COL. FRAC. IND. SAN ANTONIO
DELEGACION ATZCAPOTZALCO
561-74-77
1a. CDA. IGNACIO ALLENDE No. 19
COL. ARGENTINA
DELEGACION MIGUEL HIDALGO
11270 MEXICO, D.F.
399-44-67
- 7.- FERMAN DOMINGUEZ FCO. AMADEO
HULERA EL CENTENARIO CUERNAVACA
INGENIERO DE AREA
CALLE 18 NORTE PRIVADA 6 LOTE 1 MZA. 247-
SECTRO LOS ROBLES CIVAC
CUERNAVACA, MOR.

1000



- 8.- FLORES CALZADA DIONICIO DARIO
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO MONTE ARTUCO No. 39
ING. DE DESARROLLO FRACC. PARQUE RESIDENCIAL COACALCO
EJE CENTRAL LAZARO CARDENAS No. 152 55700 EDO. DE MEXICO
COL. SAN BARTOLO ATEPEHUACAN 574-70-35
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
567-66-00 ext. 20073
- 9.- FLORES HERRERA JOSE ROBERTO
DIREC. GRAL. CONSTRUC. OP. H. AV. MORELOS No. 827
JEFE DE SECCION COL. MAGDALENA MIXHUCA
SAN ANTONIO ABAD No. 231-5o. PISO DELEGACION VENUSTIANO CARRANZA
COL. OBRERA 552-74-38
DELEGACION VENUSTIANO CARRANZA
578-33-61
- 10.- FRANCO OLIVER BELISARIO
S. C. T.
- 11.- GARCIA CALATAYOS ANGEL EDUARDO
INSTITUTO INVESTIGACIONES ELECTRICAS A. HUMBOLDT No. 153 BIS
INTERIOR INTERNADO PALMIRA 62000 CUERNAVACA, MOR.
APARTADO POSTAL No. 475 73 12-23-20
62000 CUERNAVACA, MOR.
- 12.- GARCIA GUZMAN JESUS
UNIVERSIDAD VERACRUZANA AV. XALAPEÑOS ILUSTRES No. 183
MAESTRO DE TIEMPO COMPLETO 91000 XALAPA, VER.
CALLE DE LA PEROOLA S/N 853-41
COL. CENTRO
91000 XALAPA, VER.
76633
- 13.- GONZALEZ MAXINEZ DAVID JAVIER
ENEP ARAGON CALLE SUR 20 No. 591
JEFE MANTO. AREA ELECTRONICA COL. AGRICOLA ORIENTAL
AV. RANCHO SECO S/N 763-00-41
796-04-88
- 14.- GUADARRAMA TAPIA VICTOR
PROCESOS Y SISTEMAS DE INFORMACION TORRE LATINOAMERICANA No. 87
INGENIERO DE SERVICIO CD. NETZAHUALCOYOTL
MINERIA No. 145 57730 EDO. DE MEXICO
COL. ESCANDON 797-88-17
DELEGACION MIGUEL HIDALGO
11800 MEXICO, DF..
516-04-60
- 15.- GUILLEN HERNANDEZ FEDERICO
HULERA EL CENTENARIO CALLE GRAL. ANAYA No. 149
ING. ELECTRONICO DELEGACION IZTAPALAPA
69000 MEXICO, D.F.

16.- GUTIERREZ ONOFRE DEMETRIO
VIDRIERA ORIENTAL
SUPERVISOR DE INSTRUMENTACION
ORIENTE 237 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IXTACALCO
08500 MEXICO, D.F.
558-31-99

PRIV. JORGE RAMIREZ LOTE 17
FRACCION 9
COL. PANTITLAN
DELEGACION IXTACALCO
08500 MEXICO, D.F.
558-21-69;

17.- GUTIERREZ SANCHEZ GILBERTO
VIDRIERA ORIENTAL
EMPLEADO
CALLE 237 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IXTAPALAPA
08500 MEXICO, DF.
558-21-99

COND. 1 MZ. 1 CASA 18
LOS REYES IXTACALCO
TLALNEPANTLA, EDO. DE MEXICO
390-44-94

18.- HERNANDEZ CRUZ JOSE

AV. EL CANTARO EDIF. 11-A-101
VILLA COAPA
DELEGACION TLALPAN

19.- HORTA MEJIA SERGIO
INSTITUTO DE INVESTIGACIONES ELEC.
INTERIOR INTERNADO PALMIRA
APARTADO POSTAL 475

LAGO COMO No. 100
11320 MEXICO, D.F.
399-76-19

20.- LEON CASTILLO JOSE LUIS
S. C. T.

21.- LEYVA ROJO LORENZO
PRECISION CONTROL SERVICIOS, S.A.

22.- LOPEZ MARTINEZ HECTOR
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
JEFE DE CAMPO
AV. 100 METROS No. 152
COL. SAN BARTOLO ATEPEHUACAN
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
07730 MEXICO, D.F.
567-29-84

MONTE LIBANO No. 410-B
COL. LOMAS DE CHAPULTEPEC
11500 MEXICO, D.F.

23.- LOZANO GONZALEZ RAFAEL
UNIDAD ING. Y C. QUIMICAS XALAPA
JEFE CARRERA DE ING. MEC. ELEC.
CALLE LA PERGOLA S/N
ZONA UNIVERSITARIA
766-33

ANDADOR ARAUCARIAS No. 48
COL. POPULAR ANIMAS
XALAPA, VER.

24.- MALDONADO TRUJILLO SERGIO ANTONIO
EMPAQUES PLASTICOS INDUSTRIALES
JEFE MANTO. AREA POLIETILENO
BOULEVARD TOLUCA No. 18-A ESQ. CALLE 3

25.- MARTINEZ MARTINEZ ROMAN
S. C. T.

26.- MEDELLIN RIVAS ROBERTO
VIDRIERA ORIENTAL, S.A.
JEFE MANTO. ELECTRICO
OTE 237 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION VENUSTIANO CARRANZA
08500 MEXICO, D.F.
558-21-99

AV. SOSA TEXCOCO 10-D-3
COL. SAN MARTIN DE PORRES
ECATEPEC DE MORELOS

27.- MENDEZ HERNANDEZ FRANCISCO
S. C.T.

28.- MIRANDA ESCOBAR RODOLFO
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
INGENIERO EN DISEÑO
EJE CENTRAL LAZARO CARDENAS No. 152
COL. SAN BARTOLO ATEPEHUACAN
566-67-00

VALLE DE OAXACA No. 50
COL. UNIDAD DEL VALLE
53290 NAUCALPAN DE JUAREZ
373-27-29

29.- MORENO CARRILLO RAYMUNDO
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
INSTRUCTOR
EJE CENTRAL No. 152
COL. SAN BARTOLO ATEPEHUACAN
14805 MEXICO, D.F.
567-66-00 ext. 26779

CALLE 12 No. 7
JUAREZ PANTITLAN
57460 MEXICO, D.F.
763-85-59

30.- MURILLO MERMBRILLO SAMUEL
S. C. T.

31.- OLIVER SALAZAR MARCO ANTONIO
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
INTERIOR INTERNADO PALMIRA A.P. 475
CUERNAVACA, MOR.

CALZ. DE LAS BRUJAS No. 323 EDIF. 61-
EXHDA. DE COAPA
DELEGACION TLALPAN
14330 MEXICO, D.F.

32.- OSORIO VIGIL LUIS ANTONIO
FACULTAD DE INGENIERIA
AYUDANTE "B"

MULTIFAMILIAR ALEMAN C-423
COL. DEL VALLE
DELEGACION BENITO JUAREZ
03100 MEXICO, D.F.
534-56-79

33.- PÉREZ GARCIA MANUEL DE JESUS
VIDRIERA ORIENTAL, S.A.
SUPERVISOR ELECTRICO
ORIENTE 234 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IZTACALCO
08500 MEXICO, D.F.
558-21-99

RAMIRIQUI No. 1001-A
COL. LINDAVISTA
DELEGACION GUSTAVO A. MADERO
07300 MEXICO, D.F.
754-22-73 y 734-37-71

34.- PEREZ GARCIA ALONSO ERNESTO JESUS
INDUSTRIAS MEXICANAS RYP, S.A.
INGNEIERO
LIEZT No. 152
COL. PERALVILLO
DELEGACION CUAUHTEMOC
06220 MEXICO, DF..
597-20-02

FRESAS No. 102-102
COL. DEL VALLE
DELEGACION BENITO JUAREZ
03100 MEXICO, D.F.
559-85-40

35.- RODRIGUEZ RODRIGUEZ JOSE ANTONIO
DIREC. GRAL. CONSTRUC. OPERAC.HIDR.
JEFE DE OFICINA
SAN ANTONIO ABAD No. 231
COL. OBRERA
DELEGACION VENUSTIANO CARRANZA
588-57-35

ORIENTE 235-C No. 150
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IZTACALCO
07900 MEXICO, D.F.
558-28-49

36.- ROMERO GODOY JUAN MANUEL
D. G. C. O. H.
JEFE OFICINA
AV. RIO CHURUBUSCO No. 1285
COL. SAN JOSE ACULCO
DELEGACION IZTAPALAPA
657-99-05

UNIDAD HAB. IGNACIO ZARAGOZA
COL. TEPALCATES
DELEGACION IZTAPALAPA

37.- SANCHEZ ALVARADO JOSE ARMANDO
BUFETE INDUSTRIAL
INGENIERO DE DISEÑO
MORAS No. 850
COL. DEL VALLE
DELEGACION BENITO JUAREZ
658-52-99

RUMANIA No. 226
DELEGACION BENITO JUAREZ
03300 MEXICO, D.F.
532-11-32

38.- TONIS MAYEN FELIPE
VIDRIERA ORIENTAL
INSTRUMENTISTA
CALLE OTE No. 237 No. 39
COL. AGRICOLA ORIENTAL
DELEGACION IZTACALCO
558-21-99

CALLE CICLAMORES No. 153
COL. LA PERLA
EDO. DE MEXICO

39.- TORRES HERNANDEZ JOSE ANTONIO
UNIVERSIDAD LA SALLE
COORDINADOR AREA ELECTRICA
BENJAMIN FRANKLIN No. 57
COL. CONDESA
DELEGACION CUAUHTEMOC
516-99-60

40.- TREJO VALDIVIA RAFAEL
PROCESOS SISTEMAS INFORMACION
INGENIERO DE SERVICIO
MINERIA No. 145
COL. ESCANDON
DELEGACION BENITO JUAREZ
516-04-60

DR. BALMIS No. 86-6
DELEGACION CUAUHTEMOC
05720 MEXICO, D.F.
761-56-42